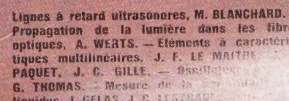


P R I X : 1 0 F

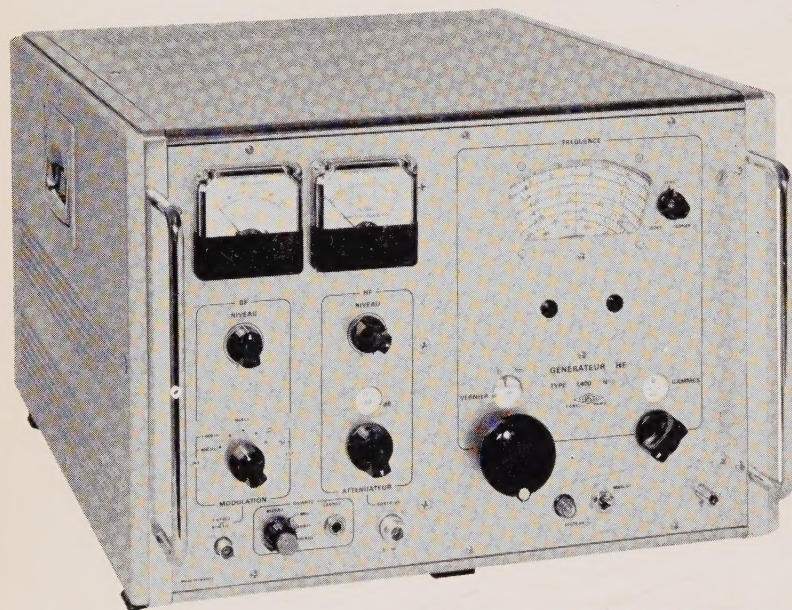
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



nouveau!

GÉNÉRATEUR **hf** TYPE **L400**

50 KHz à 70 MHz



CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES :

- Plage de fréquence : de 50 kHz à 70 MHz en 7 gammes
- 4000 points de lecture par vernier incorporé
- Stabilité : 5.10^{-5}
- Niveau de sortie constant : 0,3 V à 3 V sur 50Ω
- Atténuateur incorporé : de +20 à -100 dB par bonds de 20 dB
- Impédance nominale 50Ω
- T.O.S. < 1,2
- Modulation en amplitude intérieure : 400 et 1000 Hz
- extérieure : du continu à 20 kHz.

**A NIVEAU
DE SORTIE**

élevé

**3 V / 50Ω EN
RÉGIME PERMANENT**

**A NIVEAU
DE SORTIE**

constant

**SUR TOUTE LA PLAGE
DE FRÉQUENCES COUVERTE**

AUTRES AVANTAGES:

- Calibrateur à quartz 100 kHz et 1 MHz
- Stabilité de fréquence élevée (5.10^{-5})
- Modulation extérieure : du **continu** à 20 kHz
- Faible taux de distorsion de la courbe enveloppe.

Documentation et prix franco sur demande

18, AVENUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER - 78 TRAPPES
TÉLÉPHONE 923 08-00 (8 lignes) - TÉLEX 25.705



ETS GEFFROY & CIE
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR

Société Anonyme au Cap. de 5.250.000 F

L'ONDE ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD,
Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E. S. E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6^e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur :
France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R.
voir au verso extraits des statuts
et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :

M. R. G. DOMENACH,
Tél. 250-88-04 et 05.
(voir dernière page)

*

Sur notre couverture

La plaquette analogique HX 42
" AMPLIFICATEUR ÉCHANTILLONNEUR "

La DIVISION ÉQUIPEMENTS SPÉCIALISÉS de la Compagnie Européenne d'Automatisme Electronique diffuse la nouvelle série HX d'amplificateurs analogiques transistorisés montés sur plaquettes standard enfichables à circuits imprimés.

La série HX comporte plusieurs types d'amplificateurs couramment utilisés dans les dispositifs de multiplexage, de conversion A/D et D/A, d'échantillonnage, etc. :

HX 10, 34 et 38 - Amplificateurs opérationnels
HX 11 - Amplificateur alternatif
HX 19 - Amplificateur de puissance
HX 33 - Amplificateur adaptateur
HX 42 - Amplificateur échantillonneur

C.A.E. - Division Equipements Spécialisés
101, bd Murat — PARIS-16^e
Tél. AUT 81-25

46^e année

Septembre 1966

10 F

N° 474

SOMMAIRE

Fiabilité

Etude de la fiabilité des composants d'après le comportement des équipements en exploitation 913
C. MARCOVICI

Fiabilité des appareils « Grand Public » 917
F. ORDONNEAU

Fiabilité des composants utilisés dans les appareils de mesure d'usage courant au C.E.A. 921
C. GUYOT

Taux de défaillance de composants utilisés sur des équipements de télévision en circuit fermé 924
R. DELY

Fiabilité du matériel P. T. T. 927
C. MARCOVICI

Quelques considérations sur la fiabilité de réémetteurs de télévision 931
C. LEUCHTMANN

Fiabilité des circuits intégrés 936
M. REGERT-MONOD

Fiabilité des composants soumis à la contrainte « rayonnements ». Problèmes à résoudre et quelques résultats expérimentaux 945
A. BLIN, A. d'HARCOURT, J. LE BER

Divers

Les lignes à retard ultrasonores en silice pure fondue 955
M. BLANCHARD

Propagation de la lumière cohérente dans les fibres optiques 967
A. WERTS

Traitement systématique des éléments à caractéristique multilinéaire dans les systèmes asservis 981
J.F. LE MAITRE, J.G. PAQUET, J.C. GILLE

Etude et réalisation d'un oscillateur asservi à la phase d'une onde étalon périodiquement interrompue 986
G. THOMAS

Mesure de la permittivité des liquides par une méthode de transmission à 3 cm de longueur d'onde 989
J. GELAS, J.C. LESTRADE

Propriétés de commutation des diodes à semiconducteurs dans le domaine des ondes centimétriques 995
B. CUNIN, J.A. MIEHE, E. OSTERTAG, A. COCHE

Vie de la Société 1002

Correspondance 1010

Informations: Documentation technique, communiqués, bibliographie 1013

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1966)

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Président désigné pour 1967

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Vice-Présidents

MM. J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjointes

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

GROUPES RÉGIONAUX

GRUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GRUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GRUPE 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.

GRUPE DE GRENOBLE

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

GRUPE 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.

GRUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GRUPE 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 l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radio-technique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GRUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire et du Département de Génie Électrique de Toulouse.
Vice-Président. — M. F. CAMBOU, Directeur du Centre d'Études Spatiales des Rayonnements de Toulouse.
Secrétaire-Général. — M. E. CASSIGNOL, Maître de Conférences I.N.S.A. de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	
2	Études scientifiques générales	M. M. BERNARD M. Cl. DUGAS M. G. MOURIER	M. J.P. NOBLANC M. G. PARICARD
3	Physique de l'état solide		
4	Tubes électroniques		
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT M. F. DU CASTEL	M. J.-M. HUBERT M. M. VINOKUR
6	Propagation des ondes		
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX M. D. COULMY	M. I. AFANASSIEFF M. A. VIOLET
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation		
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. GAUDFER-NAU M. J. POTTIER	M. M. JEULIN M. Ch. GUYOT
11	Electronique nucléaire et corpusculaire		
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS 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 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° Être 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

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F ou 500 F ou 1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « l'Onde Electrique ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

FIABILITÉ DES COMPOSANTS D'APRÈS LE COMPORTEMENT DES ÉQUIPEMENTS EN EXPLOITATION, par C. MARCOVICI, Ingénieur au Centre de Fiabilité. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 913 à 916).

L'observation du comportement des équipements en exploitation est très riche d'enseignements. Elle permet, entre autres, de relever rapidement et d'une façon assez précise les taux de défaillance moyens de chaque type de composants grâce aux millions d'heures composants accumulés.

On montre les avantages et inconvénients de ces taux de défaillance par rapport à ceux tirés d'un document tel que le R.A.D.C.

Ces taux peuvent permettre un calcul prévisionnel valable, à condition d'être établis à partir des défaillances inhérentes aux composants. Pour les calculer, il faut réunir des documents de base sur l'ensemble des équipements suivis pour connaître les nombres d'heures d'utilisation, il faut distinguer les défaillances inhérentes aux composants des autres : les externes, secondaires et systématiques.

Ces taux de défaillance inhérents peuvent permettre une prévision de fiabilité optimale, qui dans la réalité sera plus ou moins dégradée, suivant la conception, la mise en œuvre et les conditions d'utilisation.

FIABILITÉ DES APPAREILS GRAND PUBLIC, par F. ORDONNEAU, Chef du département Qualité, La Radio-technique. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 917 à 920).

L'identification d'un niveau de fiabilité recherché pour les appareils dit « Grand Public » (Radio, TV, etc.) est basée sur la mise en œuvre de tests, en général normalisés, effectués sur les prototypes et dont le préambule est l'expertise technologique.

Ces dispositions sont éventuellement complétées par un calcul permettant d'évaluer la probabilité qu'ont les différents composants de se comporter d'une façon satisfaisante, lorsqu'ils sont soumis aux conditions de fonctionnement de l'ensemble.

La conformité de la production est établie par l'exploitation statistique de certaines informations.

Les limites sont définies eu égard aux conditions d'utilisation défavorables.

FIABILITÉ DES COMPOSANTS UTILISÉS DANS LES APPAREILS DE MESURE D'USAGE COURANT AU C.E.A., par C. GUYOT, Ingénieur au Département d'Electronique Générale du C.E.A. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 921 à 923).

Dans cet exposé, l'auteur indique les taux de défaillance observés pour un grand nombre de composants électroniques utilisés dans les appareils de mesure d'usage courant au C.E.A.

Le parc de matériel à entretenir par des services centraux est relativement très important ; les composants électroniques font en général partie d'une liste préférentielle et se retrouvent d'un ensemble à un autre ; un très grand soin est apporté à la collecte et à l'analyse des informations. Le niveau de confiance ainsi atteint est excellent.

FIABILITÉ DES COMPOSANTS DU MATÉRIEL P.T.T. par C. MARCOVICI, Ingénieur au Centre de Fiabilité. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 927 à 930).

Vu l'importance quantitative du matériel des Lignes à Grande Distance, les exigences en fiabilité sont assez élevées : 10^{-6} /h par organe, 10^{-8} /h par composant.

De tels résultats ne peuvent être obtenus que grâce à l'association Constructeur - CNET - LGD.

Les liaisons CNET - Constructeurs se traduisent par une liste préférentielle qui permettent d'éviter l'utilisation de composants de qualité douteuse et par des directives d'emploi qui limitent le nombre des erreurs de conception.

Les liaisons CNET - LGD se traduisent par des études rationnelles de la fiabilité opérationnelle du matériel et la réunion d'éléments qui influenceront sur la liste préférentielle et les directives d'emploi. La détection des défauts systématiques permet de modifier le matériel en cours de fabrication ainsi que celui en exploitation. Des imprimés utilisés par le CNET ainsi que les taux de défaillance inhérents aux composants obtenus sont présentés.

QUELQUES CONSIDÉRATIONS SUR LA FIABILITÉ DE RÉÉMETTEURS, par C. LEUCHTMANN, Chef du Service Technologie Fiabilité, Département Electronique, Société Précision Mécanique - Labinal. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 931 à 935).

Après quelques généralités sur les réémetteurs, l'auteur considère le cas particulier des petites communautés et des pays en voie de développement. Budget limité, températures d'utilisation extrêmes, accès difficiles, imposent un matériel bon marché et fiable.

Il est montré comment l'action « fiabilité » doit être menée dès le début de l'étude. Elle doit porter avec toute la vigueur voulue sur la définition technologique, le choix et l'utilisation des composants.

Les différents aspects de la fiabilité sont examinés. Les défauts de jeunesse sont éliminés en usine.

En analysant les défauts d'usure, on s'assure qu'ils sont rejetés en dehors de la période de vie utile.

Les défauts cataleptiques sont chiffrés.

FIABILITÉ DES CIRCUITS INTÉGRÉS, par M. RÉGERT MONOD, Ingénieur au Centre de Fiabilité, C.N.E.T., Bagneux. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 936 à 944).

Le problème de la fiabilité en électronique intégrée se pose d'une façon nouvelle, étant donné le petit nombre de circuits et les fonctions très diverses de chacun d'eux. On utilise des procédés nouveaux, en particulier les essais non destructifs. On étudie la fiabilité théorique et les conditions des essais de réception ; on insiste sur l'importance de l'analyse des pièces défaillantes.

Les divers types d'essais non destructifs sont alors examinés : analyse thermique, balayage électronique et transparence aux rayons X.

On passe ensuite en revue le contrôle des circuits intégrés : recherche des variables déterminantes, principe de l'expérimentation et exploitation des résultats.

On étudie, pour finir, l'auto-soutien logistique qui permet la maintenance avec des rechanges réduits et on conclut en estimant que le panneau monté donne de meilleurs résultats que le composant isolé.

FIABILITÉ DES COMPOSANTS SOUMIS A LA CONTRAINTE « RAYONNEMENTS », PROBLÈMES A RÉSOUDRE ET QUELQUES RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX, par A. BLIN, A. D'HARCOURT et J. LE BER, Département d'Electronique Générale, Commissariat à l'Energie Atomique. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 945 à 954).

Après un rappel de relations et modèles mathématiques utilisés couramment en fiabilité, on expose les résultats obtenus, au Département d'Electronique Générale du C.E.A., par le traitement statistique de lots de composants électroniques (transistors, résistances, condensateurs), soumis à la contrainte « rayonnements ».

On utilise ensuite une méthode permettant de prédire la fiabilité globale de circuits électroniques soumis aux irradiations, connaissant le comportement statistique de chacun des types de composants qui constituent ces circuits.

TAUX DE DÉFAILLANCE DE COMPOSANTS UTILISÉS SUR DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION EN CIRCUIT FERMÉ, par R. DELY, Groupe Electronique Compagnie Française Thomson-Houston, Bagneux. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 924 à 926).

Un équipement électronique professionnel a été exploité pendant plusieurs dizaines de milliers d'heures. Son entretien a donné lieu à des rapports d'intervention mentionnant entre autres les composants ayant fait l'objet de remplacement. Le dépouillement de ces rapports a permis de calculer les taux de défaillance propres à chaque famille de composants. Ces chiffres doivent être interprétés avec prudence car ils tiennent compte tant des défauts proprement dits, que des défauts « seconds » et même de la maintenance préventive. Ils peuvent cependant servir de guide dans l'établissement de projets d'équipements similaires.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE RELIABILITY OF COMPONENTS IN P.T.T. EQUIPMENT, by C. MARCOVICI, *Ingénieur au Centre de Fiabilité*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 927 to 930).

In view of the quantitative importance of the equipment used in trunk line circuits, the standards of reliability are set high, being 10^{-6} /per hour for the units and 10^{-8} /per hour for components.

Such results have only been obtained because of the association between Manufacturers - CNET-LGD.

The relationship CNET to Manufacturers is arrived at by a preferential list which makes it possible to avoid the use of components of dubious quality and by design instructions which limit the number of initial errors.

The relationship CNET-LGD is arrived at by thoughtful examination of the operational reliability of the equipment and the association of factors which will influence the preferential list and the instructions for use.

The systematic detection of faults makes it possible to change the equipment in the process of manufacture as well as that already in use. Basic information used by the CNET as well as the tables of inherent component faults observed are presented.

CONSIDERATIONS CONCERNING THE RELIABILITY OF RELAY TRANSMITTERS, by LEUCHTMANN, *Chef du Service Technologie, Fiabilité, Département Electronique, Société Précision Mécanique Labinal*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 931 to 935).

After some general comments about relay transmitters, the writer considers the particular instance of small communities and of developing areas. Limited budgets, high ambient temperatures, and difficulty of access all make necessary cheap and reliable equipment.

An explanation is given of how the emphasis on reliability can be applied right from the beginning of the design. It can be applied with any desired degree of emphasis to the definition of the technological requirements and the choice and use of materials.

Different aspects of reliability are examined and faults of inexperience are eliminated in manufacture.

In analysing the faults occurring during usage, steps are taken to ensure that they fall outside the period of useful life.

THE RELIABILITY OF SOLID CIRCUITS, by M. RÉGERT MONOD, *Ingénieur au Centre de Fiabilité, C.N.E.T. Bagneux*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 936 to 944).

The reliability problem in solid state electronics presents itself in a new shape because of the small number of circuits and the very wide range of functions for each of them. New methods are used and in particular non-destructive testing. There is an examination of theoretical reliability and the test conditions. Emphasis is placed on the importance of an analysis of the components which fail.

Various kinds of non-destructive testing are then examined, notably thermal analysis, electronic scanning, and X-Ray inspection.

There follows a review of the control of solid state circuits and an examination of the determining variables on the principles of experiment and examination of results.

There is finally an account of self-maintenance planning which allows maintenance with a lesser number of replacements and the conclusion is reached that an assembled unit gives better results than an isolated component.

THE RELIABILITY OF COMPONENTS ACCORDING TO THE LAYOUT OF EQUIPMENT IN USE, by C. MARCOVICI, *Ingénieur au Centre de Fiabilité*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 913 to 916).

There are many lessons to be learned from the study of the behaviour of equipment in use. Among other things it is possible to arrive quickly and fairly accurately at an assessment of the average failure of each type of component as a result of the millions of component hours available for examination.

There is a discussion of the advantages and disadvantages of these failure statistics in relation to those drawn from documents such as the R.A.D.C.

These assessments make possible the calculation of a useful forecast so long as they are based on failures which are inherent in the components. To work these out it is necessary to provide basic information on the whole of the equipment being studied in order to know the number of hours of use and to distinguish inherent failures in components from others, which may be external failures, secondary failures, or failures of a system.

These estimates of inherent fallibility make possible a forecast of the maximum reliability which, in practical circumstances, will be to a greater or lesser extent not sought completely according to the conception, the execution, and the conditions of use.

RELIABILITY OF PUBLIC SERVICE INSTALLATIONS, by F. ORDONNEAU, *Chef du département Qualité, La Radiotechnique*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 917 to 920).

The identification of a level of reliability sought for equipment in the «great public» services such as radio and television is based on the making of standard tests carried out on prototypes where the first contribution is technological expertise.

This operation is then completed by a calculation of the probability that the various components will behave in a satisfactory manner when they are submitted to the working conditions of the whole assembly.

Uniformity of production is assured by the statistical use of the information obtained.

Limits are defined in relationship to unfavourable working conditions.

RELIABILITY OF COMPONENTS USED IN STANDARDIZED ELECTRONIC AT THE C.E.A., by C. GUYOT, *Ingénieur au Département d'Electronique Générale du C.E.A.* L'Onde Electrique, September 1966 (pages 921 to 923).

In this paper, the author has given the failure rates of a large number of electronic components used in the standardized instruments at the C.E.A.

The amount of instruments to be maintained is rather important; the components are in general those of a preferred list and therefore are found on all instruments; a great care is brought to the collection and analysis of data. The level of confidence thus achieved is excellent.

RELIABILITY OF COMPONENTS UNDER RADIATION STRESS. PROBLEMS TO BE SOLVED AND SOME EXPERIMENTAL RESULTS, by A. BLIN, A. D'HARCOURT et J. LE BER, *Département d'Electronique Générale, Commissariat à l'Energie Atomique*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 945 to 954).

The authors briefly call back of the most currently used mathematical relations and models in reliability and give the results obtained at the Electronics Department of the C.E.A. by the statistical treatment of lots of electronic components (transistors, resistors, and capacitors) under radiation stress.

A method is then used which permits the prediction of the integral reliability of electronic circuits under radiation stress when the statistical behaviour of each component entering the circuit is known.

FAILURE STATISTICS FOR COMPONENTS USED IN EQUIPMENT FOR CLOSED CIRCUIT TELEVISION, by R. DELY, *Groupe Electronique, Compagnie Française Thomson-Houston, Bagneux*. L'Onde Electrique, September 1966 (pages 924 to 926).

A piece of professional electronic equipment has been used for some tens of thousands of hours. Its maintenance has given rise to records of the action necessary, mentioning among other things, the components which it has been necessary to replace. The form of these reports has made it possible to calculate the failure rate for each group of components. These figures must be interpreted with care because they take into account not only faults which may properly be described as such but also secondary faults and even preventive maintenance. They can, however, be useful as a guide in the setting up of similar equipment assemblies.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

LES LIGNES A RETARD ULTRASONORES EN SILICE PURE FONDUE, par M. BLANCHARD, *Ingénieur E.S.E., Société Quartz et Silice*. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 955 à 966).

Les lignes à retard ultra-sonores résultent de l'association de deux transducteurs piézoélectriques et d'un milieu de propagation des ondes élastiques tel que la silice pure fondue.

Après un rappel des phénomènes de propagation de ces ondes dans les matériaux solides, l'auteur montre pourquoi la silice pure fondue convient bien, particulièrement pour les fréquences comprises entre 5 et 100 MHz.

Les transducteurs employés peuvent être cristallins naturels tels que le quartz ou ferroélectriques polycristallins tels que les céramiques au titanate de baryum ou au titanate-zirconate de plomb.

Le choix convenable de ces matériaux et les progrès techniques réalisés ont permis d'améliorer les performances des lignes à retard qui sont maintenant utilisées pour de nombreuses applications électroniques.

PROPAGATION DE LA LUMIÈRE COHÉRENTE DANS LES FIBRES OPTIQUES, par A. WERTZ, *Ingénieur à la C.S.F. - C.E.P.C.A., Corbeville*. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 967 à 980).

Après avoir rappelé la théorie électro-magnétique des modes de propagation des ondes dans les cylindres diélectriques, on expose l'application de cette théorie au cas particulier des fibres optiques propageant de la lumière cohérente (Laser).

On analyse les résultats de l'étude théorique et expérimentale des modes d'ordre faible dans des fibres dont le diamètre est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde : étude des conditions d'excitation, de la propagation, de l'affaiblissement, de la stabilité des modes...

Enfin, on expose en détail la réalisation et l'étude de fibres monomodes qui sont les mieux adaptées au transport de l'information.

TRAITEMENT SYSTÉMATIQUE DES ÉLÉMENTS A CARACTÉRISTIQUE MULTILINÉAIRE DANS LES SYSTÈMES ASSERVIS, par J.F. LE MAITRE, J.G. PAQUET, J.C. GILLE, *Département de Génie Electronique, Faculté des Sciences Université Laval, Québec, Canada*. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 981 à 985).

La méthode de l'équivalent harmonique, lorsqu'elle est utilisée pour étudier le comportement des asservissements non linéaires, nécessite la construction d'un lieu « critique », gradué en amplitude. Lorsque la caractéristique de l'élément non linéaire est symétrique, dépourvue d'hystérésis et formée de segments de droites, on démontre comment cette méthode peut être simplifiée en utilisant seulement la courbe d'amplitude de l'organe non linéaire, obtenue avec une bonne approximation à partir de la caractéristique multilinéaire elle-même. On donne ensuite un exemple dans lequel on calcule les paramètres de l'oscillation libre d'un asservissement simple.

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR ASSERVI A LA PHASE D'UNE ONDE ÉTALON PÉRIODIQUEMENT INTERROMPUE, par G. THOMAS, *Laboratoire de Radioélectricité, Faculté des Sciences de Rennes*. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 986 à 988).

L'auteur examine la possibilité de transférer à un oscillateur local la stabilité d'une fréquence étalon émise sous forme discontinue. De cette façon, la modulation pourrait être complètement dégénérée et une porteuse continue stable pourrait être réalisée sur place afin de permettre les réglages d'un étalon primaire local.

Dans cette étude, l'oscillateur local est un quartz de 1 MHz qui doit être verrouillé par l'émission de Rugby sur 16 kHz.

MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES LIQUIDES PAR UNE MÉTHODE DE TRANSMISSION A 3 cm DE LONGUEUR D'ONDE, par J. GELAS, *Attaché de Recherche au C.N.R.S. et J.C. LESTRADE, Maître de Recherche au C.N.R.S., Laboratoire de Physique des liquides et d'Electrochimie, Faculté des Sciences de Paris, Département de Recherches Physiques*. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 989 à 994).

Cet article analyse l'une des variantes de la méthode de mesure de la permittivité dont le principe général est l'étude d'un coefficient de réflexion.

Les auteurs cherchent ainsi à mettre en évidence les principales causes d'erreur et à étendre le champ d'application au cas où les pertes sont faibles.

PROPRIÉTÉS DE COMMUTATION DES DIODES A SEMICONDUCTEURS DANS LE DOMAINE DES ONDES CENTIMÉTRIQUES, par B. CUNIN, J.A. MIEHE, E. OSTERTAG et A. COCHE, *Centre de Recherches Nucléaires, Strasbourg-Cronenbourg (France)*. L'Onde Electrique de septembre 1966 (pages 995 à 1001).

L'étude expérimentale présentée dans cet article porte sur les principales propriétés des diodes à pointe au germanium utilisées comme dispositif de modulation d'amplitude.

La première partie est consacrée à la mise en évidence des propriétés statiques de commutation de ces structures. La seconde partie fait apparaître les caractéristiques dynamiques d'un ensemble de deux diodes dont le temps de commutation est inférieur à la nanoseconde.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

PROPAGATION OF COHERENT LIGHT IN OPTICAL FIBRES, by A. WERTS, *Ingénieur à la C.S.F.-C.E.P.C.A., Corbeville*. *L'Onde Electrique*, September 1966 (pages 967 to 980).

After a sketch of the electromagnetic theory concerning the mechanism of wave propagation in dielectric cylinders, there follows an account of the application of this theory to the particular instance of optical fibres carrying coherent light (as in the Laser).

There follow the results of a theoretical and experimental study of low-level operation in fibres whose diameter is of similar order to the size of the wavelength, with an account of the excitation conditions, the propagation, the attenuation and the stability of the modes.

Finally, a detailed account is given of the design and examination of single mode fibres which are the most suitable form for the transmission of information.

DESIGN AND CONSTRUCTION OF AN OSCILLATOR PHASE-CONTROLLED BY A STANDARD TRANSMISSION PERIODICALLY INTERRUPTED, by G. THOMAS, *Laboratoire de Radioélectricité, Faculté des Sciences de Rennes*. *L'Onde Electrique*, September 1966 (pages 986 to 988).

The writer examines the practicability of transferring to a local oscillator the stability of a frequency standard emitted intermittently. According to this arrangement the modulation can be removed and a stable continuous carrier wave can be produced locally to allow the regulation of a local primary standard. In this example, the local oscillator is a crystal oscillator of 1 megacycle which can be locked to the transmission of Rugby on 16 kilocycles.

THE SWITCHING CHARACTERISTICS OF SEMI-CONDUCTOR DIODES IN THE RANGE OF CENTIMETRIC WAVES, by B. CUNIN, J.A. MIEHE, E. OSTER-
TAG, and A. COCHE. *Centre de Recherches Nucléaires, Strasbourg-Cronenbourg (France)*. *L'Onde Electrique*, September 1966 (pages 995 to 1001).

The experimental account presented in this article relates to the principal characteristics of germanium diodes used as amplitude modulation devices. The first part is concerned with an account of the static switching characteristics of these devices; the second part explains the dynamic characteristics of an assembly of two diodes in which the switching time is less than a nanosecond.

ULTRASONIC DELAY LINES USING PURE CAST SILICA, by M. BLANCHARD, *Ingénieur E.S.E., Société Quartz et Silice*. *L'Onde Electrique*, September 1966 (pages 955 to 966).

Ultrasonic delay lines are obtained by the association of two piezoelectric transducers and a means of wave propagation such as pure cast silica.

After an account of the phenomena of the propagation of these waves in solid materials, the writer explains why pure cast silica is especially suitable particularly for the frequencies lying between 5 and 100 megacycles.

The transducers which are used can be natural crystals such as those of quartz or ferroelectric polycrystals such as the ceramics using barium titanate or lead titanate-zirconate.

The appropriate choice of these materials and the technical advances which have been made have made possible improvements in the performance of delay lines which are now used for many electronic applications.

SYSTEMATIC EXAMINATION OF ELEMENTS HAVING MULTI-LINEAR CHARACTERISTICS IN CONTROLLED SYSTEMS, by J.F. LE MAITRE, J.G. PAQUET, J.C. GILLE, *Département de Génie Electrique, Faculté des Sciences, Université Laval, Québec, Canada*. *L'Onde Electrique*, September 1966 (pages 981 to 985).

The method of the harmonic equivalent when it is used to examine the behaviour of non-linear control arrangements requires the production of a critical area graduated in amplitude. When the characteristic of the non-linear element is symmetrical, not involving hysteresis and made up of straight line sections, an account is given of how this method can be simplified using only the amplitude curve of the non-linear element obtained to a good approximation from the multi-linear characteristic itself.

There follows then an example of the calculation of parameters of a free oscillation in a simple control arrangement.

PERMITTIVITY MEASUREMENTS IN LIQUIDS BY A METHOD USING SIGNALS OF 3 cm IN WAVELENGTH, by J. GELAS, *Attaché de Recherche au C.N.R.S. et C.J. LESTRADE, Maître de Recherche au C.N.R.S. Laboratoire de Physique des Liquides et d'Electrochimie, Faculté des Sciences de Paris, Département de Recherches Physiques*. *L'Onde Electrique*, September 1966 (pages 989 to 994).

The article describes one of the methods of permittivity measurement based on the examination of reflection coefficients.

The writers seek to show the principal causes of error and also to extend the field of application to instances where very low levels are involved.

ÉTUDE DE LA FIABILITÉ DES COMPOSANTS D'APRÈS LE COMPORTEMENT DES ÉQUIPEMENTS EN EXPLOITATION*

PAR

C. MARCOVICI

Ingénieur au Centre de Fiabilité

I. Moyens d'évaluation de la fiabilité des équipements

La connaissance de la fiabilité d'un équipement avant mise en service est d'autant plus complexe que des taux de défaillance de l'ordre du % par 1 000 h sont fréquents dans des conditions normales de fonctionnement. Ceci implique, pour évaluer expérimentalement la fiabilité avec un degré de confiance satisfaisant, des essais sur des nombres élevés d'équipements identiques ou pendant des durées prolongées, de telle sorte que le nombre d'heures d'équipements, accumulées en essai, soit supérieur bien souvent à 10^6 . En fait, de tels essais sont pratiquement et économiquement irréalisables et il reste deux solutions pour évaluer la fiabilité d'un équipement :

1. Utiliser les abaques du Rome Air Development Center Reliability Notebook, mais ils s'appliquent à des composants d'outre atlantique et ne donnent que des valeurs moyennes sans discrimination sur l'origine des composants considérés.

2. Regarder attentivement les résultats obtenus pendant plusieurs millions d'heures d'équipements, en exploitation effective. Il y a là une source d'information impressionnante et quasi gratuite qui permet de fixer quelques ordres de grandeur des taux de défaillances des composants dans un type d'exploitation donné. Ce sont ces taux de défaillances obtenus après la période de mortalité infantile qui pourront ensuite être utilisés pour évaluer grossièrement la fiabilité d'équipements voisins travaillant dans des conditions d'utilisation et d'exploitation semblables.

2. Avantages et inconvénients des résultats issus d'une étude en exploitation

Les résultats issus d'une étude en exploitation présentent des avantages et inconvénients.

Les pannes d'un équipement sont fréquemment réparties en pannes cataleptiques et en pannes par dérive des caractéristiques. Hors quelques cas assez spécifiques, il n'est pas possible de séparer, après coup, défaillance cataleptique et défaillance par dégradation lorsque la dégradation lente a abouti à une défaillance totale. Ainsi, les taux de défaillance relevés ne sont pas spécifiques des défaillances cataleptiques ce qui n'est pas un inconvénient, bien au contraire, pour des prévisions de fiabilité d'équipements de même type, utilisés dans des conditions à peu près identiques. D'autre part il faut faire attention aux dégradations dues à des phénomènes de vieillissement et savoir tenir compte de l'influence sur la fiabilité des procédures de maintenance appliquées aux équipements étudiés. Ainsi, il serait bon de distinguer les composants dont la période de vie utile est relativement courte et de connaître la durée de cette période afin d'être sûr que les taux de défaillance établis portent bien sur cette période.

D'autre part l'établissement de taux de défaillances moyens, se fait souvent sans analyse fine des contraintes appliquées aux composants et en ne distinguant que le type de matériel et les conditions d'exploitation. Mais ceci se justifie car des taux de défaillance ne sont utilisables que pour du matériel de même type, employé dans des conditions similaires et fabriqué avec les mêmes règles de l'art.

En effet :

— Les performances demandées à des équipements différents ne sont pas toujours les mêmes et

* Conférence prononcée le 20 avril 1966 au cours de la demi-journée d'études des 3^e et 5^e sections de la SFER sur la fiabilité.

on ne peut faire de comparaisons qu'à performances égales.

— Les composants ne sont pas utilisés de la même façon suivant la nature des matériels. Les paramètres fondamentaux ne sont pas les mêmes. Par exemple, les variations de V_{CESAT} d'un transistor n'ont pas les mêmes répercussions sur un circuit de base d'un calculateur analogique et sur celui d'un calculateur numérique.

— Le même composant ou le même équipement employé dans des conditions d'environnement différentes n'a pas le même taux de défaillance.

Les taux de défaillance, déterminés ainsi par l'expérience, permettent de faire des évaluations grossières de fiabilité de nouveaux équipements, évaluations qui pourront être affinées au vu des premiers résultats d'essais et d'exploitation. Ces taux devraient, dans la mesure du possible, être inhérents aux composants et leur utilisation ne serait valable dans un calcul prévisionnel que dans la mesure où la conception des équipements serait parfaite.

Nous allons voir maintenant quelles sont les précautions à prendre pour établir des listes de taux de défaillance inhérents moyens avant que soient présentés les résultats obtenus par divers organismes, mais il ne faut surtout pas perdre de vue que ce n'est qu'un sous-produit d'études de relevés de pannes d'équipements, études dont l'intérêt devrait apparaître évident à tous les grands utilisateurs ou constructeurs d'équipements.

3. Documents de base

Pour une telle étude, il est avant tout nécessaire de bien définir les équipements dont on observera le comportement. Nous avons pu constater, dans les premières recherches de taux de défaillance inhérents aux composants, que beaucoup de difficultés auraient pu être évitées en commençant par réunir la documentation suivante :

1. *Un bloc diagramme* permettant de distinguer tous les éléments considérés dans l'étude : organes périphériques, instruments de contrôle, connecteurs, câbles de liaison, antennes, etc.

2. *Des documents* donnant les caractéristiques techniques, l'effectif et la constitution de chaque bloc fonctionnel, compte tenu des modifications effectuées. Ceci suppose :

— Un N° d'identification pour chaque sous-ensemble interchangeable et pour chaque équipement ;

— Des schémas électriques accompagnés de nomenclatures donnant pour chaque composant : repère topologique, nature, modèle, valeur nominale, tolérances et, dans toute la mesure du possible, nom du fabricant ;

— L'indication des modifications successives apportées à ces schémas (modification 1, modification 2 ...) et un indice sur l'équipement ou le sous-ensemble permettant de connaître son état par rapport à la version d'origine.

3. Un état périodique donnant :

— Le nombre d'équipements du type étudié en service, leurs conditions individuelles d'utilisation, le nombre d'heures de fonctionnement de chacun depuis sa mise en service, ce nombre étant lu sur un compteur horaire ou estimé à partir du nombre moyen mensuel d'heures de fonctionnement ;

— Les nombres d'équipements modifiés (modification 1, modification 2 ...) avec les dates de modification pour chaque équipement, ceci étant indispensable pour se rendre compte d'une amélioration de fiabilité.

Connaissant ainsi, par ces documents de base, le matériel en service et le nombre d'heures accumulées par chaque composant, il reste à constituer un recueil d'informations sur le comportement en exploitation des équipements. C'est là tout le rôle des rapports d'intervention.

4. Les rapports d'intervention

Ce sont des rapports qui doivent être établis à la suite de toute intervention sur un appareil : réglage, modification, maintenance préventive, remplacement ou réparation, que ce soit à la suite d'essais, d'une recette par l'utilisateur, d'un stockage, d'un transport, d'une maintenance préventive ou d'une défaillance naturelle ou accidentelle.

Un certain nombre d'informations sont à porter sur ces rapports :

— Les références de l'équipement en cause, le lieu d'utilisation, le nombre d'heures d'utilisation.

— Les caractéristiques de l'intervention :

- sa durée et le temps d'immobilisation ;
- le moment : première mise en service, essai de routine en cours d'exploitation, après stockage, transport,
- la cause : erreurs (pour un calculateur par exemple), baisse de performances, fonctionnement intermittent, panne franche, maintenance préventive ;
- l'origine : déficience de l'équipement, incident externe ;
- la nature : remplacement de composants, d'unité fonctionnelle, réglage.

— Les repères topologiques des composants remplacés, leurs défauts et les motifs de remplacement : échange préventif en cours de dépannage, défaut secondaire, etc.

5. Exploitation des rapports

Ces rapports d'intervention, il faut ensuite les exploiter.

Rappelons que nous ne nous intéressons ici qu'à l'étude des taux de défaillance des composants.

Les documents de base ont permis d'établir, pour chaque type de composant et par repère topologique, toutes les durées de fonctionnement exprimées en nombres d'heures-composants.

L'ensemble des rapports fait apparaître un certain nombre de défaillances d'origines très diverses, et si l'on ne tient pas compte des composants remplacés à titre de maintenance préventive, il reste d'une manière générale quatre types de défaillances qu'il est très important de distinguer :

1. *Les défaillances secondaires* entraînées par la défaillance dite primaire d'un dispositif associé. Citons l'exemple d'un circuit à tolérances larges dont un condensateur de liaison plaque-grille présente un défaut d'isolement. Il en résulte un courant plaque trop important du tube en aval qui peut se traduire, au bout d'un temps plus ou moins long, par un épuisement par empoisonnement du tube ou par une défaillance de la résistance de plaque qui a chauffé anormalement. La défaillance doit alors être attribuée au condensateur. Cet exemple montre la nécessité d'une analyse minutieuse de chaque défaillance par un spécialiste.

2. *Les défaillances d'origine externe* dues à une intervention humaine (inobservation des instructions appropriées pour le transport, l'installation, la manipulation, l'exploitation et l'entretien des équipements) ou encore celles qui sont dues à des variations non prévues d'environnement, d'alimentation, de signaux d'entrée (parasites).

Leur existence ne peut être démontrée qu'après une recherche minutieuse des circonstances qui ont précédé la défaillance.

Leur élimination doit se traduire par une meilleure utilisation du matériel ou par la mise en place de protections nouvelles.

3. *Les défaillances systématiques* dues à une erreur de conception, par exemple utilisation d'un condensateur céramique là où il faudrait un condensateur au mica, utilisation d'un composant peu stable ou à tolérances trop importantes dans un circuit qui nécessite des tolérances très serrées, utilisation d'un composant à température maximale d'utilisation inférieure à la température locale effective.

Les moyens d'action se situent alors, en général, au niveau du constructeur.

4. *Les défaillances inhérentes aux composants*, qu'elles soient de jeunesse, aléatoires ou d'usure.

En fait, les défaillances que nous classons ici parmi les défaillances systématiques peuvent très bien être inhérentes aux composants. En effet, lorsqu'on se reporte aux courbes RADC (Rome Air Development Center), on constate qu'en choisissant des conditions assez défavorables, les taux de défaillance sont très élevés. Mais ces taux de défaillance élevés auraient été évités si les équipements avaient été conçus avec tous les soins et toutes les précautions nécessaires pour assurer une bonne fiabilité, et c'est pourquoi il est logique de rendre le constructeur responsable dans de tels cas et de considérer comme systématiques et devant être évitées par la suite toutes les défaillances dont la fréquence est anormalement élevée.

Une bonne analyse des schémas et des causes des pannes doit permettre d'isoler défaillances secondaires et externes.

Une analyse statistique permet de distinguer les défaillances systématiques de celles inhérentes aux

composants. Elle peut se faire en comparant les taux de défaillance trouvés à des taux de référence établis d'après l'expérience. Plus simplement et sans doute avec moins de risques d'erreur, cette analyse statistique peut se faire en considérant tous les composants de même type et en comparant leur taux de défaillance en fonction de leur repère topologique. Prenons l'exemple de C_1 , C_2 , C_8 , C_{13} qui sont quatre condensateurs de même type ayant accumulé le même nombre d'heures-composants, si l'un d'eux présente au moins 7 défaillances alors que les autres en ont 2 au plus, il a, d'après les abaques de Poisson ou une règle à calcul de fiabilité ou l'utilisation d'un test du F, plus de 90 chances sur 100 d'avoir un taux de défaillance supérieur à celui des trois autres et on ne tiendra compte ni de ses défauts, ni du nombre d'heures-composants qu'il a accumulé, pour établir le taux de défaillance inhérent à ce type de condensateur dans les conditions approximatives d'environnement et d'exploitation de l'équipement sur lequel il est monté.

Il faudra évidemment rechercher, en première urgence, la cause du défaut systématique constaté en analysant, par exemple, les conditions de fonctionnement du condensateur en cause.

La répartition des défaillances suivant quatre catégories étant faite, une action auprès du constructeur et un changement des conditions d'utilisation peuvent permettre une amélioration de la fiabilité et une certaine expérience reste acquise pour d'autres équipements. Il ne reste plus qu'à faire une liste sur laquelle on ne tient compte que des défauts inhérents aux composants pour obtenir les taux de défaillances recherchés. Ceci n'est pas toujours valable en ce qui concerne les résultats qui sont présentés, mais comme, de toute façon, nous ne pourrions jamais obtenir que des ordres de grandeur assez grossiers des taux de défaillance, il vaut mieux en présenter de légèrement faussés que de ne pas en présenter du tout.

6. Conclusion

Les taux de défaillance inhérents aux composants permettent des calculs prévisionnels grossiers, généralement optimistes, mais d'autant plus valables que les projets auront été conduits plus sérieusement.

L'utilisation de taux de défaillance inhérents permet de distinguer assez vite si une fiabilité opérationnelle est anormalement mauvaise et donc d'agir beaucoup plus rapidement pour l'améliorer.

En effet, rien n'empêche d'écrire pour un équipement la relation suivante :

Fiabilité opérationnelle = Fiabilité intrinsèque $\times$ Fiabilité d'utilisation. Ce dernier terme étant un facteur inférieur à 1.

Et encore : Fiabilité intrinsèque = π Fiabilités inhérentes $\times$ Fiabilité de mise en œuvre, facteur lui aussi inférieur à 1.

La Fiabilité opérationnelle dépend donc de deux facteurs qui ne peuvent être déterminés par le calcul : la fiabilité d'utilisation et la fiabilité de mise en œuvre.

Mieux un projet aura été étudié quant à la conception et à l'utilisation, plus ces deux facteurs seront proches de l'unité et moins la fiabilité opérationnelle diffèrera du produit des fiabilités inhérentes aux composants.

Avec les listes de taux de défaillance, un constructeur qui possède de l'expérience sur sa fabrication passée et qui désire garantir un MTBF sans trop de risques, sera en mesure de calculer rapidement la fiabilité due aux composants, compte tenu du genre

d'équipements et des conditions d'utilisation, et il pourra appliquer un coefficient de sécurité basé sur le produit Fiabilité d'utilisation $\times$ Fiabilité de mise en œuvre constaté sur sa production passée.

Notre but était essentiellement d'indiquer les opérations successives et les précautions à prendre pour obtenir des taux de défaillance inhérents aux composants et de montrer l'intérêt de tels taux de défaillance.

FIABILITÉ

DES APPAREILS " GRAND PUBLIC " *

PAR

F. ORDONNEAU

*Chef du département Qualité
La Radiotechnique (Groupe Appareils)*

1. Objet

Les appareils destinés à une distribution dans le domaine dit « grand public », doivent être aptes à satisfaire le consommateur, pendant une durée dont les limites théoriques sont de 10 années, ceci dans des conditions d'usage définies, mais cependant assez variables.

Pendant cette période, le consommateur appréciera un appareil, en raison inverse des interventions au titre du service après vente. Il aura aussi la possibilité d'établir un jugement comparatif, parmi son entourage, avec des appareils d'autres marques.

Il faut donc que le matériel distribué soit apte, dans une proportion suffisamment importante, à répondre à ses désirs.

2. Dispositions initiales

Cette aptitude sera examinée au cours d'épreuves convenablement établies, mais nécessairement d'une durée limitée.

Si l'on admet, par exemple, qu'une commande mécanique (commutateur ou entraînements divers) peut subir approximativement un millier de révolutions, en exploitation annuelle, on fera subir à ce type de commande un essai d'aptitude portant sur 15 000 mouvements, ce qui peut se réaliser dans un temps relativement court, avec un appareillage adéquat.

Il est, bien sûr, nécessaire de compléter une telle épreuve par un examen technologique, précédant et suivant l'épreuve, le tout exécuté avec un nombre d'échantillons suffisant pour avoir une signification statistiquement valable.

Dans le cas des circuits ou des composants, nous sommes en présence d'un problème d'isolement ou de continuité. Il faut donc s'assurer que cet isolement ou cette continuité sont stables, en dépit de contraintes climatiques ou mécaniques. Plus précisément, une bobine devra avoir une robustesse mécanique lui assurant une continuité de forme, en présence des variations de température, comme en présence de certaines trépidations dues à des transports, ou simplement à des vibrations engendrées par le fonctionnement de l'appareil.

Cela peut être obtenu par des dispositions physiques convenables et, selon le besoin, des traitements d'isolation dont on connaît l'efficacité.

Cette bobine sera, elle-même, liée à d'autres composants, par des circuits élémentaires. Les points de jonction devront assurer une continuité, également dans des conditions climatiques ou vibratoires variables.

Le choix d'un condensateur ou d'une résistance doit également être fait, en fonction de la stabilité, vis-à-vis des contraintes sus mentionnées.

Evidemment, les contraintes électroniques sont également à considérer, et les ingénieurs d'étude doivent ne pas exploiter ces articles dans une zone pouvant diminuer leur robustesse.

Les épreuves mécaniques ou climatiques sont évidemment destinées à confirmer l'aptitude du matériel, mais cette confirmation doit précéder la mise en production, d'où la nécessité de mettre en œuvre des tests ayant un caractère de vieillissement accéléré.

2.1. TESTS

Les tests de vieillissement accéléré consistent à faire supporter au matériel des conditions de fonctionnement bien définies et notamment de durée limitée, assez nettement différentes de celles du service normal.

* Conférence prononcée le 20 avril 1966 au cours de la demi-journée d'études des 3^e et 5^e Sections de la SFER sur la Fiabilité.

C'est ainsi, par exemple, qu'un coffret en bois verni pourra atteindre un état de vieillissement équivalant à plusieurs années d'exploitation, s'il a été placé successivement dans des enceintes où la température peut être portée à $+45^{\circ}\text{C}$ ou -20°C avec une humidité relative $<30\%$.

Parallèlement, un échantillonnage séjournera dans les enceintes à humidité relative $= 95\% \pm 2\%$ et à des températures allant jusqu'à 45°C , le tout évidemment selon des cycles déterminés.

On peut alors observer l'incidence sur l'état du vernis, et cette information peut être obtenue après quelques jours d'épreuve seulement.

3. Résultats d'exploitation

L'exploitation comprend deux stades : la production et la distribution.

3.1. LA PRODUCTION

Il est bien évident qu'à travers le processus plus ou moins complexe de la production, l'aptitude du modèle précédemment défini peut être altérée par suite des multiples risques qui se manifestent dans ce sens.

Il ne s'agit pas là uniquement des malfaçons ordinaires, imputables au manque d'habileté d'une main-d'œuvre plus ou moins adaptée ou à un dérèglement de machine plus ou moins identifiable, mais encore à des influences secondaires, telles que modification d'un support isolant par suite d'un échauffement voisin ou d'une projection inadéquate, défaut de continuité imputable à des souillures ou des inaptitudes au mouillage, contrainte sur des parties faibles, consécutivement à des dispositions un peu anormales des éléments solidaires, ou simplement voisins.

Dans cet ordre d'idées, l'affaiblissement des qualités d'un isolant, par projection ou contrainte mécanique, peut se manifester après plusieurs années de service, et l'identification de ces anomalies n'est pas toujours aisée. Certes, les contrôles ou inspections techniques peuvent s'exercer efficacement sur des anomalies aisément constatables, mais il en est dont la discrétion est telle qu'elles ont de grandes chances d'échapper aux investigations des opérateurs, même habiles.

Un moyen de connaître une certaine probabilité d'existence de ces anomalies, est d'analyser convenablement les causes de mauvais fonctionnement pouvant être identifiées pendant le cycle de production, c'est-à-dire dans la durée des travaux en cours, ce qui constitue évidemment une première mise en service.

Une exploitation statistique convenable devra piloter l'action corrective nécessaire, afin de réduire ce risque à une valeur supportable.

3.2. LA DISTRIBUTION

En supposant que ces différents aspects soient convenablement traités, en supposant également qu'on aura une protection des appareils suffisamment efficace pour ne pas en modifier l'état pendant les transports et stockage inhérents, précédant la distribution, nous pouvons espérer que les appareils mis

en service après vente justifieront, par leur tenue, les données établies par les responsables de l'entreprise.

En effet, on peut imaginer qu'un appareil subira normalement une intervention par an, ou tous les deux ans, ou bien tous les cinq ans, etc. ⁽¹⁾. C'est une question d'option, cette option étant elle-même basée sur les perspectives du marché et la connaissance du matériel concurrent.

4. Possibilités de recrutement d'information

Il restera à s'assurer que le résultat est obtenu, ce qui pose un problème d'information du Service après Vente, information assez délicate à recueillir, puisque si nous prenons le cas d'appareils de télévision ou de reproduction musicale, ayant une mobilité plus ou moins grande, en rapport avec les évolutions de leurs possédants, nous comprenons aisément que ceux-ci puissent faire appel à des *service-men* différents et ne relevant pas systématiquement d'un réseau de distribution représentant la firme.

Il y a aussi les appareils qui sont mis hors d'utilisation, pour des raisons diverses. Ainsi, la recherche de cette information, pour être efficace en temps et en grandeur, doit faire appel à des dispositions particulières, telle que réseau sous contrôle, mais cela pour des appareils dont le caractère de mobilité est tout de même limité.

Néanmoins, compte tenu que les essais de durée ne peuvent pas couvrir une période bien longue, compte tenu que, de toutes façons, une telle information est utile dans la mesure où elle n'est pas trop différée, nous nous en remettons, de préférence, à l'exploitation partielle des réseaux, en choisissant des secteurs suffisamment qualifiés.

Trois fois par an, cette information est rassemblée et constitue les statistiques du Service après Vente.

Les rubriques adoptées permettent une analyse rapide et son exploitation est facilitée par la symétrie des documents internes.

Toutes les fois qu'une rubrique dépasse le niveau d'alerte, un examen d'échantillons rapidement récoltés permet d'identifier les causes de faiblesse. L'action corrective se développe donc avec le maximum d'efficacité.

Ce travail est utile pour les séries en cours, mais il est exploité également pour les séries suivantes, s'il a été mis en évidence que les conditions d'emploi des composants ou certaines dispositions technologiques, peuvent aboutir à une aggravation du taux de défaillance.

Evidemment, certaines faiblesses peuvent se révéler en liaison avec l'acheminement des stocks, et l'information directe et immédiate est alors prévue.

Dans ce but, un ingénieur assure le contact direct entre les points sélectionnés dans le réseau de distribution et l'usine.

⁽¹⁾ Ces indications sont des taux moyens d'interventions et il faut tenir compte d'une dispersion statistique probable, caractérisant la complexité de la répartition d'une production d'appareils.

TABLEAU I
TAUX DE DEFAILLANCE DES SOUDURES ET DES COMPOSANTS TV, EN UNITE HEURE 10⁻⁶

			Taux de défaillance				
Types de défauts		Nombre de composants × h × 10 ⁶	En clientèle ⁽³⁾		Essai en usine		
			Nombre de défauts	Taux unité × h × 10 ⁻⁶	Essais durée	Essais d'acceptation ⁽¹⁾	
					100 h à V + 10 % unité × h × 10 ⁻⁶	accepté unité × h × 10 ⁻⁶	refusé unité × h × 10 ⁻⁶
Défauts montage	Mauvaises soudures	330,0	43	0,13	} 0,20 0,12		
	Soudures oubliées	330,0	10	0,03			
	C.C. câblage	330,0	16	0,05			
Défauts pièces détachées	Résistances	170,0	80	0,47	1,03	0,1 7,9	50,00 66,00 ⁽²⁾
	Condensateurs	156,0	111	0,71	0,10		
	Bobines FI	6,5	10	1,60			
	Commutateur	1,3	18	14,20			
	Clavier	1,3	4	3,66			
	Transfo BF	1,3	2	1,50			
	Transfo image	1,3	3	2,30			
	Transfo lignes	1,3	61	47,00	37,00		
	Paillettes lampes	1,3	2	1,50			
	Haut-parleur	1,3	35	26,00	37,00		
	Potentiomètres	16,0	35	2,10			
	Défecteurs	1,3	13	10,00			
	Sélecteur VHF	1,3	34	26,00	24,00		
	Sélecteurs UHF	1,3	20	15,70			
	CI FI	1,3	1	0,80			
	CI base de temps	1,3	6	4,80			
	Tubes	22,0	238	10,80	20,00		
	Tubes cathodiques	1,3	2	1,50			
	Diodes	9,1	14	1,5			

(1) 1,5 . 10⁴ manoeuvres
(2) Résultats donnés à titre indicatif pour des pièces détachées existant sur le marché et refusées par le Laboratoire d'Essai
(3) Calculs effectués d'après les résultats du Service après Vente, sur 1 300 appareils, programme 1963/1964

TABLEAU II
TAUX DE DEFAILLANCE
DES RESISTANCES ET DES CONDENSATEURS
EN UNITE-HEURE

	Nombre de composants × heure × 10 ⁶	Nombre de défauts	Taux unité × heure
Répartition par nature des résistances :			
Résistances bobinées	13	8	0,6 .10 ⁻⁶
Résistances à couche en régime normal	72	30	0,4 .10 ⁻⁶
en régime à impulsions	85	42	0,5 .10 ⁻⁶
Moyenne par résistance			0,470.10 ⁻⁶
TOTAL	170	80	
Répartition par nature des condensateurs :			
Condensateur chimique	13	20	1,5 .10 ⁻⁶
Condensateur céramique	84	34	0,4 .10 ⁻⁶
Condensateur press-bloc	59	57	0,9 .10 ⁻⁶
Moyenne par condensateur			0,710.10 ⁻⁶
TOTAL	156	111	

5. Résultats

Les résultats sont consignés sur les tableaux I et II ainsi que sur la courbe 1 que l'on trouvera à la page suivante.

6. Conclusion

Si l'entreprise a convenablement défini son but sur le plan fiabilité, il est possible de déterminer une probabilité d'atteindre cet objectif. Il restera à s'assurer que le résultat est bien atteint.

Il s'agit évidemment d'un matériel dit « grand public », pour lequel l'intervention du Service après Vente demeure possible, mais l'aspect économique doit stimuler la recherche de ce résultat par des méthodes efficaces.

ANNEXE

ESTIMATION DE LA FIABILITÉ
AU NIVEAU DES ESSAIS D'HOMOLOGATION

Les essais d'homologation sont destinés à vérifier l'aptitude d'un modèle de pièce à faire partie d'un ensemble.

Il est possible de définir la fiabilité d'une pièce détachée électrique comme la probabilité qu'a cette pièce de répondre pendant un temps et dans des conditions données à ce pour quoi elle a été conçue.

Ainsi définie, la fiabilité se présente sous trois aspects :

- 1. L'aspect : conditions de fonctionnement.
- 2. L'aspect : temps de fonctionnement ou durée de vie.
- 3. L'aspect : probabilité (pourcentage de pièces qui resteront fonctionnelles).

Le schéma-type d'un essai d'homologation permet de dégager deux de ces trois aspects (fig. 2).

— D'abord l'aspect conditions de fonctionnement : suivant les normes et les spécifications de qualité, il est possible de se faire une idée de ces conditions, idée qui sera confirmée lors de l'examen fonctionnel sur les ensembles.

— Ensuite l'aspect durée de vie : quelques pièces subissant les essais climatiques, à la fin desquels il est possible de se faire une idée de la durée de vie du matériel.

— Par contre le dernier aspect, l'aspect probabilité, n'apparaît pas directement au travers de ces essais. Seule l'expérience de l'opérateur peut le renseigner sur l'évaluation de cette probabilité.

Toutefois, lorsqu'il y a doute, il est toujours possible de faire des essais de durée sur un plus grand nombre de pièces, afin de déterminer, pour une caractéristique donnée, le pourcentage de pièces qui resteront aptes à leur fonction, pendant un certain temps.

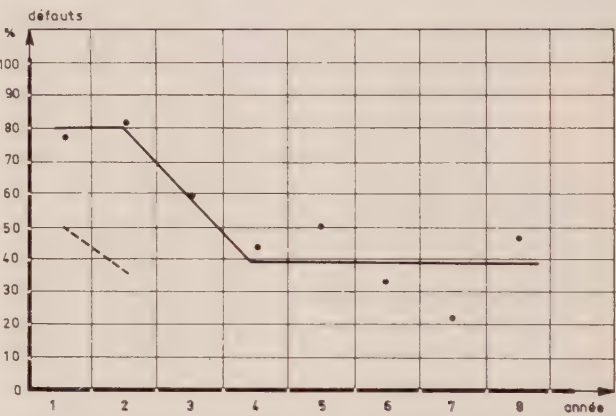


FIG. 1. — 1958
----- 1963

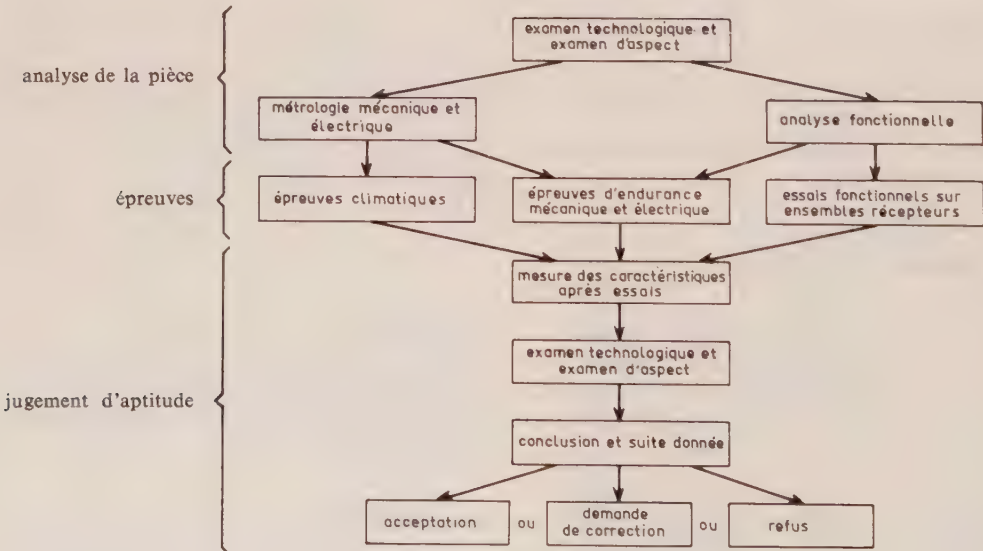


FIG. 2.

FIABILITÉ DES COMPOSANTS UTILISÉS DANS LES APPAREILS DE MESURE D'USAGE COURANT AU C.E.A. (*)

PAR

C. GUYOT

Ingénieur au Département d'Électronique Générale
du C.E.A.

I. Introduction

L'intérêt de l'analyse des résultats d'exploitation a été compris très tôt au CEA par suite de l'importance du matériel électronique d'usage courant, en service dans les centres de recherches nucléaires.

Dès 1955, un système de fiche statistique était conçu et mis en service ; le premier rapport d'exploitation du Département d'Électronique Générale couvrant la période du 1-1-56 au 31-12-56 est daté du 21-1-57.

M. MARCOVICI a donné un aperçu des principales difficultés que l'on rencontre, en général, pour la collecte des informations. Nous nous bornerons ici à indiquer quelques points particuliers existant au CEA et permettant d'expliquer les résultats qui seront présentés dans les tableaux qui suivent.

II. Conditions particulières existant au C.E.A.

Plusieurs circonstances ont favorisé le système de collecte au CEA, nous en citerons six :

- 1. Le matériel d'usage courant au CEA est de *fabrication industrielle*. Par suite de l'effort de *standardisation* qui a été entrepris dès 1954, *les appareils d'un même type* sont relativement nombreux.
- 2. Les composants font en général partie d'une liste préférentielle ; on les retrouve donc d'un ensemble à un autre, même si le constructeur est différent.
- 3. Le parc de matériel d'usage courant est *important* et les appareils sont *concentrés* sur des

étendues relativement faibles. Pour les Centres CEA de la Région Parisienne, la valeur d'achat de ce parc dépasse 300 millions de nos francs actuels.

Par suite de cette importance, la responsabilité de la maintenance incombe à des services centraux. Ceux-ci ont compris l'incidence de la *fiabilité* sur la *maintenance* et le rôle important qui pouvait être joué par eux pour l'amélioration de la *fabrication* en communiquant les résultats obtenus en exploitation aux ingénieurs d'études et de développement, aux constructeurs des appareils, et, aux fabricants de composants.

- 4. Les utilisateurs font largement appel aux services centraux chargés de l'organisation de la

TABLEAU 1
CONTRAINTES THERMIQUES ET ÉLECTRIQUES

Type de composant	$\frac{W}{W_{max}}$	T_{max} °C	T_{moyen} °C
Transistors Si	0,3	+ 80	+ 50
Ge	0,3	+ 65	+ 40
Diodes de Si	0,2	+ 80	+ 50
commutation Ge	0,2	+ 65	+ 40
Résistances à couche	0,4	+ 45	+ 35
bobinées	0,4	+ 60	+ 35
Condensateurs céramique	$\frac{V}{V_{max}} = 0,5$	+ 45	+ 35

Note 1 - Température prise au niveau du composant

Note 2 - $\frac{W}{W_{max}}$ est le rapport de la puissance effectivement dépensée dans le composant à la puissance maximale utilisable à + 25° C

Note 3 - Les contraintes climatiques et mécaniques sont celles d'un laboratoire au CEA.

(*) Exposé présenté à l'occasion de la demi-journée d'études sur la *fiabilité des composants* organisée par les 3^e et 5^e sections de la SFER le 20 avril 1966.

TABLEAU 2

FIABILITÉ OPÉRATIONNELLE DES COMPOSANTS
UTILISÉS DANS LES APPAREILS A TRANSISTORS
D'USAGE COURANT AU C.E.A.
ANNÉES 1964 ET 1965

Transistors au Ge	10 ⁶ heures composants	Nombre de défaillances observées	λ moyen en 10 ⁻⁶ heures
2 N 404	8,14	10	1,23
2 N 417	2,44	2	0,80
2 N 445	10,2	12	1,18
2 N 520	13,15	19	1,44
2 N 705	0,68	0	—
2 N 711 B	0,68	0	—
2 N 1038	1,63	1	0,61
2 N 1122	1,63	0	—
2 N 1300	8,14	11	1,35
2 N 1304	0,68	0	—
2 N 1308	0,68	3	1,2
2 N 1310	4,89	7	1,43
2 N 1384	8,95	26	2,90
2 N 1395	8,75	19	2,13
2 N 2048	0,65	0	—
AF - 115	17,9	17	0,95
N - 201	19,6	10	0,50
OC - 47	253,7	101	0,398
OC - 77	3,25	0	—
OC - 80	3,25	0	—
OC - 140	164,0	65	0,396
OC - 141	4,88	0	—
P - 201	58,3	10	0,17

maintenance et, en général, ils n'interviennent pas eux-mêmes sur les ensembles pour lesquels la maintenance est organisée, surtout si ceux-ci sont complexes.

● 5. Les contrats de maintenance, passés par le CEA avec les différents constructeurs, prévoient l'obligation d'établir, pour chaque réparation effectuée sur le matériel standard, une fiche statistique de dépannage qui doit être retournée au Département d'Électronique Générale.

● 6. Enfin on doit aussi dire que le système n'est pas statique mais se perfectionne régulièrement ; par exemple :

— de 1955 à 1960 : Utilisation des fiches statistiques RAPIDTRI, type 829 R ;

— de 1960 à 1966 : Utilisation d'un système amélioré avec fiches statistiques SELECTRI, type 50.082 R.

— Dès 1964, nous nous étions mis en rapport avec le Centre de Fiabilité pour examiner les paramètres d'intérêt général qu'il serait souhaitable de communiquer à ce Centre.

— En 1967, un système d'analyse automatique de nos résultats d'exploitation de maintenance utilisant une calculatrice sera mis en fonctionnement. Ce système résulte d'une étude confiée en 1965 à une Société de Recherche Opérationnelle et qui sera éprouvé en 1966.

III. Résultats enregistrés

Nous allons maintenant examiner quelques résultats obtenus concernant la fiabilité opérationnelle de composants utilisés dans les appareils à transistors d'usage courant au CEA durant les années 1964 et 1965.

Le tableau 1 montre l'ordre de grandeur des contraintes électriques et thermiques auxquelles sont soumis les composants dont il sera question au cours de cet exposé.

Les contraintes climatiques et mécaniques sont celles d'un laboratoire de la Région Parisienne.

En ce qui concerne les contraintes électriques, les tensions d'alimentation varient de ± 6 à ± 24 V bien que l'on trouve des tensions de 48 V et des très hautes tensions pour l'alimentation des détecteurs et des tubes photomultiplicateurs.

Les signaux analogiques restent compris dans le domaine ± 10 V et les signaux logiques de -3 à -12 V.

Les tableaux 2, 3 et 4 montrent en détail les chiffres observés pour quelques types de composants bien précis.

Les composants sont remplacés en maintenance soit à la suite de défaillances cataleptiques, c'est-à-dire soudaines et totales, soit à la suite de dérive

TABLEAU 3

FIABILITÉ OPÉRATIONNELLE DES COMPOSANTS
UTILISÉS DANS LES APPAREILS A TRANSISTORS
D'USAGE COURANT AU C.E.A.
ANNÉES 1964 ET 1965

Diodes de puissance et diodes Zener	10 ⁶ heures composants	Nombre de défaillances observées	λ moyen en 10 ⁻⁶ heures
1 N- 536	2,44	3	1,29
1 N- 537	6,5	16	2,46
1 N- 540	2,44	1	0,41
1 N- 728	3,64	2	0,55
1 N- 1115	4,88	12	2,46
1 N- 1771	1,63	1	0,61
16 - Z 4	13,0	4	0,31
106 - Z 4	0,81	1	1,23
Diodes de commutation			
1 N- 63	123,0	11	0,089
1 N- 191	49,3	1	0,02
1 N- 629	3,26	1	0,31
13 P- 1	25,6	0	—
15 P- 1	1,63	0	—
15 P- 2	117,9	2	0,017
19 P- 1	43,94	5	0,114
19 P- 2	4,9	0	—
26 P- 1	459,3	14	0,0305
85 P- 1	3,26	0	—
D- 15 A	4,1	0	—
GTD- 979	24,4	5	0,20
OA- 47	67,0	3	0,044

TABLEAU 4

FIABILITÉ OPÉRATIONNELLE DES COMPOSANTS
UTILISÉS DANS LES APPAREILS A TRANSISTORS
D'USAGE COURANT AU C.E.A.
ANNÉES 1964 ET 1965

Condensateurs	10 ⁶ heures composants	Nombre de défaillances observées	λ moyen en 10 ⁻⁶ heures
Mica CA-115	411,1	22	0,0048
Céramiques RMC	47,2	35	0,75
Electrochimiques Aluminium Felsic A.R.	9,77 61,86	15 3	1,54 0,048
Résistances Couche de carbone RBX-3 1/2 W RHS Sup. à 1 MΩ Inf. à 1 MΩ	 2016,2 3,25 32,56	 1 7 0	 0,000496 4,04
Bobinées VNA	2,44	1	0,41
Potentiomètres MP	9,77	0	
Ajustapot B 25	4,88	4	0,82

importante hors des tolérances admises par les circuits. Le CEA exige que les circuits utilisés dans les appareils standards admettent les plus larges tolérances possibles dans les composants qui le constituent.

Pour fixer les idées, nous pouvons indiquer que les taux de défaillances sont relatifs à des défaillances cataleptiques dans plus de 90 % des cas.

Le tableau 5 résume, par famille, la fiabilité opérationnelle observée.

IV. Conclusion

La place dont nous disposons ne nous permet pas d'autres commentaires. Nous voudrions cependant indiquer ici que, dans le cadre de l'effort fait par le Département d'Électronique Générale du CEA dans le domaine de la fiabilité, une attention particulière est portée, depuis deux ans, sur la fiabilité des composants électroniques (transistors, résistances et condensateurs) sous la contrainte rayonnement. Plusieurs rapports sont disponibles ou le seront prochainement et plusieurs publications ont été préparées. Les personnes intéressées éventuellement par ces problèmes peuvent se mettre en rapport avec l'auteur au Département d'Électronique Générale du CEA.

TABLEAU 5

RÉSUMÉ DE LA FIABILITÉ OPÉRATIONNELLE
DE DIVERS TYPES DE COMPOSANTS
UTILISÉS DANS LES APPAREILS
D'USAGE COURANT AU C.E.A.
ANNÉES 1964 ET 1965

Composants	10 ⁶ heures composants	Nombre de défaillances observées	λ moyen en 10 ⁻⁶ heures
<u>Condensat</u>			
Mica	411	2	0,0048
Céramique	47	35	0,75
Boutons Electrochim. Al	71	18	0,25
<u>Résistances</u>			
Bobinées	2,4	1	0,42
Carbone à couche (hte stabilité)	36	7	0,20
Carbone à couche (d'usage courant)	2 016	1	0,0005
<u>Potentiom.</u>			
A couche	9,8	0	0
Bobinés Ajustables à réglage fin	4,9	4	0,84
<u>Inductances</u>	13	1	0,076
<u>Transform.</u>			
d'aliment.	0,8	0	0
d'impuls.	26	1	0,04
<u>Mémoires</u>			
magnétiques à tores	0,8	1	1,3
<u>Relais</u> à mercure	1,6	0	0
<u>Commutat.</u>			
rotatifs	8,9	9	1,0
à bascule	12	2	0,84
multi-contacts	0,8	2	2,5
<u>Quartz</u>	1,6	3	1,85
<u>Transist. Ge</u>	596	313	0,53
<u>Diodes Ge</u>			
de signal	927	42	0,045
Zener	19	8	0,42
de redressement	16	32	2
<u>Tubes stabi-</u> <u>lisateurs</u>	0,5	1	2,0
<u>Soudures</u>	14 652	23	0,001 6

TAUX DE DÉFAILLANCE DE COMPOSANTS UTILISÉS SUR DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION EN CIRCUIT FERMÉ*

PAR

R. DELY

Groupe Électronique

Compagnie Française Thomson-Houston — Bagneux

1. Introduction

En septembre 1964, une étude a été effectuée sur des équipements de télévision en service depuis deux à quatre ans. Le but de cette étude était de connaître, de façon suffisamment précise, la qualité du fonctionnement du matériel ou, plus exactement, d'estimer le manque de qualité éventuel par rapport à celle que l'utilisateur était en droit d'espérer.

A cette occasion, un très grand nombre de rapports d'intervention ont été dépouillés. Nombre d'entre eux étaient relatifs à des composants. Comme dans certains cas, on se trouvait en présence de centaines de composants d'une même famille, ce sont finalement des observations portant sur des millions, parfois des centaines de millions d'unités-heures qui ont été ainsi recueillies.

Pour autant qu'on les exploite avec précaution, ces renseignements peuvent être de quelque utilité.

2. Constitution des Equipements

Les observations ont porté sur des équipements de télévision en circuit fermé installés, l'un à l'aéroport d'Orly, l'autre à celui du Bourget.

Ces installations servent à l'information des différentes compagnies aériennes, signalent les horaires d'arrivée et de départ, surveillent les aires de stationnement des avions, les parkings à voitures, etc.

Chacune de ces installations comporte plusieurs réseaux fonctionnant en principe 24 heures sur 24 dans des conditions voisines de celles d'un laboratoire, à l'exception de quelques caméras placées à l'extérieur.

* Conférence prononcée le 20 avril 1966 au cours de la demi-journée d'études des 3^e et 5^e Sections de la SFER sur la Fiabilité.

Le tableau I donne la composition des équipements. Si les récepteurs sont identiques, les caméras et les coffrets de voie d'Orly sont à tubes, ceux du Bourget sont à transistors.

Emplacements		Orly	Le Bourget
Equipements		THV 150	THV 160
Caméras	THV 151	22	10
	THV 161		
Coffrets de voie	THV 156	19	10
	THV 166		
Récepteurs 25 cm	THV 220	73	21
Récepteurs 43 cm	THV 242	25	10
Sélecteurs	THV 465	105	

TABEAU I - COMPOSITION DES ÉQUIPEMENTS

Comme il s'agit ici de taux de défaillance de composants, il a paru utile de fournir une décomposition plus poussée des équipements descendant jusqu'au niveau des familles de composants. Cet inventaire figure au tableau II.

On peut encore ajouter que, l'installation d'Orly ayant été réalisée en deux tranches, la durée de service des installations au moment de l'enquête (septembre 1964) était la suivante :

Orly 1^{re} tranche : 30 000 heures,
Orly 2^e tranche : 19 000 heures,
Le Bourget : 10 000 heures.

3. Recueil des données de fiabilité

Au cours de l'enquête faite auprès des utilisateurs des deux équipements, il a été possible de prendre connaissance de fiches détaillées relatives aux inter-

Equipements Composants		THV 151		156		220		242		465		161		166		Total général
		22		19		94		35		105		10		10		
		U	T	U	T	U	T	U	T	U	T	U	T	U	T	
Vidicons		1	22	-	-	-	-	-	-	-	-	1	10	-	-	32
Cathoscopes		-	-	-	-	1	94	1	35	-	-	-	-	-	-	129
Tubes		7	154	23	437	14	1316	14	490	-	-	1	10	-	-	2 521
Transistors		-	-	-	-	-	-	-	-	6	630	8	80	84	840	1 550
Diodes		-	-	35	665	12	1128	12	420	14	1470	7	70	73	730	4 483
Résistances	au carbone aggloméré	48	1056	159	3021	28	2632	28	980	20	2100	37	370	244	2440	12 599
	à couche carbone non isolées	-	-	-	-	70	658	70	2450	-	-	-	-	-	-	3 108
	à couche carbone isolées	-	-	2	38	3	282	3	105	13	1365	5	50	-	-	1 840
Potentiomètres	carbone moulé	4	88	12	228	10	940	10	350	-	-	-	-	1	10	1 616
	graphite	-	-	-	-	1	94	1	35	-	-	-	-	-	-	129
	carbone déposé	1	22	-	-	-	-	-	-	-	-	2	20	23	230	272
Condensateurs non polarisés	papier	18	396	40	760	33	3102	33	1155	-	-	1	10	1	10	5 433
	mylar	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	8	80	27	270	350
	polystyrène	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	8	80	80
	mica	1	22	8	152	5	470	5	175	-	-	1	10	1	10	817
	céramique	5	110	6	114	4	376	4	140	7	735	3	30	12	120	1 625
	ajustable air	1	22	1	19	1	94	1	35	1	105	-	-	1	10	285
Condensateurs chimiques		14	308	26	494	25	2350	25	875	8	840	26	260	95	950	6 077
Transformateurs	normaux	1	22	3	57	4	376	4	140	-	-	1	10	3	30	635
	T.H.T.	1	22	-	-	1	94	1	35	-	-	-	-	-	-	151
Inductances	normales	5	110	5	95	4	376	4	140	1	105	2	20	5	50	896
	T.H.T.	-	-	-	-	1	94	1	35	-	-	-	-	-	-	129

TABLEAU II - INVENTAIRE DES COMPOSANTS

U = nombre d'unités par équipement
T = nombre total des unités des équipements

ventions subies par chaque élément pris individuellement. Les fiches ainsi consultées ont permis de relever pour chaque appareil la nature et la date de chaque intervention.

En fait, ies informations recueillies de cette manière ne constituent pas un tout homogène. Leur valeur est tributaire des différentes organisations de maintenance qui ont été utilisées et qui varient dans l'espace et dans le temps.

Le principe qui avait été initialement adopté à Orly était de procéder à des vérifications périodiques espacées de six mois. Les composants défectueux étaient donc échangés soit à l'occasion d'une défaillance survenue à un matériel, soit à l'occasion de ces vérifications périodiques.

Dans une deuxième phase, toujours à Orly, l'accroissement du nombre des matériels utilisés a conduit à la suppression des vérifications semestrielles. Les matériels étaient alors maintenus en bon état de

fonctionnement soit par des interventions consécutives à une défaillance, soit par des interventions systématiques sur des groupes d'appareils fonctionnant dans des conditions voisines.

Enfin, au Bourget, durant la première année de leur mise en service qui constitue la période d'observation, les équipements sont restés sous la surveillance des équipes du constructeur.

Il ne s'agit pas là de faire des comparaisons entre ces différents systèmes ni de contester la valeur des résultats obtenus en ce qui concerne la fiabilité des équipements, mais il est certain qu'au niveau des taux de défaillance des composants, on obtient, en moyenne, des valeurs pessimistes.

4. Validité des résultats obtenus

La validité des résultats calculés à partir du dépouillement des rapports est limitée pour les raisons suivantes :

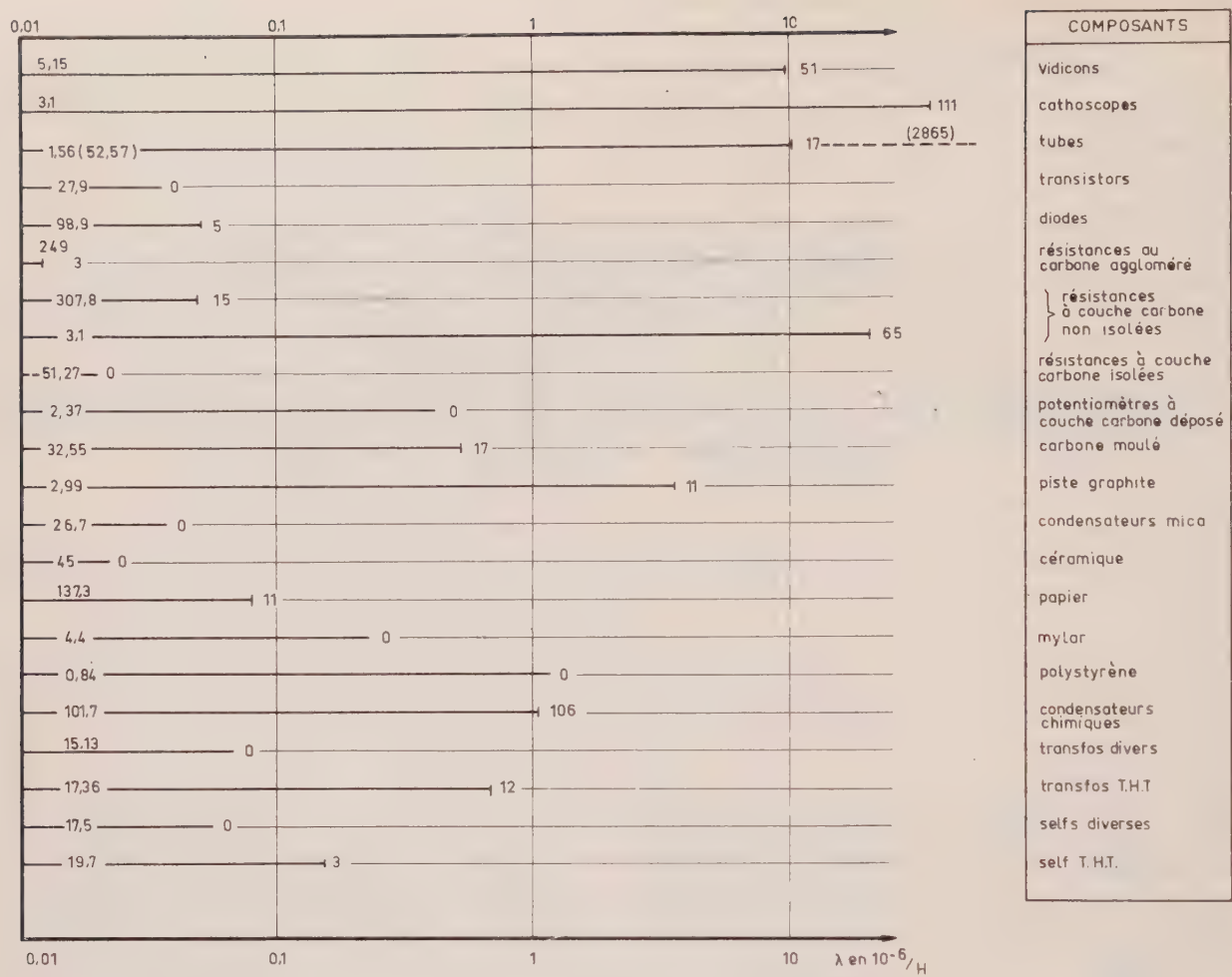


TABLEAU III - RÉSULTATS OBTENUS

— les conditions d'ambiance réelles, au niveau des composants, étaient variables d'un élément à l'autre ; on a estimé qu'on s'écarterait peu d'une température de 50 °C.

— les conditions de charge des composants étaient également variables d'un élément à l'autre ; on a estimé qu'on s'écarterait peu de 60 %.

— pour les cathoscopes, vidicons, tubes divers, condensateurs électrochimiques, les défauts par sénilité ou même par remplacement prématuré se trouvent mélangés aux défauts dits « aléatoires ».

— enfin, les chiffres obtenus étant basés sur des données statistiques, un niveau de confiance limité doit leur être attaché. Les valeurs de λ ont été obtenues simplement en divisant le nombre de défauts observés (ou 1 si ce nombre est nul) par le nombre d'heures-composants en fonctionnement. Dans ces conditions, on peut tabler sur un seuil de l'intervalle de confiance, voisin de 60 %.

5. Résultats obtenus

Ils sont résumés dans le tableau III. On a fait figurer pour chaque famille de composants le nombre

d'unités-heures (en millions), le nombre de défauts et les valeurs de λ (en 10⁻⁶/heure).

Deux remarques :

— pour les tubes, on a donné deux groupes de chiffres en séparant les défauts « aléatoires » des défauts d'usure.

— pour les résistances à couche de carbone non isolées, on a également fait figurer deux valeurs correspondant à des réalisations différentes d'un même composant par deux fabricants.

6. Conclusion

Il ne faut évidemment pas, pour les raisons indiquées plus haut, accorder un trop grand crédit aux valeurs de λ fournies dans le tableau III.

Cependant, justement parce que ces valeurs tiennent compte de l'environnement matériel et humain des équipements, il est très vraisemblable que leur utilisation aux fins de calcul de fiabilité prévisionnelle d'équipements similaires fournira des résultats plus que suffisamment approchés.

FIABILITÉ DU MATÉRIEL P. T. T.

PAR

C. MARCOVICI

Ingénieur au Centre de Fiabilité

La conception et la construction du matériel de télécommunications français, destiné aux lignes à grande distance, résultent d'une collaboration entre les services de recherche de l'administration (C.N.-E.T.), les constructeurs de la SOTELEC et le service des Lignes à Grande Distance, chargé de l'exploitation.

Il est évident qu'un matériel doit être très fiable car le nombre de liaisons téléphoniques et télégraphiques qu'il doit permettre d'assurer est considérable et, si les conséquences d'une panne ne sont généralement pas catastrophiques, il y en a certaines qui sont tout de même assez graves.

En effet, pour transmettre des informations, occupant une bande passante de 3 kHz, d'un abonné quelconque A à un abonné quelconque B, il est évident qu'on ne peut utiliser une ligne reliant directement A et B car alors il en faudrait n !, n étant le nombre d'abonnés, et la France serait ainsi recouverte d'un filet à mailles enchevêtrées et très serrées. On est donc obligé, pour transmettre des informations, de suivre des tronçons de câbles communs à des groupements d'abonnés et dont la bande passante contient un certain nombre de fois les 3 kHz nécessaires, ils peuvent donc transmettre simultanément plusieurs conversations.

Ceci suppose des équipements de modulation, de démodulation, des filtres, des séparateurs, des amplificateurs, et les conséquences ne sont pas du tout les mêmes si une défaillance se produit dans un répéteur signaleur 2 fils, ce qui ne perturbe qu'une seule liaison, ou si elle se produit par exemple dans un équipement du coaxial 4 MHz qui assure la liaison entre Tours et Orléans car, alors, ce sont 960 voies qui sont interrompues et il n'est plus possible d'établir aucune liaison directe entre Tours et Orléans.

C'est pourquoi on conçoit que certains organes aient des exigences en fiabilité nettement supérieures à celles d'autres organes.

Actuellement, plusieurs centaines de milliers d'organes sont en service dans le réseau des Lignes à Grande Distance.

Il est facile de calculer qu'un taux moyen de 10^{-6} /h par organe se traduit chaque année par plusieurs milliers de pannes. Un tel taux est plutôt faible car le nombre moyen de composants contenus par un organe doit être de l'ordre de la centaine. Ceci donne 10^{-8} /h comme taux moyen par composant. Avec un tel taux de défaillance, on a déjà plusieurs milliers de pannes. Il faut donc déjà beaucoup de personnel pour assurer le bon fonctionnement du réseau des Lignes à Grande Distance. On conçoit qu'un taux de 10^{-6} /h par organe constitue un objectif de fiabilité à atteindre et même à dépasser.

Appliquer les principes de fiabilité à tous les stades de la conception et de l'utilisation du matériel était absolument indispensable et c'est là que le CNET joue un rôle prépondérant.

D'abord, il reste en liaison avec les constructeurs de la SOTELEC pour qu'un composant électronique de qualité quelconque ne soit pas utilisé dans le matériel.

Le CNET, et en particulier un groupe de travail du département Pièces Détachées-Tubes, de par sa participation à l'élaboration des spécifications CCTU et son expérience du Contrôle Centralisé de la Qualité, était tout à fait qualifié pour établir une liste directive de composants à laquelle les constructeurs limitent leur choix.

Les composants qui font partie de la liste ont une cote composée d'une lettre et d'un chiffre.

CNET-SRCT Transmission		STATISTIQUE GENERALE DES RAPPORTS DE DERANGEMENTS Fiche individuelle d'enquête		N° Spécification 714-51.A	
N° Nomenclature LGD E 665-01 à ...		DESIGNATION DE L'APPAREIL : Modulateur-Démodulateur de G. S. 51.A		Constructeur :	
Schéma Constructeur N° T Z 1175				Année : 1962 1 ^{re} fiche établie : 1960	
Résultats du dépouillement des rapports de dérangements LGD					
Nbre		P.D. déf.		Valeur	
9		T ₁		M ₃	
27		T ₃		M ₃	
10		Rd ₁		G	
9		R ₉		2 kΩ	
Total défauts par l'Année		Renseignements sur les P.D. utilisés		Nbre total appareils en service	
96		n ₁ . φ _{eu} = 35 100 - n ₂ , φ _{eu} = 6 100 (fil trop fin). n ₁ , φ _{eu} = 6 100 - n ₂ , φ _{eu} = 30 100 - n ₃ . φ _{eu} = 30 100. 4 cellules apparées au germanium. 2 W ± 2% à couches (entourée de souplesse). La chaleur s'évacue mal. Remplacer par une résistance RW.3W SPERNICE		311	
Défauts en %				11.4	
SCHEMA ELECTRIQUE DU BLOC OU SOUS-BLOC EN DEFAUT :					

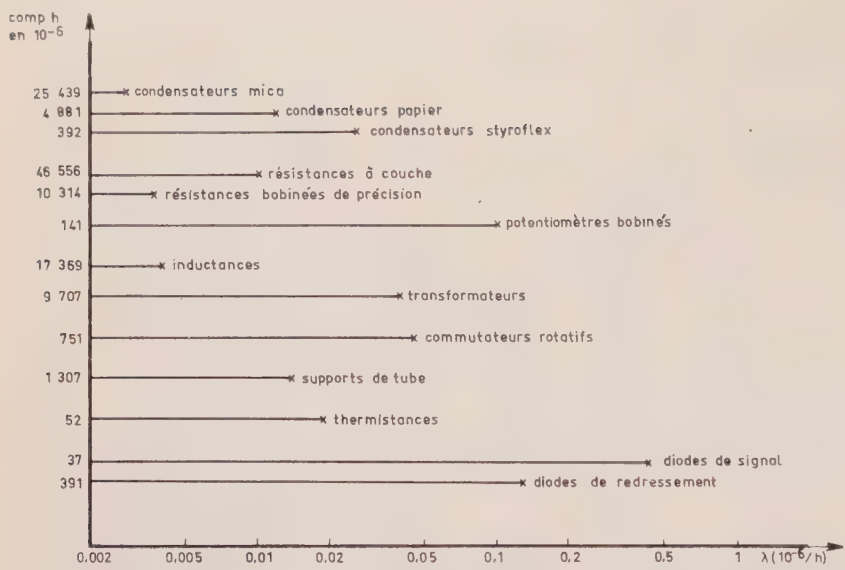


FIG 4. — Taux de défaillance, matériel à tubes

Enfin, le CNET prend en charge l'étude de la fiabilité opérationnelle du matériel, il en déduit les améliorations nécessaires et agit auprès des constructeurs pour qu'elles soient effectivement appliquées au matériel qui reste à livrer ; il agit aussi auprès des LGD pour que des modifications systématiques soient effectuées sur le matériel déjà exploité.

Voyons quels sont les imprimés utilisés et les résultats obtenus à la suite des études de la fiabilité opérationnelle :

La figure 1 représente la fiche de panne remplie par le personnel des Lignes à Grande Distance. Le CNET en a reçu près de 15 000 en 1965. Chaque

rapport est transcrit sous forme codée sur une carte perforée, les cartes sont traitées par un ordinateur CAE 90-80 et toutes sortes d'études sont possibles : répartition du personnel, gestion des stocks de pièces détachées, fiabilité, etc.

Les informations de fiabilité concernant un organe déterminé sont synthétisées sur l'imprimé, représenté figure 2 et qui a été établi par le centre de fiabilité.

Cet imprimé ne sert pas seulement à l'étude de la fiabilité du matériel LGD et c'est ce qui explique ce rappel des conditions d'exploitation du matériel. Le matériel LGD est utilisé dans de très bonnes conditions :

Gamme de température : —10° + 55°.

Climat : sec.

Exploitation : terrestre fixe.

Fonctionnement continu, donc pas de mise sous tension.

On peut se rendre compte que les défauts secondaires, externes et systématiques ne sont pas comptabilisés dans les colonnes où sont calculés les taux de défaillance des composants.

La découverte d'un défaut systématique provoque une enquête de la part du CNET. La figure 3 en donne un exemple.

Les figures 4 et 5 donnent les taux de défaillances inhérents aux composants et qui ont été réellement obtenus. Nous avons jugé bon de séparer le matériel à tubes et le matériel à transistors.

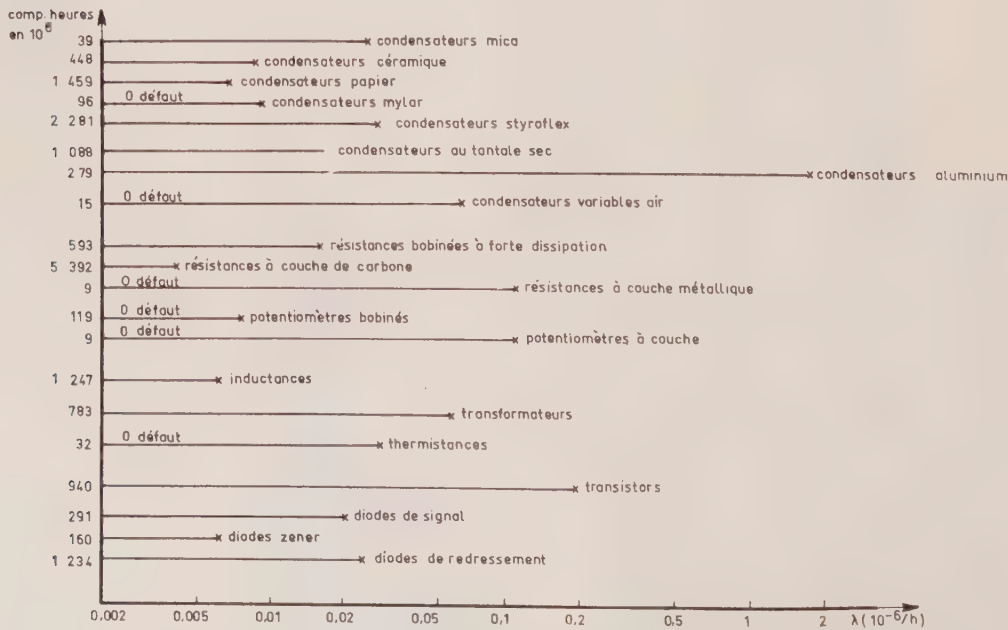


FIG. 5. — Taux de défaillance, matériel à transistors

QUELQUES CONSIDÉRATIONS SUR LA FIABILITÉ DE RÉÉMETTEURS DE TÉLÉVISION

C. LEUCHTMANN

*Chef du Service Technologie Fiabilité
département électronique
Société Précision Mécanique — Labinal*

1. Généralités

Lors de l'étude du projet d'un réseau d'émetteurs de télévision de grande ou de moyenne puissance, on s'efforce de couvrir le maximum de surface, tout en donnant la priorité aux régions à grande densité de population. Certaines régions se trouvent ainsi défavorisées, soit parce qu'elles sont au-delà de la limite de portée de l'émetteur principal le plus proche soit parce que des obstacles naturels ou artificiels créent des zones d'ombres sur des étendues plus ou moins importantes. C'est le cas, en particulier, des zones montagneuses où les populations, peuvent se trouver dans l'impossibilité de recevoir les programmes. Cela peut être le cas d'une ville ou d'un village situés dans une cuvette ou simplement derrière une colline insignifiante.

Quels sont les résultats d'une telle situation ? Nous avons dit que les régions à forte densité de population étaient servies en priorité. Or, il est bien évident que ces mêmes régions disposaient déjà, en général, des moyens d'information et de culture divers tels que bibliothèques, théâtres, salle de concerts et de conférences, etc. Si la télévision leur apporte un complément utile et agréable, elle apparaît absolument indispensable pour les petites communautés perdues dans les montagnes, qui n'ont guère d'autres moyens de culture. Ce sont donc précisément ceux qui en auraient le plus besoin qui risquent d'être privés des programmes télévisés.

Les responsables chargés de l'établissement d'un réseau de télévision ainsi que les communautés (grandes ou petites) peuvent trouver la solution dans l'utilisation des réémetteurs.

Ces appareils doivent permettre :

- de recevoir des signaux, même faibles, émis par un émetteur principal,
- de réémettre sur un autre canal haute fréquence tout en conservant les qualités de l'image et du son.

Il est nécessaire que le type de réémetteur adopté présente le maximum d'avantages possible pour l'utilisateur et ceci sur les points suivants :

- conformité aux recommandations du CCIR et aux normes ORTF,
- possibilité de transmettre la couleur (procédé SECAM, NTSC ou PAL),
- puissance adaptable aux différents besoins,
- dépenses minimales pour l'achat, le coût horaire d'exploitation et l'entretien,
- fiabilité élevée,
- maintenance facile et réduite.

Si la fiabilité maximale est toujours souhaitable, elle n'est pas toujours compatible avec le prix de l'appareil. Pour les équipements de base, tels que émetteurs et réémetteurs de grande puissance, la question ne se pose généralement pas : il s'agit de matériel fixe, susceptible de maintenance, installé dans des locaux, donc relativement à l'abri des intempéries. Le prix d'un tel matériel est en général suffisamment élevé pour que le supplément dû à des considérations de fiabilité représente un pourcentage très acceptable. Dans le cas où, malgré tout, ce prix s'avérerait trop élevé on peut, étant donné l'accessibilité du matériel et la disponibilité en personnel technicien, accepter certains compromis.

Dans toute une gamme de réémetteurs bandes I/III et IV/V, développés par la Société Précision Mécanique Labinal, un cas particulièrement intéressant est le réémetteur de faible puissance (de quelques dizaines de mW à 1 W) type mural, spécialement destiné à l'usage

- des petites communautés qui malgré une infrastructure développée se trouveraient dans une zone d'ombre non couverte par l'émetteur principal ou par le réémetteur puissant le plus proche.
- des pays en voie de développement qui désirent,

dans un but de culture et d'instruction, desservir des localités espacées.

C'est surtout dans ce dernier cas que nous trouvons réunis les impératifs suivants, souvent incompatibles :

— très bas prix, facilité de maintenance, haute fiabilité dans des conditions d'environnement très sévères ;

— très bas prix, parce que les petites communautés comme les pays en cours de développement disposent de budgets modestes ;

— facilité de maintenance et haute fiabilité, car ce matériel, installé simplement sous une tôle protectrice, doit pouvoir remplir son rôle aussi bien sur les sommets d'un pays montagneux que dans la brousse africaine donc à des températures extrêmes ; haute fiabilité aussi parce que le dépannage peut nécessiter une véritable expédition, et parce que la main-d'œuvre qualifiée fait, en général, défaut.

2. Etude préliminaire de la technologie

On a donc estimé nécessaire pour ce matériel de suivre d'une façon rigoureuse un plan de fiabilité développé en même temps que l'étude proprement dite. La collaboration permanente de l'ingénieur du laboratoire, d'un ingénieur du bureau d'études et d'un ingénieur fiabiliste a permis d'atteindre le but recherché.

Avant d'aborder sur le fond l'étude des circuits et des composants, on s'est efforcé de définir quelques règles de base susceptibles d'établir une technologie saine. C'est ainsi que l'on a décidé :

- la transistorisation intégrale,
- la présentation en boîtier étanche à l'immersion,
- une conception modulaire permettant de satisfaisante, avec une grande souplesse, différentes variantes susceptibles d'être imposées par la clientèle, telles que : changement de fréquence, mise en route automatique, réchauffage interne, etc.

Cette conception modulaire permet également :

- la constitution de stocks de rechange judicieusement choisis,
- le remplacement facile, sans intervention de fer à souder, d'une plaquette défectueuse, d'où un accroissement du taux de disponibilité.

3. Etude préliminaire des circuits et des composants

On a fixé pour but :

- la plus grande simplification des circuits compatible avec les performances techniques exigées, afin de réduire le nombre de composants ;

- le choix, au meilleur prix, de composants de qualité. Pour cela, nous avons adopté l'ordre hiérarchique suivant :

a) Composants homologués CCTU (si possible contrôle centralisé) ou figurant sur les listes préférentielles ORTF ;

b) Composants homologués suivant d'autres normes ;

c) Composants en cours d'homologation suivant CCTU ;

d) Composants annoncés « conformes » à une norme ;

e) Autres composants (absence de norme).

Dans les cas *b*, *c*, *d*, *e*, une dérogation est demandée à l'Administration intéressée (ORTF). Le centre de fiabilité du CNET est également consulté.

En ce qui concerne l'étude des circuits, on s'attache, dès le départ, à rendre minimaux les coefficients d'utilisation :

$$\frac{W \text{ appliquée}}{W \text{ nominale}} \quad \text{et} \quad \frac{V \text{ appliquée}}{V \text{ nominale}}$$

4. Différents aspects de la fiabilité

Dans le contexte général d'une exploitation, l'utilisateur est intéressé par toutes les défaillances susceptibles de nécessiter une intervention ; nous essaierons ici d'analyser ces défaillances et d'indiquer les mesures particulières prises pour en réduire le nombre.

Le taux instantané de défauts, en fonction du temps, peut être représenté par une courbe en forme de baignoire (fig. 1).

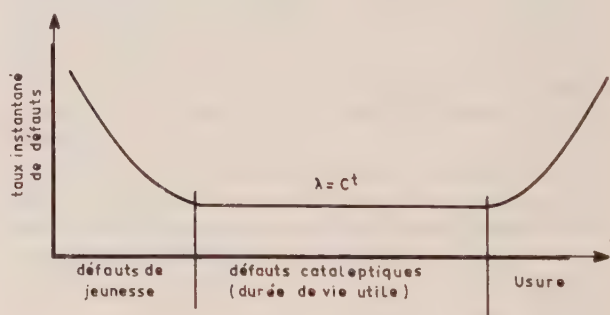


FIG. 1.

4.1. DÉFAUTS DE JEUNESSE

Ces défauts, connus par les professionnels de l'électronique bien avant que la fiabilité ne devienne une discipline majeure, sont relativement faciles à éliminer.

Le choix et les contrôles effectués sur les composants et sur les sous-ensembles constituent un premier barrage. Les essais de vieillissement en usine de chaque appareil permettent d'amener le taux de défaillance à un niveau très voisin du niveau minimal. Méthode utilisée en série :

- stabilisation thermique : trois cycles ;
- essais de durée : 50 h.

4.2. DÉFAUTS D'USURE

Ces défauts sont inévitables pour les matériels comportant des tubes électroniques ou des éléments mécaniques en mouvement, ce qui n'est pas notre cas.

Pour les éléments condensateurs fixes, résistances, semi conducteurs, des essais en cours chez de nom-

breux fabricants n'ont pas permis, jusqu'ici, de déterminer les durées de vie moyennes (durée au bout de laquelle 50 % des éléments restent encore en service). Ces durées peuvent être estimées à plusieurs dizaines de milliers d'heures de fonctionnement. Elles paraissent suffisamment longues pour être effectivement rejetées en dehors de la période à $\lambda = c^t$ considérée comme durée de vie utile de l'appareil.

— En ce qui concerne les condensateurs ajustables, au moins 1 000 manœuvres complètes sont possibles. En supposant que l'utilisateur procède, par mesure de sécurité excessive, à quatre révisions annuelles à raison de dix manœuvres par révision, nous atteignons *une durée de vie* de vingt ans.

— Dans le cas de réémission automatique, le relais d'un modèle très éprouvé a fait, en plus, l'objet d'essais de durée en usine dans le cadre des essais de fiabilité : 1 500 000 manœuvres sur charge selfique n'ont pas entraîné de détérioration. Etant donné sa fréquence de fonctionnement très faible (une ou deux coupures et mise en route par jour), le relais ne peut, en aucune façon, contribuer aux défauts d'usure.

— Les connecteurs et fiches sont garantis 500 manœuvres suivant CCTU, mais la marge de sécurité prise par les fournisseurs autorise à en espérer 1 000.

4.3. DÉFAUTS CATALEPTIQUES

Il s'agit de « défaillance qui se produit à la suite d'une brusque modification des valeurs d'un ou de plusieurs paramètres fondamentaux du système ». C'est la panne imprévue et imprévisible par définition.

C'est « la défaillance qui survient au hasard dans la période de fonctionnement d'un équipement après que tous les efforts aient été déployés pour éliminer les défauts dus au projet et les composants non sûrs et avant que l'usure ne devienne prédominante ».

C'est dans ce domaine qu'un calcul prévisionnel peut être effectué, le taux de défaillance étant constant. Il est vrai que d'après certaines théories très pertinentes, cette période serait entièrement fictive, et naîtrait de la superposition de défauts de jeunesse qui vont en diminuant et des défauts d'usure qui vont en augmentant. Pour essayer de rester aussi près que possible de la réalité physique, nous considérons :

- le calcul de la fiabilité cataleptique pure, tel qu'il peut être effectué d'une façon classique en se basant sur les données statistiques publiées, et
- les défaillances progressives pendant la période de vie utile.

4.3.1. Calcul prévisionnel de la fiabilité cataleptique

Dès qu'un schéma et qu'une nomenclature provisoires ont pu être établis, un premier calcul de masse est effectué. Il permet de reconsidérer certains circuits et certains choix de composants. D'autres calculs ont suivi, serrant le problème de plus en plus près, pour aboutir au tableau 1.

Afin d'éviter de charger ce tableau par trop de détails nous avons regroupé ensemble les composants de même famille et nous avons appliqué des coefficients d'utilisation moyens.

Les taux de défaillance individuels ont été déterminés d'après :

TABEAU 1
CALCUL PRÉVISIONNEL DE LA FIABILITÉ

Désignation	Références Normes	$\frac{W}{W}$ appliqué ou $\frac{V}{V}$ appliqué nominal	Quantités utilisées (Q)	Taux de défaillance individuel (λ_i) %/1 000 h	$\lambda t = Q\lambda_i$
Condensateurs by pass	EIA R 5 198	0,1	49	0,004	0,2
Condensateurs au tantale	CCTU 02-12A	0,5	3	0,04	0,12
Condensateurs ajustables céramique	(1)	0,1	47	0,001	0,047
Condensateurs céramique	CCTU 02-02 et CCTU 02-04	0,1	41	0,001	0,041
Résistances	CCTU 04-04	0,3	122	0,006	0,73
Diodes	CCTU 13-03 CCTU 13-04 SN 002	0,5	10	0,03	0,3
Transistors	CCTU 13-01 SN 022 (2)	0,5	27	0,06	1,62
Observations					
Fiches B.N.C. ou type N	CCTU 10-02 10-03	Nombre de broches : 1	7	0,003	0,021
Connecteurs alimentation	SN 021	Nombre de broches : 2	1	0,008	0,008
Fiches d'interconnexion	(3)	Nombre de broches : 5	10	0,009	0,09
Quartz	CCTU 09-01		2	0,02	0,04
Relais	CCTU 07-01		1	0,1	0,1
Selfs	MIL/ MS 75 008-26 et MS 75 008-39		32	0,05	1,6
Soudures		Etain	900	0,002	1,8

(1) Pas de modèle normalisé ; une enquête détaillée a été effectuée auprès du fournisseur. Cette enquête comportait l'examen des méthodes de contrôle, des procès verbaux d'essais, des essais de prélèvement etc.

(2) Certains types non normalisés.

(3) Pas de modèle normalisé. Accord O.R.T.F., qui utilise déjà ces fiches.

les données de la revue Fiabilité.

- la norme MIL H D B K 217 et
- dans certains cas, d'après des renseignements divers de fournisseurs et de différentes revues.

La température de fonctionnement a été prévue comme suit :

- ambiante : 55 °C
- échauffement interne : 5 °C
- total maximal : 60 °C

Les calculs ont été effectués pour la température maximale de 60 °C, ce qui correspond au cas le plus défavorable.

Nous avons utilisé la formule classique :

$$P_s = e^{-\lambda_T t}$$

P_s : probabilité de survie
 λ_T : taux de défaillance totale
 t : durée de fonctionnement

avec, comme valeur particulière de t , $1/\lambda_T$, appelée MTBF (moyenne des temps de bon fonctionnement).

Dans ces conditions nous obtenons, pour un modèle en coffret standard d'une puissance de 100 mW :

- taux de défaillance totale $\lambda_T = 7 \text{ \%/1000 h}$
- MTBF (moyenne des temps de bon fonctionnement) : 14 000 h,
- fiabilité : pour 3 000 h : 81 %
10 000 h : 50 %
14 000 h : 36,7 %

Cela revient à dire que, par exemple, sur cent appareils en service, quatre-vingt un en moyenne n'auront présenté aucun dérangement au bout de 3 000 h de fonctionnement, ou encore qu'en moyenne 50 appareils fonctionneront sans panne pendant 10 000 h.

Nous remarquons que ces calculs sont pessimistes parce que la température maximale adoptée (60 °C) ne sera pas toujours atteinte.

D'autre part, si nous désirons traduire les heures en durée-calendrier, il y a lieu de remarquer que le réémetteur est soumis à deux régimes de fonctionnement :

- le régime veille vingt-quatre heures sur vingt-quatre,
- le régime émission, commandé automatiquement par l'émission principale et dont la durée dépend des programmes et, de ce fait, varie suivant les pays.

Soit λ_v les taux de défaillances correspondant aux circuits veille du réémetteur.

Soient t_e la durée d'émission par jour et
 $t_v = 24 \text{ h} - t_e$, la durée de veille par jour,

le taux moyen de défaillance sera donné par

$$\lambda_{\text{moy}} = \frac{\lambda_T t_e + \lambda_v t_v}{24}$$

λ_T était déterminé plus haut : 7 %/1 000 h.

Un calcul analogue, que nous ne reproduirons pas, indique pour λ_v : 5 %/1 000 h.

Déterminons maintenant le taux moyen de défaillance en faisant deux hypothèses sur la durée journalière des émissions :

1) $t_e = 10$ heures.

$$\lambda_{\text{moy}} = \frac{7 \times 10 + 5 \times 14}{24} = 5,8 \text{ \%/1 000 h}.$$

MTBF : 17 000 h soit presque deux ans.

2) $t_e = 2$ heures.

ce qui correspond à certains cas réels rencontrés en exploitation.

$$\lambda_{\text{moy}} = \frac{7 \times 2 + 5 \times 22}{24} = 5,2 \text{ \%/1 000 h}.$$

MTBF : 19 000 h soit vingt neuf mois.

4.3.2. Défaillances progressives pendant la période de vie utile

Ces défaillances progressives peuvent être de deux sortes :

- défaillances progressives irréversibles et, dans ce cas, il s'agit d'usure. Nous renvoyons le lecteur au paragraphe 4.2.
- défaillances progressives ou dérives momentanées dues en général aux composants et causées par les variations climatiques.

Les défaillances progressives peuvent entraîner :

- des défauts majeurs qui rendent l'équipement impropre à tout service,
- des défauts mineurs qui rendent seulement le fonctionnement moins parfait.

Si l'on essaie de chiffrer ces phénomènes par le biais des composants, on se heurte très vite à une quasi-impossibilité :

— certains fabricants annoncent des chiffres de fiabilité *cataleptique*, mais la mort y est déterminée par des limites de pourcentage de dérive. Défauts cataleptiques et défauts d'usure sont ainsi confondus.

— de nombreux laboratoires cherchent encore des lois qui permettraient d'établir une corrélation entre certains essais accélérés et l'usure.

— même si l'on connaissait les dérives à long terme de tous les composants, la résolution de ce problème, pour un appareil complexe, nécessiterait des procédés de simulation et l'aide d'un ordinateur.

Au manque de renseignements chiffrés, on peut suppléer par des précautions technologiques et par des essais sérieusement conduits, d'ailleurs toujours indispensables.

C'est au moment de la conception que l'on doit prendre toutes les précautions et effectuer tous les essais. Parmi les points essentiels déjà cités aux paragraphes 2 et 3, nous rappellerons: la transistorsation, l'étanchéité et le choix des composants.

En dehors de ces mesures générales, nous citerons quelques autres travaux d'étude visant plus particulièrement l'élimination des dérives :

— remplacement des selfs d'accord classiques comportant des matériaux magnétiques (ferrites) par des selfs *imprimées* sur support verre époxy déjà éprouvé dans du matériel militaire à haute performance.

— calcul du facteur de stabilité des transistors. La valeur est toujours inférieure à 5.

— enfin des essais d'ensemble répétés de cycles thermiques ont permis de constater les dérives suivantes sur les performances essentielles :

— gain : ± 1 dB (*et ceci sans CAG*)

— bande passante : $\pm 0,5$ dB.

Il est essentiel à noter qu'après retour à l'ambiante, la valeur initiale est retrouvée sans écart mesurable.

5. Fiabilité opérationnelle

Un programme d'essais de fiabilité opérationnelle est en cours. Il s'agit d'essais réels, donc de longue durée, sur un grand nombre d'appareils. Nous ne manquerons pas, en temps voulu, de communiquer l'analyse des résultats et de les comparer aux calculs prévisionnels. Nous espérons en tirer des conclusions très instructives.

FIABILITÉ DES CIRCUITS INTÉGRÉS

PAR

M. REGERT-MONOD

Ingénieur au Centre de Fiabilité C.N.E.T. Bagnaux.

1. Introduction

L'Onde Electrique de janvier 1966 (*) donnait quelques indications concernant l'état de l'électronique intégrée à la fin de 1964, aux Etats-Unis ; nous y annonçons un exposé sur la fiabilité et les essais non destructifs de circuits intégrés. Quoique cet article paraisse avec deux ans de décalage sur le rapport américain qui en est la source, nous avons estimé qu'il contenait suffisamment de renseignements valables pour intéresser nos lecteurs et justifier sa publication.

2. Considérations sur la fiabilité de l'électronique intégrée

Le développement de l'électronique intégrée a été si rapide qu'il est exclu d'obtenir des valeurs de fiabilité par les procédés classiques (essais de laboratoire, décompte des défaillances), ceci d'autant plus que la qualité est excellente. Les dispositifs complexes sont en moins grand nombre qu'en fabrication conventionnelle, le travail statistique est donc moins sûr. Par exemple, si on demande un taux de défaillance de 0,02 %/1 000 h à 60 % de confiance (soit $5 \cdot 10^6$ h sans défaillance ou 10^7 h avec une seule défaillance), on aboutit, en employant 500 dispositifs, à une durée d'essai de 1 à 2 ans ; comme il existe dix ou vingt dispositifs, et plusieurs fabricants, l'essai par les procédés classiques est impensable. Il faut donc de nouvelles méthodes.

On peut traiter séparément les valeurs de fiabilité pour la prédiction du système, et la vérification de la fiabilité à l'acceptation des produits, car elles sont fondamentalement différentes. La première est basée sur des moyennes, la seconde vérifie qu'un lot particulier est correct.

On a cherché à déterminer des méthodes nouvelles, dépassant les méthodes de statistique et de vie moyenne :

1) essais non destructifs (tels que le profil thermique en fonctionnement normal par détection du rayonnement infrarouge) ;

2) programme de calcul de la relation : variation des paramètres. performance réelle en fonctionnement ;

3) analyse quantitative de la relation : performance projetée, performance réelle en fonction du temps pour un composant complexe, et contrôle de sa fabrication ;

4) analyse des défaillances.

2.1. CONTROLE COURANT DE FIABILITÉ

On manque de plan, et pour la recherche des données, et pour la normalisation des essais et la définition des défaillances, ce qui rend discutables beaucoup de résultats obtenus par les fabricants ou les utilisateurs.

On sait que l'électronique intégrée augmente beaucoup la fiabilité :

1) diminution des connexions mécaniques (soudages divers) qui, même bien faites, interviennent par leur grand nombre ; la réduction est de 3 à 5 fois si on considère les interconnexions entre composants et panneaux de circuits ; si on considère les circuits internes, on arrive à 10 fois (comme la densité des composants est accrue, la réduction est encore supérieure) ;

2) diminution du nombre d'assemblages (capotages) de composants, dont chacun contribue à faire baisser la fiabilité (problèmes mécaniques et thermiques) ;

3) masse plus faible, ce qui diminue la sensibilité aux contraintes mécaniques ;

4) l'analyse du projet doit être plus poussée que pour les dispositifs conventionnels (pour lesquels on ne la fait généralement pas, le travail étant long et fatigant) : la qualité est donc accrue ;

(*) M. REGERT-MONOD. Les circuits intégrés aux Etats-Unis d'Amérique en septembre 1964, pp. 75 à 83.

5) l'intervention humaine (source d'erreurs considérable) est beaucoup plus réduite ; de plus, l'erreur de maintenance est diminuée, puisqu'on remplace des blocs entiers.

On a examiné les valeurs rassemblées depuis trois ans chez divers fabricants et utilisateurs de blocs fonctionnels en semiconducteurs (surtout dans les laboratoires, car on a très peu de données d'exploitation) : les résultats en sont donnés globalement dans le tableau 1 (détériorations et défaillances franches, sources et types divers).

2.1.1. Blocs fonctionnels digitaux en semiconducteurs

1) Depuis 1961, le taux de défaillance décroît d'une puissance de 10 par an (technologie, accumulation de résultats) ;

2) le taux de défaillance est déjà du même ordre que pour les transistors individuels ; il deviendra probablement plus faible ;

3) beaucoup de défaillances ont des causes mécaniques (conducteurs, mise en boîtier) ou électriques (contamination de surface) ; la majorité proviennent des conducteurs (tableau 2) ;

4) le bloc fonctionnel en semiconducteur lui-même paraît être pratiquement indestructible.

2.1.2. Blocs fonctionnels linéaires en semiconducteurs

On n'a pas encore de données. D'autre part, la conception même des circuits linéaires se trouve modifiée par la microélectronique : nous sommes en pleine période évolutive.

2.1.3. Dispositifs à couche mince

Ils sont utilisés de confiance sous forme hybride par les fabricants qui ne disposent pas des blocs fonctionnels en semiconducteurs correspondants, bien qu'on ne dispose pas encore de données de fiabilité. Le taux de défaillance d'un hybride à couche mince a été évalué à 70 % de celui d'un montage à composants conventionnels séparés. Le principal inconvénient est la moindre réduction des interconnexions (qu'on a toujours intérêt à supprimer).

2.2. PRÉDICTION DE FIABILITÉ

On voit, par ce qui précède, qu'une détermination de fiabilité est difficile. On peut répartir les blocs fonctionnels semiconducteurs en digitaux et linéaires,

TABEAU 1
BLOCS FONCTIONNELS NUMÉRIQUES EN SEMICONDUCTEURS
TAUX DE DÉFAILLANCE OBSERVÉS

Niveau de l'essai	Dispositifs heures accumulés	Nombre de défaillances de dispositifs	Taux de défaillance de dispositifs (défaillances par 100 000 h)	N° de l'essai	Remarques
Dispositif	24 300 000	5	0,021	1	Utilisé dans un oscillateur en anneaux de circulation à 125 °C, $V_{cc} = 3$ V.
—	71 750	0	$\leq 1,39$	2	Comme 1.
—	57 000	0	$\leq 1,75$	3	Comme 1, mais $V_{cc} = 6$ V.
Système	12 100 000	2	0,017	4	Environnement du laboratoire.
Dispositif	3 000 000	0	$\leq 0,033$	5	Electronic Design 2.15.63.
Module	100 000	1	1,00	6	Essais de laboratoire, comprenant un cyclage de température.
Système	$\approx 8\,000\,000$	< 5	$< 0,063$	7	Evaluation préliminaire, non vérifiée. Environnement du laboratoire.
—	102 150	0	$\leq 0,98$	8	Compteur fonctionnant à 25 °C.
—	58 000	0	$\leq 1,73$	9	Comme 8.
—	113 000	0	$\leq 0,88$	10	Comme 8.
Dispositif	24 400	0	$\leq 4,1$	11	Essayé à 25 °C.
—	306 704	0	$\leq 0,33$	12	Essais de fonctionnement et d'ambiance à 25 °C.
—	90 000	0	1,11	13	Comme 12.
—	35 198	0	$\leq 2,86$	14	Comme 8.
—	757 000	0	$\leq 0,13$	15	Comme 8.
—	875 000	0	$\leq 0,11$	16	Fonctionnement cyclique entre -20° et $+55^{\circ}$ °C
—	18 000	0	$\leq 5,55$	17	Fonctionnement cyclique entre -55° et $+125^{\circ}$ °C
Système	690 000	1	0,145	18	Essayé à 25 °C.
—	800 000	0	$\leq 0,125$	19	Essayé à 25 °C.
Dispositif	1 312 000	1	0,08	20	Essayé à 25 °C.
—	903 500	0	$\leq 0,11$	21	Essayé à 25 °C.
Sous-système	1 093 000	1	0,09	22	Essayé à 25 °C.
Dispositif	124 500	2	1,6	23	Echantillon de préproduction, essais à 125 °C.
—	198 000	1	0,5	24	Essayé à 125 °C.
—	50 000	0	$\leq 2,0$	25	Essayé à -55° °C.
—	90 000	0	$\leq 1,11$	26	Essayé à 125 °C.
—	549 000	4	0,73	27	Essayé à 125 °C.
—	1 256 850	0	$\leq 0,08$	28	Fonctionnement normal.
—	682 608	1	0,147	29	Stockage à 150 °C.
—	5 643 492	1	0,018	30	Fonctionnement normal, à 25 °C.
—	3 747 868	0	$\leq 0,027$	31	Fonctionnement normal, à 25 °C et -55° °C.
—	1 182 500	1	0,08	32	Stockage et fonctionnement, à 125 °C.
Système	50 000 000	0	0,005	33	

TABLEAU 2
EXEMPLES DE MODES DE DÉFAILLANCES DE BLOCS FONCTIONNELS
EN SEMICONDUCTEURS SOUS CONDITIONS D'ESSAI VARIÉES

Fabricant	Type d'essai	Nombre d'échantillons	Nombre de défaillances	Origine des défaillances
A	Divers essais d'environnement	263	13	9 : boîtier ou conducteur ; 2 : dégradation ; 1 : liaison ouverte ; 1 : barre rompue. Toutes les défaillances — sauf une — survinrent lors d'essais dépassant les conditions MIL-S-19500.
A	Stockage à 125 °C pendant 18 semaines	100	2	Barres rompues. Taux de défaillance 0,67 pour 100 000 h.
	Stockage à 200 °C : 7 unités pendant 30 semaines 75 unités pendant 6 semaines.	82	2	Fuite en surface. Taux de défaillance 1,82 pour 100 000 h.
	Stockage à 300 °C : 11 unités pendant 12 semaines 25 unités pendant 6 semaines.	36	4	2 : dégradation (1 fuite importante, 1 au niveau ON) ; 2 : ouverture de liaison par bille. Taux de défaillance 8,5 pour 100 000 h.
A	Contraintes échelonnées à 125 °C et de 200 °C à 400 °C par intervalles de 25 °C de chacun 25 h, sauf un échelon à 368 °C.	175	175	16 : ouverture de liaisons par bille dont 1 à 225 °C, 3 à 325 °C, 5 à 350 °C, 7 à 368 °C ; 4 : fuite dont 1 à 275 °C et 2 à 300 °C, 1 à 350 °C, 155 : or fondu dont 15 à 375 °C et 140 à 400 °C.
B	Contraintes échelonnées à 450 °C.	44	37	11 : conducteurs ouverts ; 11 : fuites importantes ; 15 : or fondu.
C	Contraintes échelonnées à 250 °C et de 125 °C à 375 °C par intervalles de 25 °C de 24 h chacun.	25	2	1 : ouverture à 375 °C ; 1 : Vsat hors limites à 375 °C. Bonne stabilité des paramètres jusqu'à 350 °C.
D	Divers essais d'environnements correspondant aux conditions MIL-S-19500.	416	6	3 : défaillance dans l'essai d'accélération constante ; 1 : essai de vibration à fréquence variable ; 2 : défaillance par essais de choc thermique, de vibration à fréquence variable et de choc mécanique. Modes de défaillance non connus.
D	Essai de durée à 25 °C ; essais de 1 000 h	95	2	Problème de liaison de pastille.
E	Essais de systèmes en environnement de laboratoire.	> 2000	2	1 : ouverture due à une interconnexion métallique impropre ; 1 : court-circuit base émetteur produit par piqure d'épingle dans l'oxyde.

et aussi suivant le type de logique, de circuit linéaire, de processus général de fabrication etc., et séparer les données de taux de défaillance en groupes particuliers, ce qui permet d'avoir plus rapidement des résultats significatifs.

Représentons la fiabilité par $R(t) = \exp(-\sum \lambda_i t)$, où λ_i représente les taux de défaillance, qu'on peut séparer en λ_m (parties qui seront converties en montages microélectroniques) et λ_n (parties restant conventionnelles). Pour les premières, seul le taux de défaillance est diminué dans un certain rapport N , d'où l'expression :

$$R(t) = \exp \left(- \left[\frac{\lambda_m}{N} + \sum \lambda_n \right] t \right).$$

Cette expression n'est pas exacte, car la complexité d'un microcircuit est actuellement encore supérieure à celle du circuit qu'il remplace ; l'expression suivante est donc plus conforme à l'expérience :

$$R(t) = \exp \left(- \left[\frac{\sum K \lambda_m}{N} + \sum \lambda_n \right] t \right).$$

K représentant l'accroissement de complexité ($K > 1$), doit décroître avec l'amélioration de la technique ; l'importance des composants restant conventionnels (généralement électromécaniques, λ_n) ressort nettement dans l'expression ci-dessus.

2.3. ESSAIS DE RÉCEPTION

L'essai de durée comme critère d'acceptation est économiquement inacceptable (nombre de pièces, grande durée de l'essai). De plus on admet généralement que l'assurance de fiabilité est fonction de la conception et de la surveillance de la fabrication plutôt que d'un contrôle après fabrication. C'est donc plus une fonction de « contrôle de qualité » qu'une fonction de « vérification » : si un produit est bien conçu, et bien fabriqué, il sera fiable. Il faut donc arriver à relier la conception, la fabrication et la tenue en fonctionnement. La méthode des essais accélérés a été essayée, mais il est difficile d'avoir une corrélation correcte ; on peut cependant l'utiliser comme appréciation de la valeur du contrôle de fabrication.

2.3.1. Essais de dispositifs

• *Méthodes de sélection.* En l'absence de résultats concernant la « mortalité infantile », on admet qu'elle

est due, comme pour les dispositifs séparés, à une erreur de fabrication : contamination de surface, mauvaises propriétés thermiques, fils mal reliés, etc. Les méthodes générales employées sont le déverminage (combinaison de température et de puissance : normale, ou réduite), le stockage à haute température, puis aussi le cyclage thermique et les vibrations et chocs, ces derniers compris dans le processus normal de fabrication.

• *Essais accélérés.* Le facteur le plus actif est la température. Il est difficile d'interpréter : il y a souvent plusieurs modes de défaillances, sans relations simples. On examine ci-dessous trois méthodes.

a) *Essais par contraintes échelonnées.* (Step-Stress testing). Il s'agit généralement de contraintes de température. Le procédé est connu. Sa faiblesse majeure s'affirme à mesure que la fiabilité s'améliore : les défaillances se produisent à des niveaux de plus en plus élevés, jusqu'à défaillance généralisée au même niveau (fusion des soudures p. ex.) : l'extrapolation n'est plus possible, la droite n'étant plus définie. De plus, dès qu'un facteur quelconque a changé, on ne peut plus étendre les résultats d'un lot à un autre.

b) et c) *Essais de durée à haute température, en fonctionnement ou en stockage.* On les utilise à la fois pour déterminer le taux de défaillance et pour effectuer une sélection à 100 %. La corrélation avec la température ordinaire est incertaine, le niveau de confiance n'est jamais élevé, les facteurs utilisés actuellement varient considérablement. Les fabricants emploient des températures et des facteurs de dissipation différents (le stockage par exemple a lieu à des températures variant entre 125° et plus de 250 °C) ; la température est soit fixe, soit ascendante par suite du fonctionnement. Il faut donc que les chiffres fournis soient interprétés par des personnes compétentes.

• *Physique des défaillances.* On doit trouver les mêmes mécanismes de défaillance dans le bloc fonctionnel en semiconducteur que dans le transistor au silicium :

1) défauts massiques (physiques), les moins importants ; ils entraînent des valeurs anormales des paramètres électriques et permettent le rejet au cours des essais ;

2) instabilités de surface (surtout chimiques) qui constituent un facteur majeur (impuretés à l'interface silicium-oxyde, discontinuités de l'oxyde, contaminants divers ;

3) déficiences mécaniques (liaison des fils, attache pastille-embase, solidité et étanchéité du capot), qui sont des causes majeures de défaillances cataleptiques.

• *Analyse des défaillances.* Elle est *essentielle*, car elle permet d'utiliser un petit nombre de défaillances — insuffisant pour une statistique — à la correction des méthodes de fabrication. Le programme d'analyse doit s'inspirer de plusieurs concepts :

1) elle doit être une partie intégrante, et majeure, du programme de fiabilité, donc de tout programme d'acceptation ;

2) elle doit être faite par le producteur, intimement familiarisé avec les questions de conception et de fabrication ;

3) un désir d'amélioration peut amener à employer des processus dont les mécanismes de défaillance sont inconnus ; même un changement décidé à la suite d'une analyse de défaillance peut introduire de nouveaux mécanismes de défaillance pires que les anciens. C'est pourquoi l'analyse doit être poursuivie sans arrêt pendant l'exploitation du type de dispositif, jusqu'à ce que celui-ci tombe en désuétude. On n'a pas encore de notions nettes sur la possibilité d'application aux blocs fonctionnels en semiconducteurs des essais sur composants conventionnels ; on mise surtout sur les programmes de recherche, tant industriels qu'académiques (sous la direction du RADC).

2.3.2. Essais des équipements

On a suggéré d'adopter le processus d'accumulations de données recommandé par le rapport DARNELL, qui permettrait une acceptation plus précoce que la procédure AGREE régulière. Les risques sont plus élevés, car les essais sont plus courts, mais, en accumulant les résultats d'essais courts, on a un moyen de déterminer si la fabrication est fiable. Exemple : pour un MTBF exigé de 3 000 h, la procédure AGREE exige un minimum d'essai de 9 000 h (plus d'un an) qui pourrait être obtenue par l'emploi de 9 équipements pendant 1 000 h avec la procédure DARNELL.

Avec la méthode d'accumulation de données, au contraire, (fig. 1) la période d'essai a été décomposée en périodes de 1 000 h, et les défaillances ont été notées. A la fin de la première période, une seule défaillance était tolérée ; à la fin de la seconde, deux, etc. Les courbes d'efficacité correspondantes donnent le risque associé à un niveau donné de fiabilité, ou le niveau de fiabilité associé à un certain risque : par

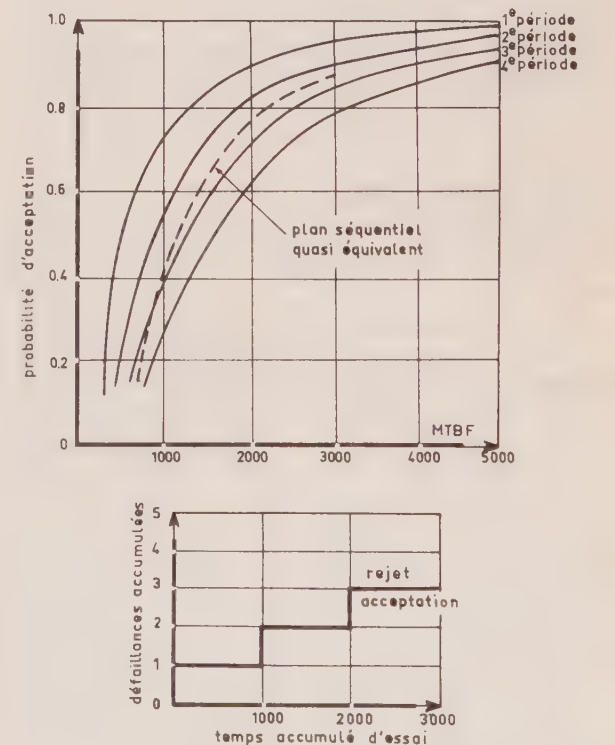


FIG. 1. — Courbes caractéristiques de fonctionnement pour un plan d'essai de durée à accumulation de résultats et un plan séquentiel quasi équivalent.

exemple, on a pour les première, deuxième et troisième périodes d'essais une probabilité d'acceptation de 90 % pour des MTBF respectifs de 2 000, 3 000 et 4 500 h et une probabilité d'acceptation de 10 % pour des MTBF respectifs de moins de 200, 400 et 600 h. La courbe en tirets correspond à la courbe d'efficacité du plan séquentiel quasi équivalent, pour lequel le temps minimal pour une décision d'acceptation serait d'environ 3 000 h (0 défaut). Le tableau 3 compare les résultats de trois essais de 300 h à un essai direct de 900 h. Il est possible d'adopter une série d'essais courts de durée de vie, qui donneront une protection presque égale à celle d'essais classiques effectués en un temps fixé ; on suppose, dans ce cas, que les défaillances sont distribuées exponentiellement, et que la population est homogène (pour des productions de longue durée, on choisira une technique à moyenne mobile, n'utilisant que les valeurs récentes).

3. Essais non destructifs

Les méthodes actuellement employées sont empruntées à la technique des dispositifs séparés classiques. Il y a cependant intérêt à développer des études à ce sujet, comme on le voit par :

- 1) la participation gouvernementale,
- 2) le travail de certains constructeurs d'appareils d'essai qui n'hésitent pas à étudier des modèles adaptés à l'électronique intégrée,
- 3) le travail des fabricants de dispositifs à électronique intégrée eux-mêmes, sur lequel on n'a pas de renseignements sûrs, bien qu'il semble qu'un gros effort soit fait « en secret ».

C'est en fait la participation gouvernementale qui déclenche l'effort privé ; car l'utilisation des essais non destructifs par l'industrie a pour seule cause une préoccupation commerciale (baisse de coûts, composants meilleurs donc mieux vendables).

3.1. PRINCIPES

L'usage d'essais non destructifs n'est pas nouveau dans la technique des semiconducteurs, notamment

les essais d'environnement (vibrations et chocs, accélération, contrainte thermique) ; généralement ces essais ne sont pas faits en cours de fonctionnement : ils imposent des conditions extrêmes *après* lesquelles sont faites de nouvelles mesures. Les différences de caractères des éléments d'électronique intégrée entraînant le besoin de méthodes différentes (les phénomènes physiques eux-mêmes peuvent différer), certains problèmes se posent.

Grand MTBF. Il faut que l'identification des pièces qui seront défectueuses soit très précoce, donc qu'on détecte rapidement de très légères modifications de caractéristiques (ceci n'est pas obtenu actuellement).

Contacts physiques. Beaucoup de mesures comportent la réalisation de contacts physiques avec le composant étudié, ce qui peut entraîner des inconvénients, *a)* endommagement par la pression exercée pour prendre contact ; *b)* impossibilité d'aller chercher une intraconnexion sous une couche de passivation ; *c)* « perturbation » ; les dispositifs à électronique intégrée sont, le plus généralement, utilisés dans des calculatrices, à haute fréquence : l'insertion d'un appareil de mesure peut modifier le fonctionnement, les mesures sont donc fausses.

Assemblage dense. Le dégagement de chaleur élève la température, des points chauds peuvent se révéler si on opère dans les conditions de fonctionnement et non hors montage.

Niveau de l'essai. Il est impossible, même si on le voulait, d'essayer à part chacun des éléments du dispositif.

Chaleur. C'est généralement l'échauffement qui cause les défaillances, d'autant qu'on resserre de plus en plus les montages ; la mesure indirecte (par la puissance totale) ne convient pas pour déceler les points chauds.

3.2. MÉTHODES

On a examiné les trois techniques ci-dessous :

- *Infrarouge*. Le spectre utile va de 1 à 100 μ ; l'avantage du procédé est qu'il n'est pas besoin de source extérieure. Les récepteurs sont :
 - soit thermiques (réponse en fréquence plate

TABLEAU 3

COMPARAISON DE NIVEAUX D'ASSURANCE DE FIABILITÉ
POUR UNE SÉRIE DE TROIS ESSAIS DE 300 HEURES ET UN SEUL ESSAI DE 900 HEURES

1 ^{er} essai d'équipement de 300 h			2 ^e essai d'équipement de 300 h. (accumulation de 600 h)			3 ^e essai d'équipement de 300 h. (accumulation de 900 h)			Essai direct de 900 h		
C	θ_α	θ_β	C	θ_α	θ_β	C	θ_α	θ_β	C	θ_α	θ_β
$C = 1$ $C_T = 1$	600	75	$C = 1$ $C_T = 1$	1080	150	$C = 1$ $C_T = 1$	2440	680	$C = 1$	1660	220
$C = 1$ $C_T = 1$	600	75	$C = 1$ $C_T = 1$	850	130	$C = 1$ $C_T = 1$	1020	170	$C = 3$	515	134
$C = 3$ $C_T = 3$	170	40	$C = 3$ $C_T = 4$	240	75	$C = 3$ $C_T = 5$	290	95	$C = 5$	285	97

C = Nombre de défaillances permises par équipement.
 C_T = Nombre total accumulé de défaillances permises.

θ_α = MTBF correspondant à un risque de producteur de 10 %.
 θ_β = MTBF correspondant à un risque de consommateur de 10 %.

jusqu'aux grandes longueurs d'onde correspondant à la température ordinaire, sensibilité faible, réponse lente : la mesure fait intervenir les propriétés thermiques) ;

— soit photo-électriques (sensibilité et rapidité plus grandes, à condition de refroidir jusqu'aux températures « cryogéniques » pour obtenir la sensibilité et la réponse en fréquence désirées ; on mesure l'interaction des photons et de la structure atomique).

Les micro-radiomètres à infrarouge ont une résolution de $25\ \mu$ au carré, une sensibilité en température de 1°C ; on peut travailler à vue, et utiliser un déplacement mécanique. Il est cependant difficile d'interpréter les mesures faites, car on n'a pas encore suffisamment de résultats.

• *Microscope à faisceau électronique à balayage.* L'appareil (canon à électrons, collecteur d'électrons secondaires à scintillation, oscilloscope) donne une carte des tensions du composant non encapsulé ; le potentiel d'accélération va de 5 à 50 kV, la focalisation (par bobine magnétique) atteint $0,1\ \mu$, l'aire de balayage est d'environ $0,001\ \text{mm}^2$. L'image obtenue est analogue à celle d'un microscope à fort grossissement (amplification en surface : 1 000/1). L'interprétation, en la supposant possible, demandera encore beaucoup de travail.

• *Rayons X.* Le faisceau transmis à travers la pièce examinée peut être reçu sur film photographique (pose longue, jusqu'à une heure, mais obtention d'un document) ou sur vidicon relié à un écran de télévision (résultat d'examen immédiatement visible, mais absence de document) ; certaines parties minces et transparentes (dépôt d'aluminium) restent invisibles. Le procédé serait moins avantageux qu'en technique conventionnelle.

3.3. UTILISATION

L'adaptation à l'électronique intégrée de l'inspection aux rayons X est possible ; mais aucune publication n'indique un effort important dans ce sens. Le microscope à balayage est en cours d'étude (sous contrat) par une firme, qui le commercialisera. En infrarouge, on trouve déjà des microradiomètres dans le commerce, plusieurs études sont en cours, mais on ne peut encore définir le « bon » appareil ; dès qu'on aura établi la corrélation entre caractéristiques thermiques initiales et critères de fiabilité ou de contrôle de qualité, le marché s'étendra, car l'industrie a commencé à comprendre l'importance de ce procédé.

Le contrôle se fait à tous les étages, du montage sur table au système complet, en passant par tous les sous-ensembles. Il arrive souvent que l'assemblage de bons éléments soit mauvais ; il y a trois causes de défaillances :

1) erreur de manipulation, qui détériore des éléments classés « bons » : l'infrarouge détecte alors les changements, soit directement pour les éléments, soit par localisation par fibres de verre pour les ensembles complexes ;

2) conditions nouvelles d'exploitation, l'essai actuel des éléments ne correspondant pas aux emplois futurs des ensembles : les mesures électriques ne permettent pas toujours de remonter aux causes, mais l'infrarouge est souvent utilisable également ;

3) interconnexions mauvaises (cas très fréquent) : les joints mauvais (résistants) d'une calculatrice peuvent causer des défaillances (l'échauffement croît, on peut donc ici aussi détecter le rayonnement infrarouge). Il y a là un champ d'étude très vaste, et encore peu exploré : qu'est-ce qu'une « mauvaise » connexion, quels en sont les critères ; comment vérifier économiquement de grandes quantités de connexions de plus en plus enfouies dans des ensembles complexes ?

3.4. PROGRAMME D'ESSAIS A L'INFRAROUGE

On tente ici de relier ces essais avec des critères de qualité et de fiabilité. Il n'existe ni travail fondamental ni programme établi ; la première question qui se pose est celle de la possibilité de ce travail. Le coût d'une défaillance croissant avec l'état d'achèvement du dispositif, il faut déceler le défaut dès le début (et terminer par une dernière vérification avant l'encapsulation).

3.4.1. Déroulement de l'essai

1) Il faut déterminer la corrélation qui existe entre une qualité connue et la caractéristique thermique correspondante, en choisissant un circuit simple qu'on peut classer électriquement en bon ou mauvais (au besoin on crée un défaut net, produisant un contraste thermique). On enregistre les cartes thermiques de chaque circuit : si les circuits mauvais sont caractérisés par une même carte, le procédé est utilisable.

2) Dans ce cas, on choisit une plaquette de même type, prise juste avant le découpage en pastilles (au moins 1 000 circuits-échantillons), et on repère les circuits ; puis on les essaie à l'ambiance, avec les méthodes électriques normales, tout en relevant leurs cartes thermiques au microradiomètre (conditions minimales : aire de résolution de $25\ \mu$ au carré, sensibilité $0,5^\circ\text{C}$ - il existe deux instruments de ce genre sur le marché) ; si le contraste thermique est insuffisant, on l'augmente en imposant les conditions du cas le plus défavorable, ou même en le mettant en court-circuit.

3) On continue le montage jusqu'au stade final (avant la mise sous capot), en soumettant chaque fois aux conditions électriques normales, puis, si nécessaire, en lui imposant les conditions du paragraphe ci-dessus.

4) On place dans les racks d'essai de durée, à température ambiante maximale et dans les conditions fournissant la dissipation (admissible) maximale ; le test thermique est répété toutes les 24 h, puis à intervalles plus éloignés.

5) A chaque défaillance (signalée par les méthodes électriques courantes), on détermine immédiatement la carte thermique.

On admet qu'après déverminage d'une semaine, la distribution des défaillances est exponentielle (tableau 4). Il faut alors déterminer si les cartes thermiques, ainsi établies, d'un composant non terminé peuvent être reliées à des critères de qualité et de fiabilité : peut-on détecter le composant inacceptable dès le début, ou au moins avant encapsulation ?

3.5. AVENIR DES PROCÉDÉS D'ESSAIS NON DESTRUCTIFS

L'usage des essais non destructifs est encore peu

TABEAU 4

MTBF (millions d'heures)	Nombre maximal de défaillances	Composé essais-heu- res (10 ⁶ heures)
0,5	0	1,15
	1	1,95
	2	2,65
	3	3,35
	4	4,00
1,0	0	2,30
	1	3,90
	2	5,30
	3	6,70
	4	8,00
5,0	0	11,5
	1	19,5
	2	26,5
10,0	0	23
	1	39
	2	53

répandu en microélectronique. L'évolution est si rapide, qu'une technique trop longue à mettre au point peut devenir inutile, le composant étant, entre temps, abandonné pour un autre de type amélioré. Les essais non destructifs doivent essentiellement faire baisser les prix, car la question prix est essentielle (sauf dans le domaine militaire). Enfin il faut donner aux essais non destructifs un certain caractère quantitatif, et par conséquent étudier l'équipement en conséquence.

Une méthodologie pratique des essais non destructifs (comprenant éventuellement d'autres méthodes que celles indiquées) est encore à développer et fera beaucoup pour optimiser l'usage de composants microélectroniques, qu'il s'agisse de composants de haute fiabilité, ou de composants courants.

4. Contrôle de fabrication de blocs fonctionnels en semiconducteurs

Il faut contrôler soigneusement chaque étape de fabrication et connaître qualitativement et quantitativement l'effet des diverses variables sur le produit final. A partir de ces données expérimentales, une calculatrice élaborera des équations empiriques qui seront utilisées dans la suite.

4.1. TYPE D'EXPÉRIMENTATION

Il y a trop de paramètres pour qu'on puisse en examiner toutes les combinaisons. On peut fixer les facteurs bien connus qui correspondent à des tolérances assurées, et faire varier les autres processus pour obtenir des expressions analytiques qui font l'objet d'un examen : les interactions qui paraissent alors significatives sont examinées de plus près.

Comme l'expérimentation revient cher (temps, argent, personnel), il faut apprécier si elle doit être rentable (rendement accru, fiabilité augmentée, éventuellement découverte de nouveaux dispositifs) :

a) *En fiabilité.* Actuellement on compte par millions d'heures et les une ou deux défaillances constatées pour 30 à 50 millions de dispositifs-heures sont dues à des erreurs de manipulation ; on ne connaît pas de mécanisme d'usure. Il s'agit donc surtout ici de vérifier que la fabrication garde son caractère dans son ensemble : comme il y a souvent des améliorations apportées, donc des changements dans la fabrication, il faut en apprécier aussitôt les effets.

b) *En coût.* Le rendement croît ; le fabricant s'adapte plus rapidement et à moindres frais à des spécifications nouvelles en réduisant le nombre des approches successives nécessaires.

4.2. DÉROULEMENT DU CONTROLE

Principe. — La fabrication de circuits intégrés comprend deux phases : 1) Préparation et diffusion, 2) Assemblage et encapsulage.

La plupart des modes de défaillance dépendant du temps proviennent de la seconde ; il s'agit de défauts mécaniques dus à une mauvaise manipulation : rayures sur la métallisation, mauvaise liaison de fils, incorporation de particules étrangères, etc. Dans la première phase, les défaillances sont généralement immédiates (non dépendantes du temps) ; elles comptent pour la plus grande partie des pertes de rendement. Les défauts mécaniques n'étant ni prévisibles ni quantifiables, on n'étudiera ici que les matériaux et la diffusion, en ne considérant que les processus qui affectent la variabilité du produit ; il faudra encore beaucoup d'expérimentation avant d'obtenir une compréhension fondamentale des mécanismes physiques.

On étudie donc la fabrication du transistor planar, qui fait appel à tous les processus d'électronique intégrée, et qui est de contrôle simple. L'expérience concernera surtout la diffusion : influence des conditions de diffusion et d'oxydation sur la distribution des impuretés ; si on calcule des équations empiriques donnant la concentration en fonction de la profondeur, il sera possible de faire le projet d'un transistor.

Travail préliminaire. Il faut analyser en détail la fabrication, déterminer tous les points où des changements sont possibles (on peut éventuellement éliminer certaines variables à la faveur de l'expérience déjà acquise par les fabricants, à condition de savoir exactement comment les valeurs ont été obtenues) ; les processus bien compris et contrôlables peuvent être maintenus constants. On fixe alors exactement les conditions de fabrication et on établit une chaîne de production pilote, avec un équipement de haute valeur et un personnel expérimenté ; le coût de l'expérience augmente légèrement, mais le manque de contrôle en un point quelconque retirerait toute valeur à l'expérience.

Il ne faut étudier que les variables ayant des effets de premier ordre. Beaucoup peuvent être considérées indépendamment. On a établi un programme de calcul pour prédire les tolérances de fabrication assurant un rendement déterminé pour certains dispositifs. On est parti d'équations théoriques ; l'introduction de valeurs expérimentales, qui ne changerait que très

peu le programme, permettrait de faire la corrélation entre fabrication et résultats, et de réaliser le compromis le plus avantageux entre rendement et coût du contrôle de fabrication.

Les paramètres à étudier et la séquence des recherches sont déterminés d'après l'état actuel de la technique en électronique intégrée ; l'expérimentation doit être assez flexible pour profiter des résultats acquis afin de modifier les évaluations initiales (paramètres ou séquences), éliminer les paramètres sans importance et éviter les pertes d'information valable.

4.3. EXPÉRIMENTATION

1) On classe les tranches de silicium suivant la perfection cristalline (par exemple, la densité de dislocations) et on en fait des transistors dont on note les caractéristiques électriques en fonction de l'état cristallin (ce qui déterminera la densité optimale d'impureté). On vérifiera, en faisant plusieurs séries d'essais, que les variations trouvées entre deux séries sont assez faibles pour que les différences produites par changement de processus de fabrication soient statistiquement significatives (si les variations sont trop grandes, on resserre le contrôle).

2) La prédiction des caractéristiques du planar dépendant de la connaissance de la distribution des impuretés, les équations théoriques de diffusion (gaussienne, complément de fonction d'erreur) donnent une première approximation, puis on ajuste par tâtonnements jusqu'à obtention des propriétés désirées (certaines difficultés ont été éliminées en dérivant les équations théoriques, et certains facteurs négligés doivent, en fait, être introduits). Les variables considérées sont la température, le temps, l'épaisseur d'oxyde et sa vitesse de croissance, le niveau d'impureté du substrat avant diffusion, et les caractéristiques du dopant.

3) Les équations trouvées ainsi sont insérées dans un programme de calcul en combinaison avec d'autres équations descriptives, ce qui donne finalement les conditions assurant certaines caractéristiques aux dispositifs obtenus, et les tolérances de fabrication assurant un bon rendement.

4) On modifie à nouveau les calculs pour les faire concorder avec les résultats pratiques.

Il faut tenir compte de certains facteurs particuliers :

1) l'hétérogénéité possible du flux gazeux porteur des impuretés à diffuser, qui frappe d'abord une faible zone puis s'étend alentour (facteurs d'hétérogénéité des tranches successives : diamètre du tube, distance entre tranches dans le four, débits gazeux, etc.).

2) l'existence possible de tensions dans le cristal semiconducteur piézoélectrique ont des effets importants sur la jonction : il faut voir si le cycle thermique (en particulier le refroidissement) ne révèle pas une corrélation avec les propriétés électriques.

3) une dernière cause de variabilité réside dans la géométrie des dispositifs ; il faut essayer des masques de diverses tolérances, et déterminer la relation entre

les tolérances de marquage et la dispersion des caractéristiques électriques.

5. Facteurs particuliers

5.1. SOUTIEN LOGISTIQUE

Le coût du support logistique dépend de la fiabilité et du degré de normalisation ; l'absence actuelle d'une normalisation dilue l'économie du coût de la logique obtenu par l'augmentation de fiabilité. Cependant les Américains ont développé pour l'électronique intégrée un plan spécial, l'« auto-soutien logistique », beaucoup moins sensible à la variété des pièces de rechange : on admet que les parties impliquées sont assez petites, et ont une fiabilité assez grande, pour que les rechanges nécessaires puissent être incluses au moment de la fabrication dans chaque équipement ou à proximité immédiate, dans un élément de stockage à environnement contrôlé ; on supprime ainsi le « pipe line » à rechanges qui doit toujours être maintenu plein. On admet que la fiabilité est suffisante pour que les rechanges nécessaires ne modifient pas sensiblement les dimensions et le poids de l'équipement.

Les Américains ont préparé des tables donnant le nombre de rechanges nécessaires suivant les conditions : le tableau 5 correspond à la durée de vie de $2 \cdot 10^4$ h. On voit que ce système est applicable, et que même le grand nombre de zéros (« pas de rechange ») annonce le temps où le soutien logistique ne sera plus nécessaire. De même qu'en fabrication conventionnelle, on économise les pièces de rechange si elles servent à plusieurs équipements et sont stockées à proximité. On note que le besoin en rechanges ne dépend pas de la normalisation totale, mais de chaque équipement en particulier.

L'économie consiste en coût de gestion et aussi en temps : diminution du « temps logistique » (temps d'attente d'une pièce de rechange au point de réparation), qui est souvent une fraction importante du temps total de maintenance.

5.2. NIVEAU DE MAINTENANCE

La plupart des équipements à électronique intégrée emploient des panneaux à plusieurs couches, démontables, sur lesquels sont montés les dispositifs, avec points de contacts pour contrôle semi-automatique. Dans certains cas, la réparation sur place, au niveau du dispositif, peut être faite sans dommage aux autres dispositifs du panneau ; il y faut cependant un matériel (outils, calibres) et un entraînement particulier : c'est pourquoi la maintenance au niveau du panneau est plus avantageuse. Que les panneaux défectueux soient envoyés en réparation ou jetés, cela dépend du coût, donc de la complexité du panneau : pour un auto-soutien logistique, il faut des panneaux de faible complexité, pour réduire leur nombre et permettre les rejets ; si on admet la réparation du panneau, celui-ci peut être plus complexe ; c'est une question d'étude des coûts et, finalement, de compromis ; on voit donc que c'est dès la conception qu'il faut bien étudier la question.

TABEAU 5

DEMANDE D'UNITÉS DE RECHANGE POUR L'AUTO-SOUTIEN LOGISTIQUE
(Vie de l'équipement 2.10⁴ h.)

MTBF des compo- sants, en h.	Niveaux de proba- bilité	Nombre total de composants par équipement : 100			Nombre total de composants par équipement : 500					Nombre total de composants par équipement : 5000					Nombre total de composants par équipement : 50000				
		Nombre de Circuits types			Nombre de Circuits types					Nombre de Circuits types					Nombre de Circuits types				
		1	10	100	1	10	100	250	500	1	10	100	250	500	1	10	100	250	500
10 ⁵	0,50	20	40	200	100	150	400	750	1000	1000	1150	1800	2750	3500	10000	10480	21500	14250	16000
		—	28	—	—	109	279	551	—	—	1014	1183	1461	1935	—	10029	10193	10490	11019
	0,75	23	50	200	107	160	500	750	1500	1021	1190	1900	2750	4000	10067	10610	12800	14500	16500
		—	32	—	—	119	287	569	—	—	1044	1209	1540	2434	—	10121	10277	10721	11518
	0,90	26	60	300	113	180	500	1000	1500	1041	1230	2000	3000	4500	10127	10740	13000	14750	17000
10 ⁶		—	42	—	—	130	389	818	—	—	1059	1318	1789	2441	—	10149	10407	10970	11541
	0,95	27	60	300	117	190	600	1000	1500	1052	1260	2000	3250	4500	10163	10830	13100	15000	17500
		—	44	—	—	134	393	818	—	—	1072	1331	1789	2458	—	10190	10445	10970	11596
	0,99	30	80	300	124	200	600	1250	2000	1074	1300	2100	3500	5000	10225	10970	13200	15500	18500
		—	45	—	—	149	401	1067	—	—	1100	1360	2038	2968	—	10256	10526	11219	12130
10 ⁷	0,50	2	10	100	10	30	100	250	500	100	150	400	750	1000	1000	1150	1800	2750	3500
		—	2	—	—	10	107	254	—	—	102	197	344	590	—	1008	1098	1246	1493
	0,75	3	10	100	12	30	200	250	500	107	160	500	750	1500	1021	1190	1900	2750	4000
		—	4	—	—	14	109	256	—	—	113	204	352	598	—	1040	1120	1269	1519
	0,90	4	20	100	14	40	200	500	500	113	180	500	1000	1500	1041	1230	2000	3000	4500
10 ⁸		—	13	—	—	23	111	258	—	—	122	211	360	613	—	1050	1141	1295	1567
	0,95	5	30	100	15	40	200	500	1000	117	190	600	1000	1500	1052	1260	2000	3250	4500
		—	13	—	—	24	113	261	—	—	126	216	372	1112	—	1062	1156	1334	2066
	0,99	6	30	200	18	50	300	500	1000	124	200	600	1250	2000	1074	1300	2100	3500	5000
		—	15	—	—	27	213	510	—	—	133	319	621	1112	—	1085	1270	1583	2066
10 ⁹	0,50	0	0	0	1	10	100	250	500	10	30	100	250	500	100	150	400	750	1000
		—	0	—	—	1	1	1	—	—	10	11	12	508	—	100	102	109	598
	0,75	0	0	0	2	10	100	250	500	12	30	200	250	500	107	160	500	750	1500
		—	0	—	—	2	2	250	—	—	12	14	261	510	—	107	114	358	605
	0,90	1	10	100	2	10	100	250	500	14	40	200	500	500	113	180	500	1000	1500
10 ¹⁰		—	1	—	—	2	101	250	—	—	14	113	263	512	—	114	213	361	611
	0,95	1	10	100	3	10	100	250	500	15	40	200	500	1000	117	190	600	1000	1500
		—	1	—	—	3	101	251	—	—	16	114	264	513	—	119	215	365	615
	0,99	2	10	100	4	20	100	250	500	18	50	300	500	1000	124	200	600	1250	2000
		—	11	—	—	13	102	252	—	—	27	117	266	516	—	133	223	372	622
10 ¹¹	0,50	0	0	0	0	0	0	0	0	1	10	100	250	500	10	30	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	1	1	1	1	—	10	10	10	10
	0,75	0	0	0	0	0	0	0	0	2	10	100	250	500	12	30	200	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	2	2	2	2	—	12	12	12	13
	0,90	0	0	0	0	0	0	0	0	2	10	100	250	500	14	40	200	500	500
10 ¹²		—	0	—	—	0	0	0	—	—	2	2	3	4	—	14	14	15	18
	0,95	0	0	0	1	10	100	250	500	3	10	100	250	500	15	40	200	500	1000
		—	0	—	—	1	1	1	—	—	3	3	5	503	—	15	16	20	517
	0,99	1	10	1000	1	10	100	250	500	4	20	100	250	500	18	50	300	500	1000
		—	1	—	—	1	100	250	—	—	4	103	254	503	—	18	117	269	517
10 ¹³	0,50	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	10	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	1	1	1	1
	0,75	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2	10	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	2	2	2	2
	0,90	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2	10	100	250	500
10 ¹⁴		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	2	2	2	2
	0,95	0	0	0	0	0	0	0	0	1	10	100	250	500	3	10	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	1	1	1	1	—	3	3	3	3
	0,99	0	0	0	0	0	0	0	0	1	10	100	250	250	4	20	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	1	1	3	3	—	4	4	4	7
10 ¹⁵	0,50	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	0	0	0	0
	0,75	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	0	0	0	0
	0,90	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10 ¹⁶		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	0	0	0	0
	0,95	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	10	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	1	1	1	1
	0,99	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	10	100	250	500
		—	0	—	—	0	0	0	—	—	0	0	0	0	—	1	1	1	1

FIABILITÉ DES COMPOSANTS SOUMIS A LA CONTRAINTE « RAYONNEMENTS »

Problèmes à résoudre et quelques résultats expérimentaux

PAR

A. BLIN, A. D'HARCOURT et J. LE BER

*Département d'Electronique Générale
Commissariat à l'Energie Atomique*

1. Introduction

L'objet du présent article est de présenter une synthèse des travaux effectués au Groupe Essais-Dépannage du Département d'Electronique Générale du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, sur la fiabilité des composants électroniques soumis à la contrainte « rayonnements ».

Une partie de ce travail, celle concernant les condensateurs, a été effectuée en collaboration avec MM. COELHO et BELLOC, du Laboratoire Central des Industries Electriques, au titre d'un contrat passé entre le C.E.A. et ce Laboratoire.

Il est bon, tout d'abord, de tenter de montrer comment une étude de fiabilité sous la contrainte « rayonnements » peut s'intégrer dans une étude de fiabilité générale et quelles sont les particularités d'une telle étude. Considérant, par exemple, le cas d'un satellite dont les caractéristiques de l'orbite sont telles qu'il traverse les ceintures de radiations de la terre (appelées ceintures de VAN ALLEN), ce satellite doit fonctionner pendant une période déterminée, dans des conditions d'ambiance données : accélération, vibrations, vide, contraintes thermiques, rayonnements, etc. L'ingénieur d'étude désire connaître la probabilité de bon fonctionnement de son dispositif, pour la mission qui lui est impartie ; (cette probabilité devant être évidemment la plus voisine possible de l'unité). Chaque contrainte, et en particulier la contrainte « rayonnements », est alors l'objet d'une étude spéciale, (sans perdre de vue que dans le cas envisagé, les actions des diverses contraintes ne peuvent être dissociées totalement). Il est bon de rappeler tout d'abord quelques notions générales de fiabilité et de voir ensuite comment il est possible d'appliquer ces notions au cas de la fiabilité des composants soumis aux rayonnements.

2. Aspects généraux de la fiabilité

2.1. GÉNÉRALITÉS

Comme chacun sait, les études de fiabilité portent sur l'évaluation de la probabilité de bon fonctionnement des dispositifs (composants, ensembles ou systèmes) au cours du temps et pour des contraintes données (électriques, thermiques, mécaniques, rayonnements) et dans des conditions bien précises d'utilisation.

La *fiabilité* étant une *probabilité*, il a été commode et nécessaire d'utiliser les modèles mathématiques fournis par le calcul des probabilités. Il est utile par conséquent de rappeler quelques notions essentielles pour mieux faire comprendre les conclusions de cette synthèse. Pour bien préciser cette notion de fiabilité, il faut commencer par en rappeler la définition :

La fiabilité est la *probabilité* de bon fonctionnement d'un dispositif dans des *conditions d'utilisation données* et pendant un *temps* (ou un nombre de cycles de fonctionnement) *donné*.

Si le nombre d'éléments en état de fonctionner à l'instant t est égal à N , on définit le *taux de défaillance instantané* $\lambda(t)$, entre les instants t et $t+dt$ par

$$\lambda(t) = - \frac{1}{N} \frac{dN}{dt}$$

Expérimentalement, la variation du taux de défaillance en fonction du temps présente l'allure générale représentée par la courbe de la figure 1, devenue très classique et souvent représentée dans l'*Onde Electrique*.

— La zone (1) correspond aux défaillances de jeunesse ; le taux de défaillance $\lambda(t)$ décroît avec le temps,

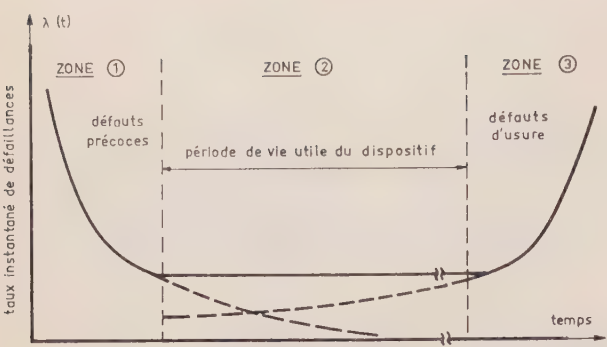


FIG. 1. — Forme classique de distribution observée dans les dispositifs électroniques.

— la zone (2) est la période des défauts aléatoires ou zone de vie utile du dispositif. Le taux de défaillance $\lambda(t)$ reste constant,

— la zone (3) représente la période de vieillesse qui correspond à une accélération de la vitesse d'apparition des défaillances, due à l'usure.

— Trois remarques importantes doivent être faites ici au sujet de la zone (2).

a) Durant cette période, il y a *indépendance statistique* entre les défaillances : l'origine des temps n'intervient donc pas.

b) Dans le cas de dispositifs électroniques, il faudra veiller à ne retenir que les défaillances effectivement indépendantes les unes des autres.

c) La durée de cette période de vie utile, ainsi que le taux de défaillance sont influencés par les contraintes appliquées. C'est ainsi que le R.A.D.C. (ROME AIR DEVELOPMENT CENTER) Reliability Notebook [1] donne les taux de défaillance de composants électroniques, sous forme d'abaques (et de tableaux) avec, comme paramètres, la température d'utilisation et les conditions électriques d'emploi.

2.2. QUELQUES RELATIONS ET FONCTIONS UTILISÉES COURAMMENT EN FIABILITÉ

L'expérience permet, en général, de connaître la fonction $f(t)$ que l'on appelle fonction de « densité de probabilité de défaillance ».

La variable aléatoire étant supposée continue, $f(t)dt$ exprime la probabilité de défaillance entre les instants t et $t+dt$.

La fonction intégrale $F(t) = \int_0^t f(t)dt$ est la « fonction de répartition des défaillances ». C'est la probabilité qu'à l'instant t considéré le dispositif soit en panne.

La probabilité de survie ou « fiabilité » correspondante est alors la fonction :

$$P_s(t) = 1 - F(t) = \int_t^\infty f(t)dt$$

c'est la probabilité que le dispositif ne soit pas en panne à l'instant t .

On introduit aussi une fonction $h(t)$ qui est définie comme suit :

$$h(t) = \frac{f(t)}{P_s(t)} = -\frac{1}{P_s(t)} \times \frac{dP_s(t)}{dt}$$

Si l'on considère alors un groupe de N dispositifs, (composants ou ensembles), restant en fonctionnement à l'instant t , N_0 étant le nombre initial de dispositifs, on a :

$$N = N_0 P_s(t)$$

$$h(t) = -\frac{1}{P_s(t)} \times \frac{dP_s(t)}{dt} = -\frac{1}{N} \frac{dN}{dt} = \lambda(t).$$

La fonction $h(t)$ est donc égale au *taux de défaillance* défini plus haut ; la courbe de la figure 1 vue par ailleurs n'est autre que la variation de la fonction $h(t)$. Par la suite, nous conserverons le symbole $\lambda(t)$ au lieu de $h(t)$ pour désigner le taux de défaillance.

La fiabilité de nombreux équipements électroniques obéit à une *loi exponentielle négative*. La figure 2 montre les variations de la densité de probabilité de défaillance :

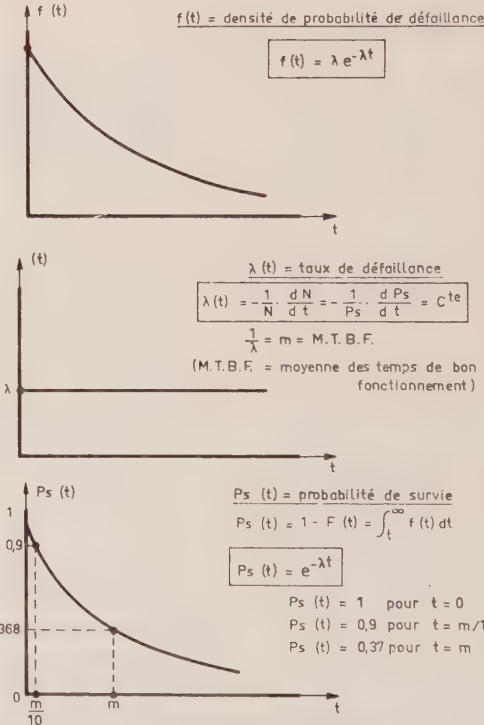


FIG. 2. — Distribution exponentielle négative.

$f(t) = \lambda e^{-\lambda t}$, du taux de défaillance $\lambda(t)$, et de la probabilité de survie $P_s(t) = e^{-\lambda t}$, dans le cas de la loi exponentielle.

Le taux de défaillance $\lambda(t)$ est *constant*. On retrouve ici l'allure de la courbe de la zone (2) de la figure 1, d'où l'intérêt pratique d'une telle distribution ; cette loi est simple et s'adapte correctement au cas des défaillances aléatoires de dispositifs, lorsqu'il n'y a pas de phénomènes de dérive ou qu'il n'y a pas de systèmes redondants.

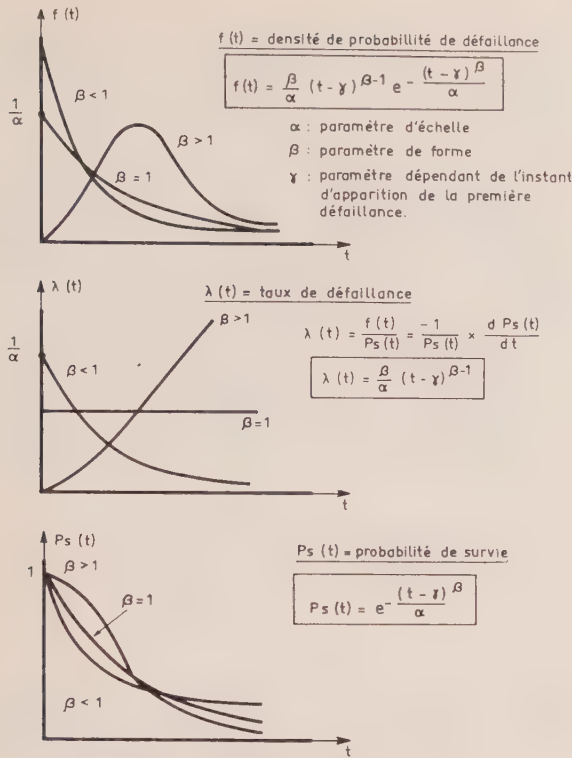


FIG. 3. — Distribution de WEIBULL.

Dans d'autres cas, les résultats expérimentaux sont mieux représentés par une loi de probabilité appelée *loi de WEIBULL* dont la loi exponentielle négative est un cas particulier. La figure 3 représente les variations correspondantes, en fonction du temps :

— de la densité de probabilité de défaillance :

$$f(t) = \frac{\beta}{\alpha} (t - \gamma)^{\beta-1} \exp \left(-\frac{(t - \gamma)^\beta}{\alpha} \right)$$

α est un paramètre d'échelle,
 β est un paramètre de forme,
 γ est un paramètre qui dépend de l'instant d'apparition de la première défaillance.

— du taux de défaillance :

$$\lambda(t) = \frac{\beta}{\alpha} (t - \gamma)^{\beta-1}$$

— de la probabilité de survie :

$$P_s(t) = 1 - F(t) = \exp \left(-\frac{(t - \gamma)^\beta}{\alpha} \right).$$

Le taux de défaillance n'étant pas toujours constant, on peut dire en définitive que c'est la fonction $P_s(t)$, ou probabilité de survie, qui importe pour l'ingénieur d'étude.

3. Fiabilité sous irradiation des composants électroniques.

3.1. RÉSULTATS GÉNÉRAUX

• 3.1.1. Les études concernant la fiabilité des composants électroniques (transistors, résistances, conden-

sateurs), soumis à la contrainte « rayonnements » ont été effectuées à l'aide du rayonnement γ de sources de ^{60}Co (énergie de l'ordre de 1 MeV).

Il est évident que la procédure employée pour l'étude au rayonnement γ reste valable pour n'importe quel type de rayonnement, à condition que des précautions aient été prises, lors de l'irradiation des lots, pour assurer une homogénéité suffisante du flux. En effet, une étude de fiabilité nécessite le traitement statistique d'un nombre suffisamment important d'éléments. Au cours de nos études, le nombre de ces éléments a été fixé à 25 pour chaque lot ; ceci représente un compromis acceptable entre les exigences de la statistique et les possibilités expérimentales.

Pour l'étude du comportement des composants électroniques, il était nécessaire, compte-tenu du grand nombre de mesures à effectuer, d'utiliser un système de mesure rapide ; l'automatisation des diverses opérations a été poussée au maximum par l'usage d'appareils à lecture numérique, permettant l'utilisation de cartes perforées, un programme de traitement des données permettant alors, grâce à un ordinateur, l'obtention rapide des paramètres statistiques fondamentaux (moyenne, écart-type, variations relatives, coefficients de corrélation, etc.) des différents lots de composants étudiés.

• 3.1.2. Différents paramètres des composants peuvent varier sous l'action de l'irradiation (par exemple, pour un transistor, le gain statique ou dynamique, les courants de fuite des diodes émetteur-base et collecteur-base, les temps de commutation, sont affectés par les rayonnements).

Dans cet article, il ne sera présenté que la variation de certains paramètres des composants, paramètres qui rendent très bien compte de l'évolution de ceux-ci.

- Pour les transistors : le gain statique h_{FE} ;
- Pour les résistances : la valeur de la résistance R ;
- Enfin, pour les condensateurs : les valeurs de la capacité C et la tangente de l'angle de pertes $\tan \delta$.

Les résultats de nos études permettent de mettre en évidence :

- l'allure générale de la dégradation des paramètres,
- l'influence des conditions de fonctionnement des éléments,
- l'influence de l'origine de fabrication des éléments,
- l'existence de dispersions dans les variations des paramètres.

a) La figure 4 donne l'allure générale des dégradations moyennes du gain des transistors, en fonction du flux intégré. On observe une variation rapide du paramètre au début de l'irradiation. Par ailleurs, l'évolution est *continue*, ce qui permet d'affirmer que, du point de vue fiabilité, on a affaire à un phénomène d'*usure*.

De même la figure 5 montre, pour des condensateurs, la variation de la capacité et de la tangente de l'angle de perte ; là encore, l'évolution des paramètres est continue, les irradiations provoquent donc une *usure* accélérée des éléments.

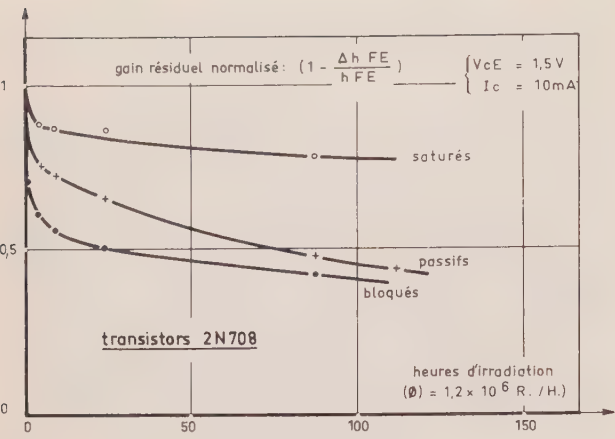


FIG. 4. — Transistors 2N708

Les lots de résistances et de condensateurs ont été irradiés à l'état *passif*, c'est-à-dire sans polarisation électrique appliquée. Cependant des essais sont actuellement en cours pour mettre en évidence l'influence d'une telle polarisation pendant l'irradiation.

c) Il est possible maintenant de voir si un composant électronique (transistor, résistance ou condensateur) d'un type donné, dont les caractéristiques électriques obéissent aux spécifications d'un cahier des charges, réagira de la même manière, quelle que soit son *origine*, donc sa technologie de fabrication.

La figure 7 montre l'influence de l'origine de fabrication sur des lots de transistors provenant de quatre constructeurs différents, l'irradiation et la mesure du gain étant effectuées dans les mêmes conditions.

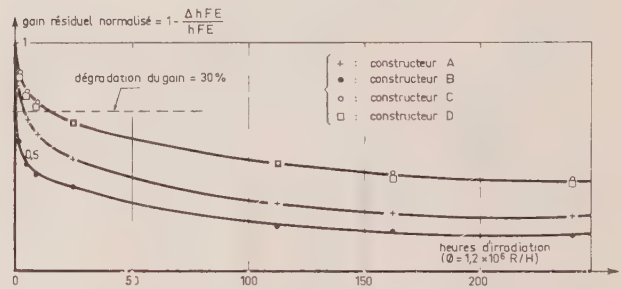


FIG. 7. — Influence de l'origine de fabrication sur la dégradation du gain. Transistors 2N708 (4 constructeurs). $V_{CE} = 1,5V$; $I_C = 10\text{ mA}$.

La figure 8 fait apparaître une différence très nette entre le comportement de lots de résistances « haute stabilité », issues de deux constructeurs.

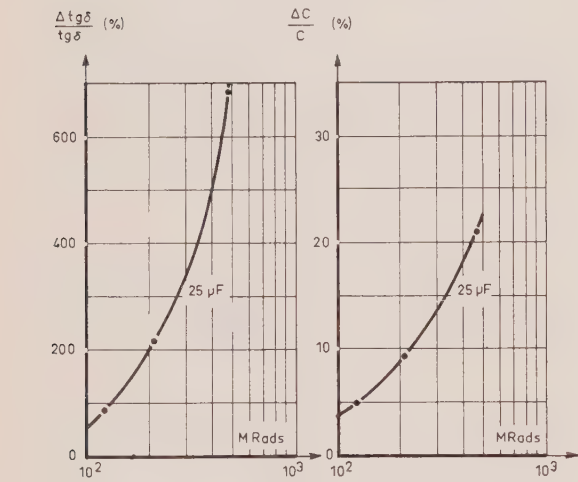


FIG. 5. — Condensateurs électro-chimiques aluminium. Fabricant E

b) La figure 6 montre que les transistors se dégradent beaucoup plus vite aux faibles niveaux d'injection de courant. Dans le cas d'engins spatiaux, où la puissance électrique disponible est assez faible, on sera obligé de faire un compromis. Si, d'autre part, on a pu mettre en évidence des équivalences entre les effets de rayonnements différents sur un même type d'éléments, un tel réseau de courbes permettra à l'ingénieur d'études, de prévoir le comportement moyen des éléments semiconducteurs qu'il utilise, suivant leur polarisation et suivant le flux intégré.

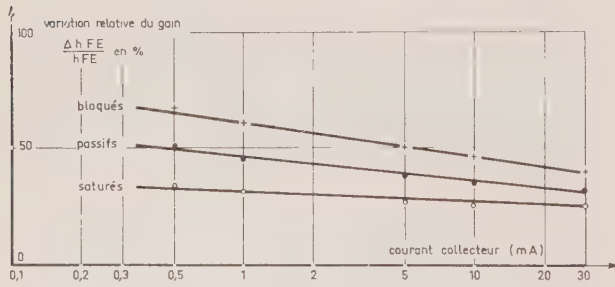


FIG. 6. — Dégradation relative du gain = $f(\text{courant collecteur})$. Transistors 2N708 ($\Phi = 4,8 \cdot 10^6 R$)

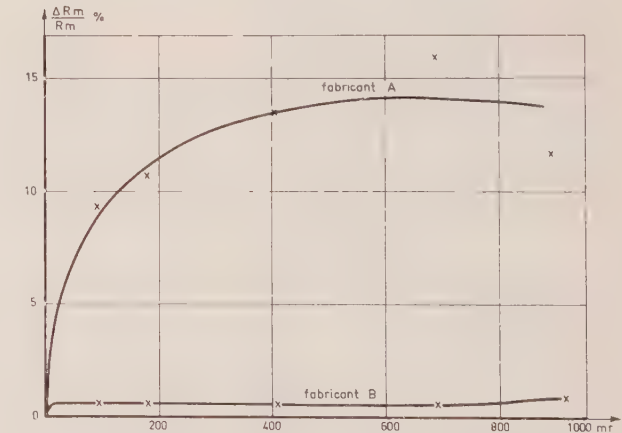


FIG. 8. — Résistances à couche de carbone, haute stabilité $\frac{1}{2}W$, $1\text{ M}\Omega$.

$$100 \cdot \frac{\Delta R_m}{R_m} = f(\text{doses cumulées})$$

La figure 9 montre l'évolution de la valeur moyenne de la tangente de l'angle de perte et de la capacité de condensateurs électrochimiques. Les différences sont notables d'un lot à l'autre.

La valeur de la dose de rayonnement provoquant une dégradation donnée pour des éléments d'un type

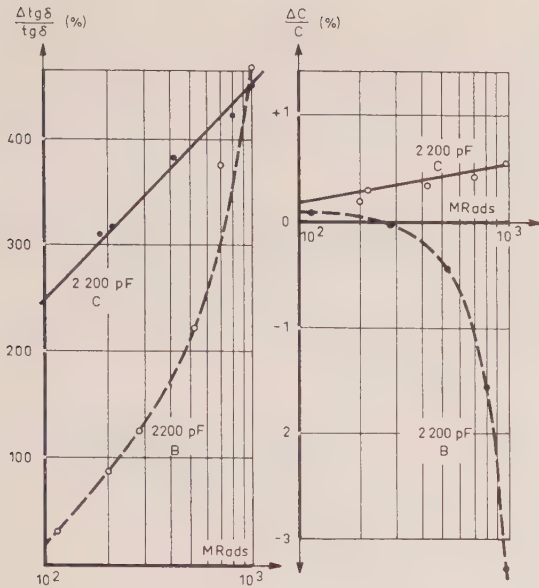


FIG. 9. — Mica, fabricants B et C.

donné, et provenant d'un constructeur donné, pourra donc fort bien *ne plus être valable du tout* si on veut utiliser des éléments du même type, mais d'une origine de fabrication différente.

d) Toutes les courbes données, ci-dessus traduisent des évolutions moyennes ; cependant, il existe autour de ces moyennes une dispersion qu'il est indispensable de connaître. La figure 10 montre, pour un lot de transistors, pour un flux intégré et un point de polarisation donnés, l'allure des dispersions obtenues. Ceci montre clairement qu'on ne peut prévoir que la « fourchette » des variations relatives correspondant à un gain initial donné. Les dispersions observées sont telles qu'elles ne peuvent être imputables aux incertitudes de mesure.

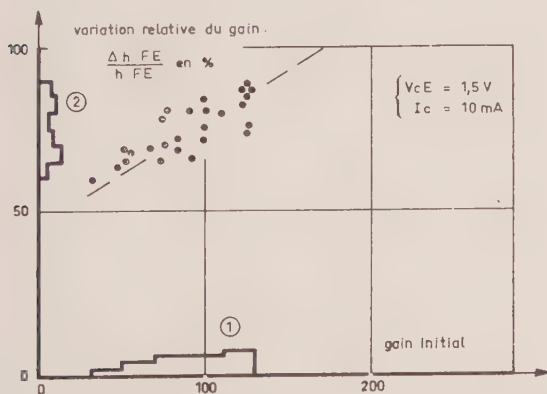


FIG. 10. — Diagramme de corrélation : gain initial/variation relative du gain. Transistors 2N708 ($\varnothing = 2 \cdot 10^6 R$) · $V_{CE} = 1,5 V$; $I_C = 10 mA$.

L'ensemble des figures précédentes montre la difficulté qu'il y a à prédire le comportement d'un élément (transistor, ou composant passif), d'un type donné : l'utilisateur devra donc préciser le constructeur retenu, les conditions de polarisation, et la dose correspondant à la durée de la mission. Ces exigences

correspondent à la *définition* de la fiabilité (« probabilité de bon fonctionnement d'un élément fonctionnant dans des conditions déterminées, pendant un temps donné »).

Au moment du *choix des éléments* qu'il voudra placer dans son circuit l'ingénieur d'études pourra alors tenir compte d'un certain nombre de *règles* et de *résultats généraux* qui ont été mis en évidence par des études systématiques sur la tenue aux rayonnements des composants électroniques.

Pour les **semiconducteurs**, par exemple, on sait que :

Les éléments au germanium sont plus résistants aux rayonnements que des éléments correspondants au silicium (pour ce qui est du *gain*, mais non des courants de fuite, I_{CBO} par exemple).

Les éléments de *fréquence de coupure élevée* sont plus résistants que des éléments comparables de fréquence de coupure plus basse.

Les éléments qui *débitent* un courant pendant l'irradiation se dégradent moins vite que des éléments passifs.

Pour les **résistances** : on sait que celles au *carbone*, sont beaucoup plus sensibles que les résistances bobinées ou à film métallique.

De même pour les **condensateurs** : les éléments au *papier* ou au *mylar* sont très sensibles aux irradiations.

D'autre part, s'il a fixé son choix sur un type donné de composant, l'ingénieur d'études doit connaître la différence de comportement entre les éléments provenant de *constructeurs* différents, ce qui suppose des essais systématiques sur le type de composant considéré.

Il faut signaler qu'il peut arriver que la comparaison d'éléments d'un type donné, et provenant de différents constructeurs, conduise à des résultats contradictoires lorsque la comparaison est faite :

- d'une part, du point de vue fiabilité « classique »,
- d'autre part, du point de vue fiabilité sous irradiation.

Dans ce cas, il faudra opérer un compromis.

3.2. CHOIX D'UN CRITÈRE DE DÉFAILLANCE - TRACÉ DES COURBES DE SURVIE

Pour évaluer la probabilité de survie d'un dispositif, il faut définir à quel moment ce dispositif est en panne, c'est-à-dire dans quelles conditions il ne peut plus remplir la mission qui lui a été impartie. Définir ceci, c'est donner le *critère de défaillance* du dispositif.

Dans le cas des défaillances aléatoires (zone 2 de la courbe de la figure 1), on ne tient compte que des défaillances cataleptiques (soudaines et complètes) (par exemple : résistance en circuit ouvert, diode émetteur-base d'un transistor en court-circuit, etc., élément sortant *brusquement* et *très nettement* de sa tolérance) [1].

Les irradiations, par contre, provoquent un phénomène d'*usure accélérée* ; on observe, comme nous l'avons montré antérieurement une *dérive* plus ou moins rapide des paramètres des éléments (zone 3

de la figure 1) ; par exemple, le gain d'un transistor diminue progressivement, une résistance voit sa valeur augmenter, un condensateur commence à fuir.

Le critère de défaillance à retenir dans ce cas pour les composants électroniques est alors essentiellement *lié au circuit* dans lequel ils sont inclus. En général deux types de critères peuvent être retenus :

$$a) \quad \frac{\Delta X}{X_0} = \alpha$$

(X étant la valeur du paramètre considéré, X_0 sa valeur initiale)

Ceci correspond à la stabilité relative du paramètre de chaque élément, à la contrainte considérée. Ce critère est lié à la valeur initiale du paramètre. De ce fait, il est utilisé couramment par les fabricants de composants, pour juger de l'évolution des éléments soumis à une contrainte donnée.

$$b) \quad X = K$$

Ce critère est plus directement utilisable par l'ingénieur de circuit ; il arrive souvent, en effet, qu'un dispositif ne puisse plus fonctionner lorsque le gain d'un transistor, la valeur d'une résistance, sont inférieurs à une limite donnée.

C'est donc le *calcul de tolérance* effectué sur le *circuit* qui fixera le critère de défaillance à retenir pour chaque type de composant ; la probabilité de survie d'un élément sera alors essentiellement liée à ce critère de défaillance.

Une fois ce critère fixé, pour le type de composant étudié, il reste à tracer les courbes de survie correspondantes. On peut procéder de la manière suivante [1] :

On trace, en fonction du temps (dans notre cas : le temps d'irradiation), pour le lot considéré, l'évolution de la moyenne des valeurs du paramètre étudié ainsi

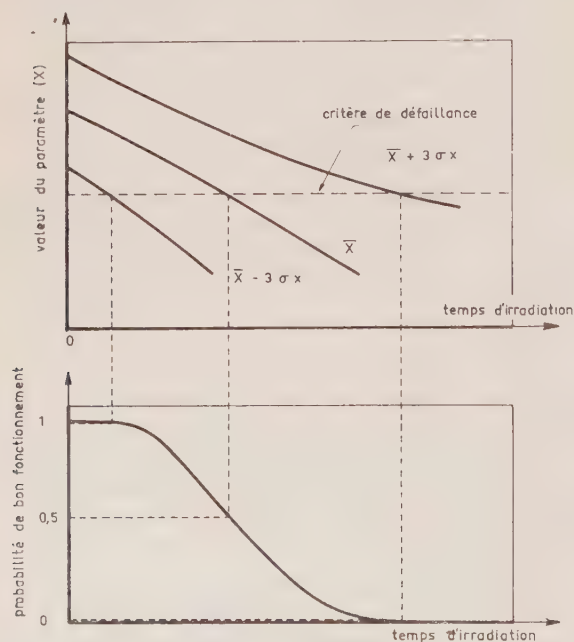


FIG. 11. — Tracé d'une courbe de survie.

que celle du paramètre de dispersion correspondant ; (sur la figure 11 on a reporté les courbes correspondant à $\pm 3\sigma$, qui représentent 99,7 % d'une population gaussienne). On situe alors, sous forme d'une horizontale, le critère de défaillance : c'est l'ordonnée de la courbe correspondant à la valeur du critère choisi.

Du fait des propriétés de symétrie de la courbe de Gauss, on peut tracer la courbe de survie de l'échantillon étudié (en considérant successivement les courbes $\pm \sigma$ et $\pm 2\sigma$). La figure 12 montre, pour un lot de résistances, un exemple de courbes de survie tracées suivant cette méthode.

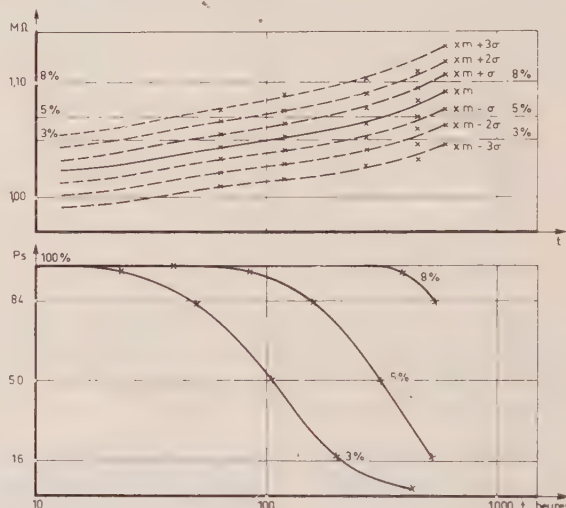


FIG. 12. — Evolution de la distribution du paramètre « résistance » en fonction du temps.

Courbe de survie. — Résistance à couche de carbone, usage courant $\frac{1}{2}$ W, 1 MΩ.

Cette manière de procéder suppose que la distribution de l'échantillon peut être assimilée raisonnablement à chaque instant à une courbe de Gauss, ce qui est admissible dans beaucoup de cas.

Si cette hypothèse n'est pas vérifiée, on peut alors raisonner d'une manière analogue, sur les percentiles de la distribution considérée. Les éléments de chaque lot étant rangés par valeur croissante du paramètre considéré, on trace l'évolution de chacun d'eux. Les points d'intersection de ces courbes avec la droite correspondant au critère retenu donnent successivement, si on considère un lot de 25 éléments, le 4^e percentile de la population, puis le 8^e, le 12^e, etc. On construit alors de la même façon que précédemment, la courbe de survie.

La figure 13 donne un exemple de courbes de survie pour deux types de transistors, et plusieurs critères de défaillance (les courbes ont été tracées en employant la méthode des percentiles). Elles permettent de juger la différence très nette de comportement statistique et d'homogénéité des lots de transistors étudiés.

La figure 14 montre les courbes de survie (pour le critère $h_{FE} = 10$), correspondant à des transistors 2N708, issus de quatre constructeurs. Ces courbes font apparaître la différence de comportement statistique de chaque lot.

Sur la figure 15, nous avons montré l'évolution des courbes de survie correspondant à un même lot de

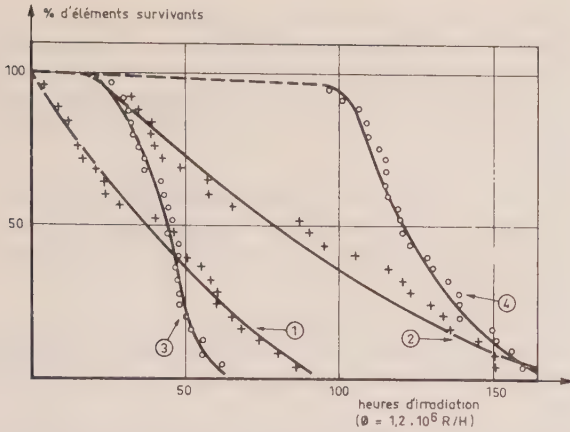


FIG. 13. — Courbes de survie : $P_s(\infty)$

Courbe (1) : Transistors 2N708 : $\frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} = 40 \%$

Courbe (2) : Transistors 2N708 : $\frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} = 50 \%$

Courbe (3) : Transistors 2N995 : $\frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} = 50 \%$

Courbe (4) : Transistors 2N995 : $\frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} = 70 \%$

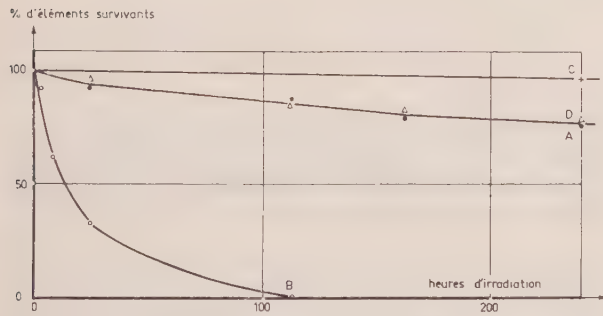


FIG. 14. — Courbes de survie. Transistors 2N708 (4 constructeurs). $I_V = 0,5$ mA critère $h_{FE} = 10$.

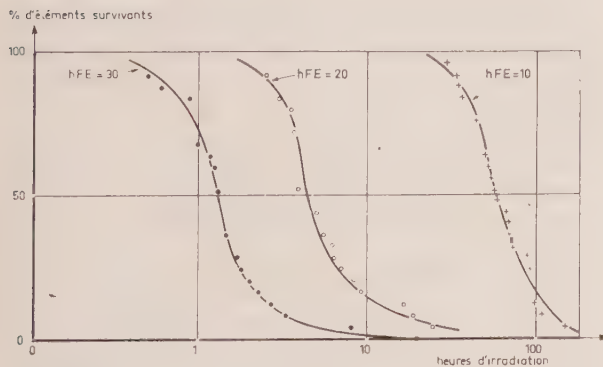


FIG. 15. — Courbes de survie. Transistors 2N2222 (3 critères de défaillance). $h_{FE}(10V-1m A)$.

transistors, mais avec trois critères de défaillance. On peut voir, par exemple, la différence entre les tolérances des composants considérés, lorsqu'on change le critère (On a, par exemple, un *facteur* 10, entre les doses correspondant au critère $h_{FE} = 20$ et $h_{FE} = 10$). Ceci montre que l'ingénieur d'études a intérêt à concevoir des circuits admettant des

tolérances les plus larges possibles pour les composants, en fonction de la contrainte prévue et des impératifs de fiabilité.

De même, la figure 16 correspond à des courbes de survie de lots de condensateurs au mica, provenant de deux constructeurs ; elles mettent en évidence l'influence, sur le comportement statistique des lots, de l'origine de fabrication de ces lots, du paramètre considéré et du type de critère employé.

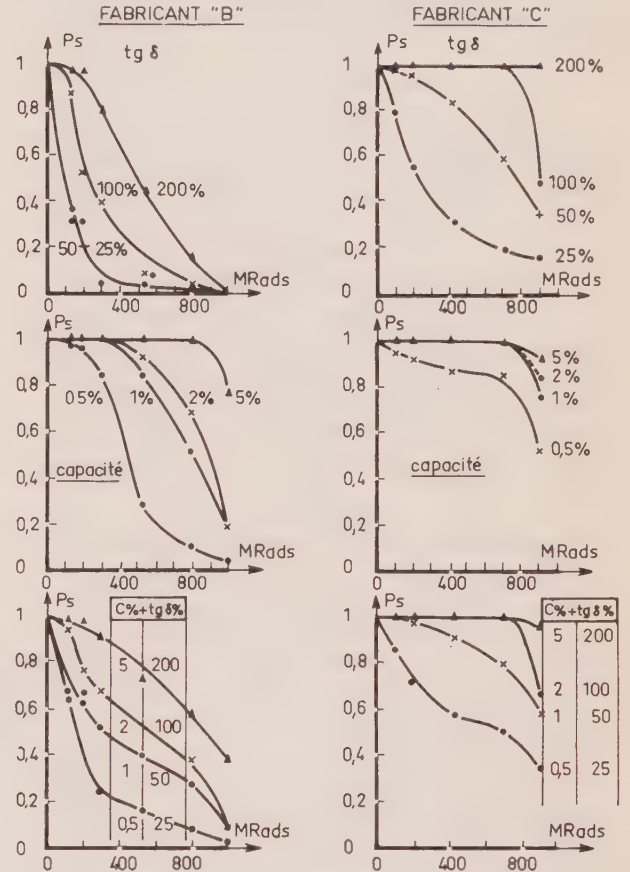


FIG. 16. — Courbes de probabilité de survie pour quatre valeurs de $\frac{\Delta C}{C}$ et $\frac{\Delta \tan \delta}{\tan \delta}$. Condensateurs au mica 2 200 pF.

3.3. EXTRAPOLATION DES COURBES DE SURVIE jusqu'aux très faibles valeurs des pourcentages de défaillances

Les courbes de survie tracées dans le cas général, compte tenu du nombre relativement faible d'éléments traités par lots, ne permettent pas d'accéder à des valeurs de la probabilité de survie de l'ordre de 99 % et au-delà. C'est cependant cet ordre de grandeur qui intéresse le responsable du projet. Il est alors nécessaire d'extrapoler la courbe de survie expérimentale jusqu'aux valeurs désirées (tout en étant conscient des risques que cela comporte).

On cherche graphiquement à appliquer un modèle mathématique qui s'ajuste suffisamment bien à la distribution étudiée ; la fonction de WEIBULL, dont nous avons parlé ci-dessus, s'avère en général très utile, car elle s'adapte assez bien dans beaucoup de cas. Pour cela, on porte, sur un papier spécial, en fonction du logarithme du temps d'irradiation, les

probabilités cumulées de défaillance. Lorsque l'ajustement à une droite est satisfaisant, on peut extrapoler celle-ci jusqu'à la valeur de la probabilité recherchée (L'ajustement peut se faire par la méthode des moindres carrés, en utilisant éventuellement un ordinateur). On trouve ainsi la valeur du flux intégré correspondant à cette probabilité.

La figure 17 représente de telles droites de WEIBULL pour deux types de transistors et plusieurs critères de défaillance (Ces droites correspondent aux courbes de survie représentées figure 13).

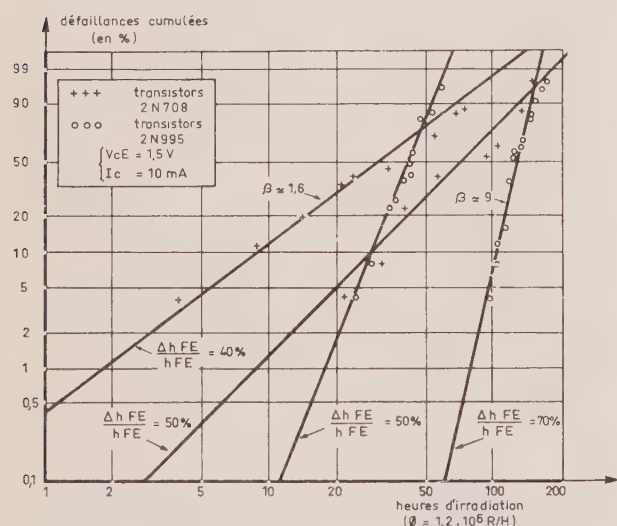


FIG. 17. — Droites de WEIBULL.

3.4. APPLICATION A UN CIRCUIT — Prévion de la fiabilité de celui-ci

• 3.4.1. Nous supposons maintenant que l'ingénieur qui doit concevoir un circuit destiné à être soumis à la contrainte « rayonnements », a déjà effectué le choix du type de composants (transistors, condensateurs, résistances) à utiliser dans son circuit.

Il aura tenu compte, au moment de ce choix, des règles générales que nous avons énoncées plus haut :

- influence de la fréquence de coupure des transistors, d'où choix de transistors H.F.,
- influence du courant débité,
- influence de l'origine de fabrication des éléments etc.

L'ingénieur de circuit voudrait alors connaître la probabilité de bon fonctionnement de son dispositif pour la contrainte « irradiation » dans des conditions données (ces conditions étant définies, dans le cas d'un satellite, par le flux intégré au bout du temps correspondant à la durée de sa mission).

Remarquons qu'actuellement on sait calculer avec une bonne approximation, les doses de protons et d'électrons, avec leurs énergies, correspondant à une orbite donnée. Ces grandeurs sont mises en mémoire dans un ordinateur, et la connaissance de l'orbite suffit pour obtenir rapidement les doses de particules que rencontrera le satellite [2]. D'autre part, des études ont été menées, pour trouver des équivalences

entre les effets provoqués par chaque type de particules, et les dégradations causées aux transistors, par des électrons d'énergie 1 MeV. (L'Institut de Physique Nucléaire de Lyon est chargé de cette étude sous contrat C.E.A./C.E.N. Grenoble, pour les semiconducteurs.

Connaissant ainsi le flux équivalent total auquel sera soumis son dispositif, l'ingénieur responsable voudra connaître la fiabilité de celui-ci dans ces conditions.

En toute rigueur, lorsque la durée de la mission est assez longue (par exemple, quelques mois), la fiabilité du dispositif comporte deux aspects :

a) Tout d'abord, la fiabilité qu'on pourrait appeler « classique » et qui fait intervenir les défaillances aléatoires du dispositif : on sait que, dans ce cas, les taux de défaillances s'ajoutent, on a :

$$\lambda_{\text{total}} = \sum \lambda_i.$$

Cependant, dans le domaine spatial, les contraintes sont plus sévères : contraintes thermiques, vide, etc., ce qui suppose des études particulières sur les composants et pour ces contraintes.

b) Ensuite, la fiabilité sous la contrainte « rayonnements », qui fait intervenir l'usure provoquée par les rayonnements.

La fiabilité totale du dispositif pour la durée de la mission est alors égale au produit des probabilités de bon fonctionnement dans les deux cas précédents, défaillances aléatoires et usure.

• 3.4.2. Nous allons maintenant exposer une méthode permettant de prédire la fiabilité d'un circuit dans le cas d'une usure [1] ; cette méthode est applicable directement dans le cas de la contrainte « rayonnements ».

Pour effectuer ce calcul, il suffit de connaître :

— La dérive moyenne du paramètre G , fonction de transfert du circuit (ce paramètre peut être, par exemple, le gain d'un amplificateur, une impédance d'entrée, etc.).

— L'écart-type σG de la distribution de ce paramètre G .

a) On peut écrire, d'une manière générale

$$G(t) = H[P_1(t), P_2(t), \dots, P_n(t)] \quad (1)$$

$P_1(t), \dots, P_n(t)$ étant les valeurs, au temps t , des paramètres des composants électroniques constituant le circuit (et intervenant dans l'expression de G).

$\sigma P_i(t)$ étant l'écart-type de la distribution statistique correspondant au paramètre P_i , si les quantités $\frac{\sigma P_i(t)}{P_i(t)}$ sont suffisamment petites, c'est-à-dire si les

distributions statistiques correspondant à chacun de ces composants ne sont pas trop dispersées, on peut écrire :

$$\bar{G} = H[\bar{P}_1(t), \dots, \bar{P}_n(t)]$$

$\overline{G}$, $\overline{P_1(t)}$, ..., $\overline{P_n(t)}$ étant les valeurs moyennes des paramètres.

b) D'autre part, la variance correspondant au paramètre G peut, dans les mêmes conditions, s'écrire :

$$\sigma^2 G(t) = \left(\frac{\partial H}{\partial P_1(t)}\right)^2 \sigma^2 P_1(t) + \left(\frac{\partial H}{\partial P_2(t)}\right)^2 \sigma^2 P_2(t) + \dots + \left(\frac{\partial H}{\partial P_n(t)}\right)^2 \sigma^2 P_n(t). \quad (2)$$

Si l'on connaît les variations moyennes des paramètres des composants qui constituent le circuit (ceci suppose une étude préliminaire pour évaluer le comportement de chacun des composants à la contrainte « rayonnements »), il est possible de connaître l'évolution de G au cours du temps (en remplaçant dans l'expression de $G(t)$ les valeurs des paramètres P_i au temps t).

D'autre part, on connaît, grâce à la même étude préliminaire, l'évolution des variances : $\sigma^2 P_i(t)$. On peut d'ailleurs écrire ces variances sous la forme :

$$\sigma^2 P_i(t) = \sigma^2 P_i(0) + \sigma^2 D(t)$$

$\sigma^2 P_i(0)$: étant la variance, au temps $t = 0$, du lot initial.

$\sigma^2 D(t)$: la variance due à l'effet de dégradation, c'est-à-dire la variance des variations des paramètres des éléments par rapport à leur moyenne.

On obtient donc, en définitive : $\sigma^2 G(t)$ en fonction du temps.

Par application du théorème central limite, on en conclut que la valeur du paramètre G du circuit, présente une distribution statistique gaussienne de moyenne $\overline{G(t)}$ et d'écart-type σG .

On peut alors, comme dans le cas des composants, figure 11, tracer la variation de $\overline{G}$ en fonction du temps, ainsi que, par exemple, les courbes : $\overline{G} \pm \sigma G$, $\overline{G} \pm 2 \sigma G$, etc.

Connaissant les limites de fonctionnement du dispositif correspondant au paramètre G , c'est-à-dire le critère de défaillance de ce dispositif, on en déduit sa tolérance aux rayonnements (donc la dose qui provoquera la défaillance du circuit).

On connaîtra également, la probabilité de bon fonctionnement du circuit (sa fiabilité) pour une dose correspondant à la durée de sa mission.

Remarques

Le calcul précédent est un calcul approché, car il suppose certaines hypothèses préliminaires, que nous avons exposées. Cependant, dans beaucoup de cas pratiques, il est encore valable. Dans certains cas, où l'on connaît la fonction $G(t)$, mais où par exemple les calculs sont trop compliqués, on pourra être amené à utiliser une méthode de simulation (méthode de Monte-Carlo), et un ordinateur ; (les variations statistiques du paramètre de chacun des composants étant évidemment toujours supposées connues). [1 et 3]

L'ingénieur de circuit connaîtra ainsi la fiabilité de son dispositif pour la contrainte « rayonnements » et pour la mission qui lui est impartie. Si cette fiabilité ne satisfait pas les exigences spécifiées pour le circuit, il faudra alors modifier celui-ci.

Il disposera, grâce aux études préliminaires effectuées sur les composants, d'une série d'abaques qui lui indiqueront le comportement statistique de ces composants, dans plusieurs conditions de polarisation électrique : par exemple, l'ensemble des courbes donnant l'évolution des moyennes et des écart-types, correspondant à chaque paramètre P_i , en fonction du flux intégré et de paramètres électriques (courant de polarisation, tension, etc.).

Il lui faudra alors changer la polarisation de certains éléments, en tenant compte des impératifs de consommation. Là aussi il sera obligé de faire certains compromis. Il recommencera alors son calcul de fiabilité, ce qui pourra l'amener à retoucher à nouveau son circuit, etc. (c'est un problème d'optimisation).

Si malgré ses efforts, la fiabilité calculée ne le satisfait pas, il devra « repenser » complètement son circuit et revoir le choix de ses éléments. (L'utilisation de la redondance n'apporterait aucune amélioration, puisque les rayonnements provoquent une usure des composants).

3.5. FIABILITÉ APRÈS IRRADIATION

Avant de terminer, nous parlerons rapidement d'un autre aspect de la fiabilité sous la contrainte « rayonnements ». Il s'agit maintenant de connaître la probabilité de survie de composants ayant subi une irradiation, accidentelle ou non (par exemple explosion nucléaire, traversée d'une ceinture de radiations). Lorsque la dose reçue n'a pas été suffisante pour mettre l'appareillage hors service (par usure des composants), les éléments du circuit récupèrent plus ou moins complètement leurs caractéristiques initiales pendant leur fonctionnement ; le problème qui se pose alors est de savoir si, dans des conditions identiques, le taux de défaillances aléatoires de ces éléments est resté le même que celui d'éléments équivalents non irradiés, donc si la probabilité, calculée a priori, qu'avait l'appareillage de remplir sa mission (à l'abri des rayonnements), n'a pas varié. Ce qu'on cherche donc à mettre en évidence, c'est une variation éventuelle du taux de défaillance aléatoire $\lambda(t)$ des éléments dans la période de vie utile.

Une étude de ce genre, concernant des transistors planar au silicium, est actuellement en cours, conjointement avec un constructeur. Une étude semblable, concernant des résistances, est prévue, et est actuellement en cours de négociation.

5. Conclusion

En conclusion, les ingénieurs responsables de la réalisation d'un ensemble électronique devant être soumis à la contrainte « rayonnements » doivent être bien conscients de l'importance de l'apport d'une étude de fiabilité au succès de la mission à effectuer.

Ils ne devront pas perdre de vue que la fiabilité

d'un ensemble doit être nécessairement examinée dès l'étude pour éliminer les défauts potentiels.

Il est indispensable que les conditions de fonctionnement réel des composants, et les tolérances admissibles dans les circuits, soient bien connues, que la durée de la mission soit bien définie.

Des études préliminaires doivent toujours être envisagées pour révéler les composants les plus sûrs pour le fonctionnement prévu. Une sélection et des compromis devront être faits parmi les types et les fabrications disponibles.

On peut dire qu'il importe toujours en définitive, de bien peser chaque terme de la proposition suivante :

« La fiabilité est la *probabilité* de bon fonctionnement d'un dispositif dans des *conditions déterminées* et pendant un *temps donné* ».

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.A.D.C. (Rome Air Development Center). Reliability Notebook (1963).
- [2] VETTE J.I. — The space radiation environment. *I.E.E.E. Transactions on Nuclear Science*, oct. 1965, Vol. N.S. 12, n° 5.
- [3] CHORAFAS D.N. — Statistical processes and Reliability Engineering. Van Norstand. New-York.
- [4] BLIN A. et LE BER J. — Fiabilité des transistors au silicium à structure plane, soumis au rayonnement gamma du ^{60}Co . *Rapport C.E.A. n° 2959*, 1966.
- [5] COELHO et BELLOC. — Action des rayonnements ionisants sur les condensateurs L.C.I.E. *Rapport 135.081*, février 1966.
- [6] Un rapport détaillé, concernant la fiabilité des résistances soumises aux rayonnements, paraîtra prochainement au C.E.A.
- [7] LLOYD D.K. et LIPOW M. — Reliability : management, methods and mathematics. Prentice-Hall, Inc. New Jersey 1962.

LES LIGNES A RETARD ULTRASONORES EN SILICE PURE FONDUE

PAR

M. BLANCHARD

Ingénieur E.S.E., Sté Quartz et Silice

1. Introduction

Dans certains domaines de l'Industrie Electronique, et particulièrement depuis les débuts de la téléphonie, le besoin s'est fait sentir de retarder des signaux électriques.

Les premiers systèmes employés étaient constitués par des lignes de transmission électriques, à constantes distribuées ou réparties. Ces dispositifs rendent encore de nombreux services dans l'industrie. Leurs limites d'utilisation ont conduit à imaginer d'autres solutions. Dès le début de la seconde guerre mondiale, il est devenu nécessaire de disposer de systèmes de caractéristiques dépassant largement celles obtenues jusqu'alors, notamment en ce qui concerne les gammes de retard et de bande passante.

C'est alors qu'on imagina d'utiliser, non pas le temps de transit d'une onde électromagnétique dans une ligne de transmission électrique, mais le temps de propagation d'une onde ultrasonore dans un milieu approprié [1]. Pendant la première guerre mondiale, sous l'impulsion de P. LANGEVIN, les phénomènes de propagation ultrasonore avaient permis d'apporter une solution aux problèmes de la détection sous-marine. P. LANGEVIN utilisait un sandwich composé de cristaux de quartz piézo-électrique collés à des plaques d'acier et lui permettant d'obtenir un faisceau ultrasonore directif, capable de se propager dans la mer et de se réfléchir sur des objets immergés avant de revenir à son point de départ. Des méthodes identiques dans leur principe permirent, plus tard, de mettre au point « l'Inspectoscope » de FIRESTONE [2], appareil servant à déceler les défauts des pièces de fonderie, des verres, des céramiques, etc. Parmi d'autres applications de ces phénomènes, citons le « Fathomètre », appareil destiné à la mesure des fonds sous-marins et qui servit à dresser la carte des océans.

On songea donc à réaliser des lignes à retard ultrasonores fonctionnant de la façon suivante : un transducteur électroacoustique transforme le signal électrique à retarder en une onde ultrasonore. Celle-ci

se propage à la vitesse du son dans un milieu approprié, à la sortie duquel elle est retransformée en signal électrique par un second transducteur.

Les premières réalisations sortirent des Laboratoires de la BELL TELEPHONE (U.S.A.) et de la « TELECOMMUNICATIONS RADAR ESTABLISHMENT » en 1942. Dans ces dispositifs qui permettaient d'obtenir des retards de l'ordre de 100 μ s avec une bande passante voisine de 3 MHz, les signaux électriques excitaient des cristaux de quartz piézoélectrique. L'onde ultrasonore ainsi formée se propageait ensuite dans l'eau. Peu après, SHOCKLEY obtenait une amélioration sensible des performances en utilisant, comme milieu de propagation, un mélange d'éthylène glycol et d'eau maintenu à température constante.

Des progrès furent enregistrés à l'Université de PENNSYLVANIE (1943) et au MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, en utilisant la propagation de l'onde ultrasonore dans du mercure. On obtint ainsi des retards allant jusqu'à 4 ms, et des fréquences approchant les 20 MHz.

On ne pouvait pas songer aller beaucoup plus loin avec les lignes à retard liquides. La loi quadratique de l'atténuation en fonction de la fréquence interdisait l'espoir de travailler avec des fréquences plus élevées. Au reste, ces lignes étaient encombrantes, lourdes et d'un maniement peu facile. Actuellement, on utilise encore parfois les lignes à retard au mercure pour quelques réalisations spéciales telles que les lignes à retard variables.

En 1947, aux U.S.A. on pensa utiliser la propagation du faisceau ultrasonore dans un milieu solide constitué par de la silice pure fondue. Ce matériau semblait le mieux réunir les conditions nécessaires d'homogénéité, de faible absorption et d'impédance optimale, mais les difficultés à résoudre n'en étaient pas moins nombreuses. De nombreuses études ont été entreprises portant sur la qualité de silice et la forme géométrique à lui donner, sur le choix du transducteur, sur les méthodes d'affaiblissement des échos parasites, l'amortissement des transducteurs, etc.

Aujourd'hui, la ligne à retard ultrasonore solide a conquis ses lettres de noblesse et répond aux besoins toujours plus exigeants de l'industrie.

2. Propagation des ondes élastiques dans les milieux solides [3]

2.1. PROPAGATION DANS UN MILIEU SOLIDE INDÉFINI

Avant d'entrer dans le détail des phénomènes propres aux lignes à retard ultrasonores solides, il est bon de rappeler quelques lois générales régissant la propagation des ondes ultrasonores dans un solide.

A la différence de ce qui se passerait dans un liquide, les ondes se propageant dans un solide doivent tenir compte qu'il n'est pas possible de déplacer une section solide dans une direction sans entraîner des déplacements dans d'autres directions.

Considérons un barreau comprimé le long de l'axe ox (fig. 1) sous l'action d'une force F_x ; les déformations résultant de cette compression obéissent à la loi de HOOKE :

$$F_x = -SY_0 \frac{d\xi}{dx}$$

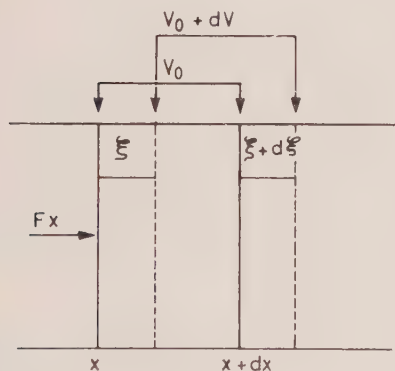


FIG. 1. — Equilibre des forces pour une onde de compression

où : S est la section transversale du barreau,

$\frac{d\xi}{dx}$, la déformation longitudinale du barreau,

Y_0 , le module d'Young.

Ce module d'élasticité est spécifiquement défini pour des barreaux minces dont les dimensions latérales ne resteront pas constantes si on applique un effort longitudinal. En effet, la surface latérale d'un tel barreau n'étant pas contrainte, les parois vont se bomber sous l'effet d'une compression longitudinale ou s'incurver sous l'effet d'une dilatation longitudinale.

Le rapport de la variation de diamètre $d\eta$ à la variation de longueur $d\xi$ est le rapport de Poisson σ :

$$\sigma = \frac{d\eta}{d\xi}.$$

Au contraire, si, au lieu de considérer un barreau mince « libre », nous délimitons fictivement un bar-

reau à l'intérieur d'un volume solide, ce barreau est latéralement contraint par la masse de solide environnante, et pour un effort longitudinal donné, la déformation sera plus faible que dans le cas d'un barreau mince libre ; la loi de HOOKE reste valable mais à condition de remplacer le module d'Young par :

$$Y_b = Y_0(1-b) \quad \text{avec} \quad b = \frac{2\sigma^2}{1-\sigma}.$$

$$\text{On en déduit : } Y_b = Y_0 \frac{(1+\sigma)(1-2\sigma)}{1-\sigma} = \lambda + 2\mu,$$

avec : λ = constante de LAME

et μ = module de rigidité.

Dans la pratique, σ est toujours inférieur à 0,5, valeur pour laquelle on aurait $b = 1$ et $Y_0 = 0$. C'est le cas limite d'une masse liquide qui changerait de forme sans changer de volume sous l'effet d'une force appliquée dans une seule direction. En fait, les valeurs les plus élevées de σ sont de l'ordre de 0,45 (cas de certaines gommes douces). Pour les solides plus durs, σ est voisin de 0,3 (certains verres, acier, aluminium, nickel, étain, cuivre, etc.). La silice et le verre pyrex, plus rigides encore, ont un σ de l'ordre de 0,16.

Ces définitions vont nous permettre d'écrire l'équation d'onde pour un barreau mince.

Considérons donc un barreau solide, isotrope, dont l'axe est parallèle à la direction Ox : la théorie des vibrations nous enseigne que l'amplitude ξ d'une onde se propageant à la vitesse v dans une direction Ox est donnée par l'équation différentielle :

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} \quad (1)$$

dont la solution la plus générale peut être mise sous les deux formes équivalentes :

$$\begin{aligned} \xi &= f(x-vt) + F(x+vt) \\ \xi &= e^{\pm a(x-vt)} \end{aligned}$$

Représentons-nous un élément de volume du barreau, constitué par un cylindre de section S et de hauteur dx .

Soit F_x la force de compression s'exerçant au point d'abscisse x , $F_x + dF_x$ la force au point d'abscisse $x+dx$. Nous pouvons écrire :

$$F_x + dF_x = F_x + \frac{\partial F_x}{\partial x} dx.$$

La loi de HOOKE s'écrit alors :

$$SY_0 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} dx + \frac{\partial F_x}{\partial x} dx = 0$$

Par ailleurs, l'équilibre dynamique du barreau considéré s'exprime par :

$$SY_0 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} dx + \rho S dx \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = 0$$

soit :

$$\frac{Y_0}{\rho} \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = 0. \tag{2}$$

Rapprochant cette équation (2) de l'équation (1), nous obtenons l'expression de la vitesse de l'onde longitudinale en fonction du module d'Young et de la densité :

$$V_{ext} = \sqrt{\frac{Y_0}{\rho}},$$

elle est appelée « vitesse extensionnelle ».

Cette relation suppose que le milieu de propagation est suffisamment mince pour que la contraction latérale, mesurée par le coefficient de Poisson, qui accompagne toute élongation dans les matériaux réels, puisse être considérée comme négligeable, le mouvement radial du barreau ne contribuant pas pratiquement, à la propagation de l'énergie.

Dans le cas d'un barreau plus épais, de diamètre comparable à la longueur d'onde, cette condition n'est plus valable et les équations d'onde doivent être modifiées pour tenir compte des nouvelles conditions de limites, de la surface et de la non-uniformité de la distribution des forces sur la section du barreau.

Différents auteurs (KOLSKY - MAY - METZLER & MEEKER) [4] ont montré que lorsque le diamètre du barreau tendait vers $\lambda/2$, la vitesse de propagation des ondes longitudinales tendait vers la vitesse des ondes de cisaillement :

$$V_c = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}} = V_{ext} \sqrt{\frac{1}{2(1+\sigma)}}$$

où μ est, rappelons-le, le module de rigidité du matériau.

Si le diamètre du barreau croît indéfiniment, nous nous rapprochons du cas d'une plaque de dimensions latérales infinies, l'onde se propageant à travers l'épaisseur. Nous avons vu que, dans ce cas, la vitesse de propagation pouvait s'exprimer par :

$$v_l = \sqrt{\frac{Y_b}{\rho}} = \sqrt{\frac{\lambda + 2\mu}{\rho}}$$

Les ondes longitudinales que nous venons d'étudier sommairement sont caractérisées par le fait que la vitesse des particules élémentaires de matière et la force qui lui donne naissance ont une direction parallèle à la propagation de l'onde. Celle-ci se trouve constituée par des couches alternativement en compression et en extension, se déplaçant perpendiculairement à elle-mêmes.

En outre, la rigidité des solides rend possible la propagation des ondes, dites de cisaillement ou transverses, pour lesquelles la vitesse des particules est normale à la direction de propagation. Les déformations du matériau sont des cisaillements et l'onde est constituée par des couches alternées se déplaçant, en cisaillement, dans des directions opposées. La vitesse de propagation de ces ondes est, comme nous l'avons vu, déterminée par le module de rigidité μ du matériau :

$$v_c = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}} \quad \text{avec} \quad \mu = \frac{Y_0}{2(1+\sigma)}.$$

Bien qu'il existe d'autres modes possibles de propagation d'une onde dans un solide, nous retiendrons surtout, pour le but qui nous intéresse :

— un mode longitudinal se propageant à la vitesse :

$$v_l = \sqrt{\frac{Y_0}{\rho}} \sqrt{\frac{1-\sigma}{(1+\sigma)(1-2\sigma)}}$$

— un mode de cisaillement se propageant à la vitesse :

$$v_c = \sqrt{\frac{Y_0}{\rho}} \sqrt{\frac{1}{2(1+\sigma)}}.$$

Le rapport $\frac{v_l}{v_c}$ est toujours > 1 .

2.2. PHÉNOMÈNES INTERVENANT A LA SURFACE DE SÉPARATION DE DEUX MILIEUX

2.2.1. Notion d'impédance acoustique

Les phénomènes que nous allons considérer maintenant ont été étudiés, d'une façon très détaillée par KNOTT, HUTINGTON, JEFFREYS et ARENBERG [5]. Nous nous limiterons aux résultats rapportés par ce dernier auteur, dans le cas où le milieu de propagation solide est en contact avec l'air.

Considérons à nouveau le barreau de la figure 1, comprimé suivant la section transversale S par une force longitudinale F_x , exerçant sur le barreau une pression :

$$P = \frac{F_x}{S} = -Y_0 \frac{\partial \xi}{\partial x}.$$

La dérivée partielle de cette pression par rapport au temps nous amène à introduire la notion de vitesse des particules qu'il convient de distinguer de la vitesse de propagation de l'onde ultrasonore :

$$\frac{\partial P}{\partial t} = -Y_0 \frac{\partial \xi}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial x} = -Y_0 \frac{\partial u}{\partial x} \tag{3}$$

en posant $u = \frac{\partial \xi}{\partial t}$ = vitesse des particules.

Par analogie avec les systèmes électriques, nous définissons l'impédance acoustique d'un milieu de propagation comme le rapport de la pression sonore P à la vitesse des particules u :

$$\frac{P}{u} = Z_{sp} = \text{impédance acoustique spécifique.}$$

Elle ne dépend que du matériau et est égale au produit de sa densité par la vitesse de propagation des ondes ultrasonores dans le matériau :

$$Z_{sp} = \rho v$$

Plus généralement, l'impédance acoustique Z présentée par un élément de section S est égale au produit de l'impédance acoustique spécifique Z_{sp} par sa section :

$$Z = Z_{sp} \times S = \rho v S$$

Considérons une onde ultrasonore quelconque se propageant dans un milieu d'impédance spécifique Z_1 , venant frapper la surface de séparation avec un autre milieu, d'impédance spécifique Z_2 :

soient P_i , P_r , P_t , les pressions exercées par l'onde incidente, l'onde réfléchie, l'onde transmise,

u_i , u_r , u_t , les vitesses des particules correspondantes.

Il n'y a pas de discontinuité au passage de la surface de séparation, par conséquent :

$$P_i + P_r = P_t$$

$$u_i - u_r = u_t \quad (\text{les vitesses des particules sont comptées positivement dans le sens de l'onde incidente}).$$

Par ailleurs, les impédances acoustiques des deux milieux s'écrivent :

$$\frac{P_i}{u_i} = \frac{P_r}{u_r} = Z_1 = \rho_1 v_1$$

$$\frac{P_t}{u_t} = Z_2 = \rho_2 v_2.$$

Enfin, la conservation de l'énergie à la surface de séparation s'écrit :

$$Z_1 u_i^2 = Z_1 u_r^2 + Z_2 u_t^2.$$

En combinant ces différentes équations, il vient :

$$\frac{u_r}{u_i} = \frac{P_r}{P_i} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2},$$

rapport appelé coefficient de réflexion pour l'incidence normale.

Par ailleurs :

$$\frac{u_t}{u_i} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad \text{et} \quad \frac{P_t}{P_i} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2}.$$

Si le deuxième milieu de propagation est l'air ($Z_2 = 0$), la pression exercée par l'onde transmise est nulle, l'onde incidente se réfléchit totalement.

Considérons maintenant deux cas, l'onde incidente est longitudinale ou est de cisaillement :

2.2.2. 1^{er} cas : l'onde incidente est longitudinale

Lorsqu'une onde longitudinale, se propageant dans un milieu solide, vient frapper une surface de séparation de ce milieu avec l'air, elle donne naissance à deux composantes réfléchies (fig. 2) :

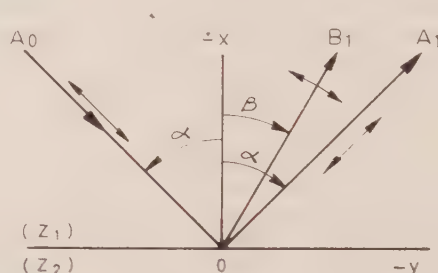


FIG. 2. — Cas d'une onde incidente longitudinale.

A₀O : onde incidente longitudinale.

OA₁ : onde réfléchie longitudinale.

OB₁ : onde réfléchie de cisaillement.

— une onde longitudinale pour laquelle l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence,

— une onde transversale pour laquelle le plan de vibration est parallèle au plan d'incidence.

L'angle que fait la direction de cette onde réfléchie avec la normale à la face est lié à l'angle d'incidence par la relation :

$$\cotg^2 \beta = \frac{\lambda + 2\mu}{\mu} (\cotg^2 \alpha + 1) - 1 \quad (1).$$

Les rapports $\frac{A_1}{A_0}$ et $\frac{B_1}{A_0}$ des amplitudes des ondes réfléchies à l'amplitude de l'onde incidente sont fonctions de l'angle d'incidence d'une part, du coefficient de Poisson du milieu de propagation considéré, d'autre part.

2.2.3. 2^e cas : l'onde incidente est de cisaillement (fig. 3)

Les conclusions précédentes sont applicables, aux différences ci-après :

a) il n'y a propagation d'une onde réfléchie longitudinale que si la vibration de l'onde incidente s'effectue dans le plan d'incidence (type SV).

b) il existe une valeur de β au-delà de laquelle α est imaginaire. Il se produit alors réflexion totale en onde de cisaillement, avec changement de phase seulement.

(1) application de la loi de DESCARTES : $\frac{v_i}{\sin \alpha} = \frac{v_c}{\sin \beta}$

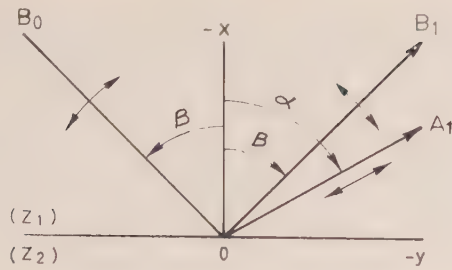


FIG. 3. — Cas d'une onde incidente de cisaillement.
B₀O : onde incidente de cisaillement.
OB₁ : onde réfléchie de cisaillement.
OA₁ : onde réfléchie longitudinale.

2.3. RÉSULTATS

ARENBERG [5] a établi une série de courbes représentant les différents phénomènes intervenant à la surface de séparation d'un milieu quelconque (caractérisé par son coefficient de Poisson) avec l'air. Ce sont ces courbes que nous reproduisons (fig. 4, 5, 6) :

— la figure 4 représente la variation du rapport $\frac{A_1}{A_0}$

dans le cas d'une onde incidente longitudinale en fonction de l'angle d'incidence, le coefficient de Poisson étant choisi comme paramètre.

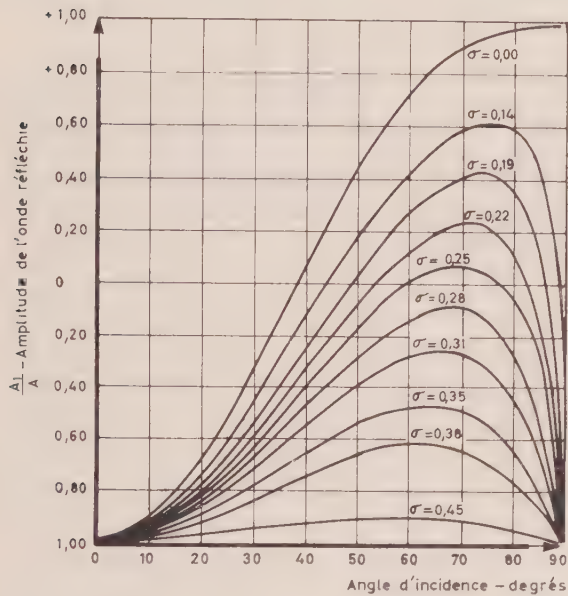


FIG. 4. — Ondes incidentes et réfléchies longitudinales.

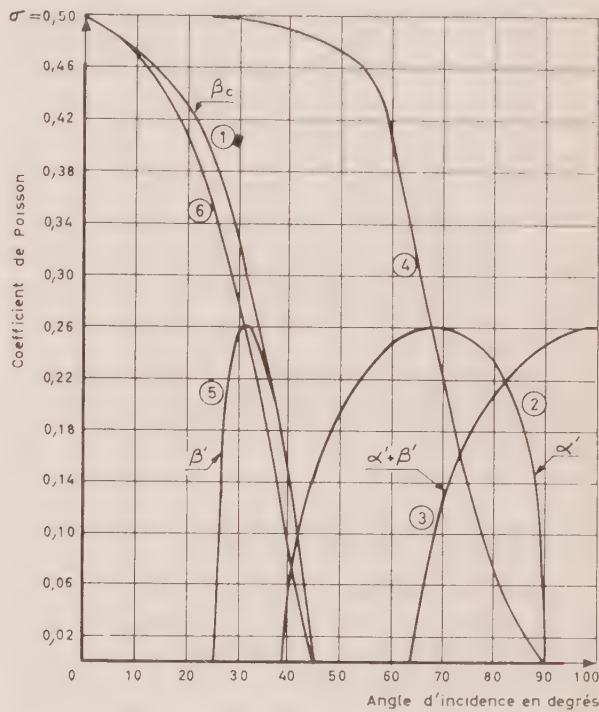


FIG. 6. — Angles caractéristiques d'incidence en fonction du coefficient de Poisson.

- 1) Angle d'incidence critique pour réflexion totale en onde de cisaillement.
- 2) Angle d'incidence critique pour changement total d'une onde longitudinale en onde de cisaillement.
- 3) Angle compris entre les faisceaux incident et réfléchi pour changement total de mode.
- 4) Angle d'incidence correspondant au maximum du rapport A_1/A
- 5) Angle d'incidence critique pour changement total d'une onde de cisaillement en onde longitudinale.
- 6) Angle d'incidence correspondant au maximum du rapport B_1/B

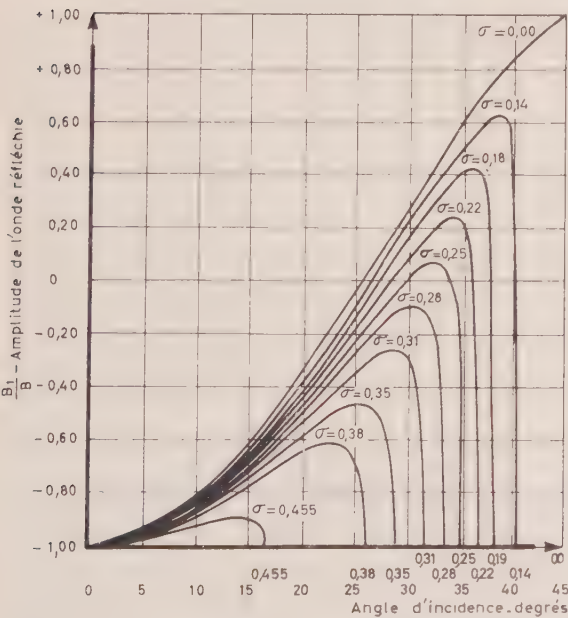


FIG. 5. — Ondes incidentes et réfléchies de cisaillement.

— la figure 5 représente la variation du rapport $\frac{B_1}{B_0}$ dans le cas d'une onde incidente de cisaillement.

— la figure 6 donne les valeurs des différents angles caractéristiques d'incidence en fonction du coefficient de Poisson du milieu de propagation pour les ondes incidentes longitudinales et de cisaillement.

3. La silice transparente comme milieu de propagation des ultrasons [6]

3.1. PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES DE LA SILICE

Parmi les propriétés mécaniques de la silice, dont nous donnons un tableau comparatif avec d'autres matériaux, nous retiendrons les suivantes :

— Densité faible : 2,2 point important lorsqu'il s'agit de fabrications destinées à être aéroportées ;

— Dureté comparable à celle des verres et des aciers les plus durs (7 dans l'échelle de Mohs) ;

— Coefficient de Poisson faible, la silice est un matériau qui se prête particulièrement bien à la conversion de mode : longitudinal → cisaillement lorsqu'un faisceau longitudinal vient frapper la surface de séparation de la silice avec l'air. Cette conversion est totale pour une incidence $i = 46^{\circ} 70'$

De même, une onde de cisaillement pour laquelle le déplacement des particules serait dans le plan d'incidence, serait totalement convertie en onde longitudinale pour une incidence de $27^{\circ} 27'$.

— Vitesse du son : une onde longitudinale parcourt la silice à la vitesse de 5 966 m/s, à la température de 25 °C, ce qui signifie qu'un retard de 1 μ s sera atteint après un parcours de 5,96 mm.

Une onde transversale parcourt la silice à la vitesse de 3 761 m/s, à la température de 25 °C, ce qui signifie qu'un retard de 1 μ s sera atteint après un parcours de 3,76 mm.

3.2. LA SILICE TRANSPARENTE COMME MILIEU DE PROPAGATION DES ULTRASONS

Si, dans le domaine des lignes à retard, dès qu'une bande passante et un retard de valeur importante ont été recherchés, la silice transparente a pu s'imposer aux dépens d'autres matériaux, c'est en raison de propriétés particulières que nous allons examiner maintenant.

3.2.1. Atténuation des ultrasons

Le mécanisme d'affaiblissement des ultrasons n'est pas encore parfaitement connu à cause de la variété et de la complexité des phénomènes mis en jeu. M.P. MASON, H.J. Mc SKIMIN et RICHARD F. WEEKS [7] ont trouvé que :

a) l'atténuation apportée par les liquides, y compris le mercure, est proportionnelle au carré de la fréquence, ce qui limite très rapidement celle-ci.

b) L'atténuation apportée par les métaux tels que l'aluminium et le magnésium est proportionnelle à la fréquence pour les fréquences basses (< 4 MHz) ; au-delà, apparaît une composante proportionnelle à la 4^e puissance de la fréquence : $\alpha = af + bf^4$

Dans cette expression, la composante linéaire représente les pertes par hystérésis ; la composante bicarrée provient des pertes par diffraction sur les grains du matériau, donc des dimensions de ces grains.

Cette expression est valable aussi bien pour les ondes de cisaillement que pour les ondes longitudinales : le coefficient b étant généralement de 4 à 8 fois plus élevé dans le cas des ondes de cisaillement.

A titre d'exemple, pour l'aluminium 5052, souvent utilisé pour des lignes à retard de fréquence < 5 MHz, en particulier pour les lignes à retard dispersives, W.P. MASON donne la formule :

$$\alpha \text{ (Np/cm)} = 10^{-10} f + 50.10^{-32} f^4$$

Le terme en f^4 est négligeable jusqu'à 3 MHz, puis il croît si vite qu'il devient prépondérant devant le terme en f à partir de 10 MHz. Pour conserver des valeurs acceptables de l'atténuation, il convient de ne pas utiliser ce matériau au-dessus de la fréquence pour laquelle les deux termes sont égaux, soit : $f = 5,85$ MHz

c) Il existe des matériaux pour lesquels l'atténuation croît beaucoup moins vite lorsque la fréquence croît : ce sont les monocristaux semiconducteurs et certains types de verre tels que la silice transparente fondue. Les monocristaux semiconducteurs ont un très faible affaiblissement aux ultrasons, mais ils ne peuvent pas être obtenus en dimensions suffisantes et leur prix de revient est très élevé.

Les pertes dans la silice peuvent être évaluées à partir de l'expression :

$$\alpha \text{ (dB cm)} = 3.10^{-4} f + 1.9.10^{-5} f^2$$

où f est exprimé en mégahertz.

Les deux termes sont égaux pour $f = 16$ MHz environ. En fait, il est possible de travailler à des fréquences beaucoup plus élevées puisque le second terme ne varie qu'avec le carré de la fréquence.

Dans une gamme de fréquence s'étendant de 0 à 50 MHz, on peut, en première approximation, considérer les pertes dans la silice comme étant directement proportionnelles à la fréquence (fig. 7) :

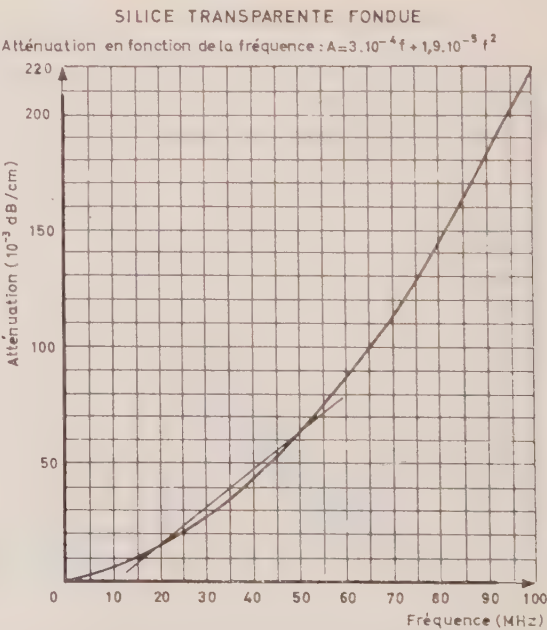


FIG. 7. — Atténuation des ondes ultrasonores en fonction de la fréquence (température 25 °C).

$$A \text{ (dB/m)} = af$$

Les valeurs de a dépendent quelque peu de la qualité de silice.

D'après ARENBERG, on aurait :

$$a = 0,181 \text{ dB/m/MHz,}$$

MASON donne :

$$a = 0,145 \text{ dB/m/MHz,}$$

Richard F. WEEKS indique :

$$a = 0,09 \text{ dB/m/MHz,}$$

Pour la silice de bonne qualité fabriquée par QUARTZ & SILICE, nous avons trouvé :

$$a = 0,085 \text{ dB/m/MHz.}$$

3.2.2. Influence de la température

Ce que nous avons dit au sujet de la vitesse de propagation et de l'affaiblissement des ultrasons dans la silice doit être considéré comme valable pour une température ambiante de l'ordre de 20 à 26 °C. Le domaine d'application des lignes à retard requiert souvent un fonctionnement ou un stockage à des températures s'écartant notablement de cette ambiante, par exemple depuis -30 °C jusqu'à +80 °C.

Il est donc nécessaire que les caractéristiques des lignes à retard, et par conséquent le milieu de propagation des ultrasons, présentent dans cette gamme de température une stabilité suffisante.

a) Influence de la température sur la vitesse de propagation des ultrasons :

Le retard apporté par la ligne étant directement fonction de la vitesse de propagation, la variation de cette dernière avec la température est d'une importance prépondérante.

Contrairement à ce qui se passerait avec les liquides et avec la plupart des solides, la vitesse de propagation dans la silice croît avec la température lorsqu'une onde ultrasonore se propage ; corrélativement, le retard d'une ligne est fonction inverse de la température.

Les mesures effectuées au Laboratoire QUARTZ & SILICE concordent avec celles des différents auteurs et donnent un coefficient de température du retard de l'ordre de $100.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.

Ainsi une ligne présentant un retard de 1 000 μs à 25 °C aura, en fait, un retard variable entre 994,5 μs à +80 °C et 1 005,5 μs à -30 °C. Cette variation peut être très gênante pour l'utilisateur, rendant quelquefois nécessaire un thermostatage de la ligne à retard.

Toutefois, le coefficient de température du retard est beaucoup plus faible pour la silice et les verres en général que pour la plupart des matériaux solides ou liquides (mercure : $+300.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$).

Il a même été possible d'obtenir, par addition d'oxydes de plomb et de titane, des verres silicatés présentant un coefficient de température du retard de l'ordre de $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.

Pour la plupart des applications, la stabilité du retard en fonction de la température est suffisante, en particulier lorsqu'il s'agit d'éliminer les échos fixes en technique radar. Cependant, dans quelques cas, par exemple pour l'utilisation dans les ordinateurs électroniques, il peut être nécessaire d'avoir recours aux verres silicatés dits « à coefficient de température nul » ou de prévoir un thermostatage efficace du boîtier de la ligne à retard. Ce dernier procédé a, en outre, l'avantage de permettre de travailler à une température assez élevée pour diminuer sensiblement l'atténuation du signal ultrasonore.

b) Influence de la température sur l'atténuation :

De même que le retard, l'atténuation est également fonction de la température, la loi de variation étant fonction de la fréquence et du retard nominal. L'expérience montre que, pour un retard et une fréquence donnés, l'atténuation est d'autant plus faible que la température est plus élevée, du moins dans une gamme de température s'étendant de -35 °C à +80 °C. La variation est d'autant plus importante que la fréquence est plus élevée.

Bien que la variation d'atténuation ne soit pas parfaitement linéaire, une bonne loi d'approximation peut être représentée par l'expression :

$$\Delta A = 0,6.10^{-5} \text{ dB}/\mu\text{s} \times \text{MHz} \times ^{\circ}\text{C}$$

Cette loi, qui ne prétend qu'à donner un ordre de grandeur des phénomènes observés, est surtout vérifiée dans un domaine de température restreint s'étendant, par exemple, de 0 à 40 °C et pour des fréquences comprises entre 15 et 50 MHz ; au-dessous de 0 °C l'atténuation augmente plus vite que la température ne diminue et ce phénomène est d'autant plus accentué que la fréquence est plus élevée.

Nous voyons donc l'avantage qu'il peut y avoir à thermostatier les lignes à retard, surtout aux hautes fréquences, lorsqu'il est nécessaire de conserver une grande stabilité de retard et d'atténuation.

4. Les transducteurs dans les lignes à retard ultrasonores

4.1. GÉNÉRALITÉS

Tout système capable de transformer une énergie électrique en énergie mécanique, ou vice-versa, peut être considéré comme un transducteur. Nous ne nous intéresserons ici qu'aux transducteurs haute fréquence (de 1 à 300 MHz), les seuls utilisés dans le domaine des lignes à retard ultrasonores, nous le ferons, du reste, brièvement, l'abondance et la complexité du sujet nous interdisant une étude approfondie.

Pour les transducteurs considérés, la conversion d'énergie s'effectue au niveau de la molécule, grâce au couplage qui existe dans le matériau lui-même entre les champs électriques et élastiques.

Deux catégories de matériaux, qui possèdent ces propriétés, sont utilisées dans la pratique : les matériaux piézoélectriques naturels et les céramiques piézoélectriques.

4.2. LES MATÉRIAUX PIÉZOÉLECTRIQUES NATURELS

tels que le quartz, pour lesquels les atomes formant le réseau cristallin sont disposés de telle sorte qu'une distorsion du réseau a pour effet de modifier la disposition relative des ions positifs et négatifs; il en résulte la création de dipôles en chaque élément du cristal qui acquiert ainsi une polarisation électrique.

Le quartz piézoélectrique — coupe X pour engendrer les ondes longitudinales, coupe Y ou coupe AC pour engendrer les ondes de cisaillement — a été le premier transducteur utilisé dans le domaine des lignes à retard. Il reste encore d'un emploi généralisé dans le domaine de fréquences s'étendant de 15 à 100 MHz.

Il possède une remarquable stabilité physique, et chimique, le rendant pratiquement inaltérable aux agents extérieurs (chimiques, thermiques, atmosphériques). Il permet en outre de travailler avec des hautes impédances d'entrée et de sortie en raison de sa constante diélectrique peu élevée.

Les limitations proviennent de son coefficient de couplage électromécanique relativement faible ⁽¹⁾ et aussi d'une extrême fragilité due à sa minceur lorsqu'on l'utilise aux fréquences élevées.

Le tableau 1 résume les caractéristiques électriques et mécaniques des différents transducteurs utilisés.

4.3. LES CÉRAMIQUES PIÉZOÉLECTRIQUES

Certains matériaux ferroélectriques polycristallins, tels que les compositions céramiques au titanate de baryum, au titanate-zirconate de plomb ou au niobate de sodium-potassium, possèdent la propriété d'être « électrostrictifs », c'est-à-dire que leurs dimensions sont modifiées par l'application d'un champ électrique. A ce phénomène, s'ajoute la possibilité

d'acquérir une « polarisation » rémanente après avoir été soumis à un champ électrique puissant, de l'ordre de 20 kV/cm, à une température voisine de celle du point de Curie.

Actuellement, les céramiques courantes permettent d'engendrer des ondes ultrasonores, mais leur emploi est limité aux fréquences inférieures à 5 MHz environ en raison de leur constante diélectrique élevée et de leur fragilité. Leur coefficient de couplage électromécanique sensiblement plus élevé que celui des quartz permet d'obtenir des lignes à retard à faibles pertes dans la gamme des fréquences inférieures à 5 MHz.

4.4. LES SEMICONDUCTEURS

Dans cette catégorie peuvent être classés les transducteurs semiconducteurs tels que le sulfure de cadmium. Bien que les études entreprises sur les transducteurs de ce type n'aient pas encore abouti, on peut prévoir que, dans un avenir proche, les semiconducteurs piézoélectriques permettront d'atteindre des fréquences dépassant les 1 000 MHz.

5. La pratique de construction des lignes à retard

5.1. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES LIGNES A RETARD

Les principales caractéristiques électriques des lignes à retard sont les suivantes :

- retard,
- atténuation globale,
- bande passante,
- niveau des échos parasites,
- capacités terminales.

5.1.1. Le retard

Le retard d'une ligne est limité par les dimensions du milieu de propagation. Les retards les plus faibles sont limités par la nécessité d'obtenir un amortissement suffisant de l'onde qui, se réfléchissant sur chaque transducteur, donne naissance à des échos parasites intervenant avec un retard triple du retard désiré. Pour les retards les plus élevés, la limite est fixée par les dimensions maximales des pièces de silice pouvant être produites.

(1) La transformation d'un signal électrique en signal acoustique se fait en effet d'autant mieux que le coefficient de couplage du transducteur est plus élevé.

En particulier, si l'on ne considère que le transducteur, sa bande passante propre est donnée en valeur relative par l'expression :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\sqrt{8}}{\pi} \frac{k}{\sqrt{1-k^2}}$$

où k est le coefficient de couplage pour le mode de vibration considéré.

TABEAU I - CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS TRANSDUCTEURS UTILISES

	QUARTZ α		CLEVITE		QUARTZ et SILICE				QUARTZ CLEVITE			QUARTZ et SILICE			
	quartz coupe Y	quartz coupe AC	PZT4	PZT 5 ondes de cisaillement	P 160	P 761	P 762	P 163	quartz coupe X	PZT4 ondes longitudinales	PZT 5 ondes longitudinales	P 160	P 761	P 762	P 163
Densité (10 ³ kg/m ³)	2,65	2,65	7,6	7,5	7,25	7,20	7,28	6,9	2,65	7,6	7,5	7,25	7,20	7,28	6,9
Vitesse de propagation du son (10 ³ m/s)	3,85	3,3	2,3	2,3	2,9	3,1	3,1	3,5	5,7	4	4	4,1	4,1	4,3	4
Impédance acoustique (10 ⁶ kg/m ² .s)	10,2	8,8	17	17	21	22	22	24	15,1	30	30	30	29	31	28
Coefficient de couplage	0,137	0,083	0,65	0,65					0,098	0,6	0,6	0,75	0,69	0,70	0,6
Constante diélectrique relative	4,58	4,58	1360	1285	1300	850	1100	340	458	1360	1285	1300	850	1100	340

Suivant la géométrie donnée à ces pièces de silice, il est possible de couvrir la gamme des retards de 20 à 3 000 μ s.

5.1.2. L'atténuation

L'atténuation d'une ligne à retard est définie comme le rapport de la tension de sortie V_s à la tension d'entrée V_e de la ligne à retard ; exprimée en décibels, elle s'écrit :

$$A = 20 \log_{10} \frac{V_s}{V_e}.$$

L'atténuation de la ligne dépend de plusieurs facteurs :

a) L'atténuation apportée par le milieu de propagation, fonction du retard et de la fréquence comme nous l'avons vu en 3.2.

b) L'atténuation apportée par les transducteurs, fonction :

- de la nature du transducteur, de sa fréquence de résonance et de ses dimensions ;
- de la qualité de la liaison silice-transducteur ;
- de l'impédance de sortie de la ligne à retard qui vient amortir le circuit résonnant formé par le transducteur capacitif et la self parallèle accordant le transducteur à la fréquence de résonance.

Pour une ligne à retard en silice pure fondue, J.E. MAY [9] a calculé les pertes à fréquence centrale pour les transducteurs en quartz et en titanate de baryum, en fonction du produit $RS(f/10)^2$ où R est l'impédance de sortie, S la surface du transducteur et f la fréquence (fig. 8 et 9).

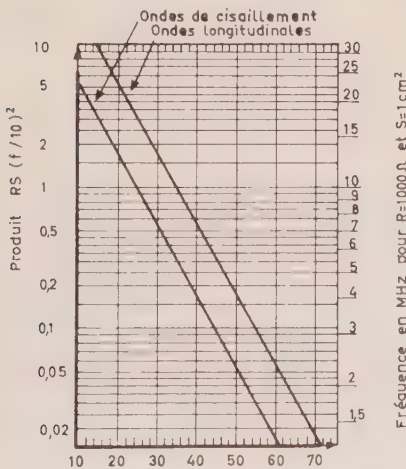


FIG. 8. — Pertes aux transducteurs (quartz) à la fréquence centrale.

c) L'atténuation due à la directivité du faisceau, fonction de l'angle d'ouverture du faisceau, du retard de la ligne et des dimensions des transducteurs.

d) L'atténuation extérieure apportée soit pour diminuer le niveau des échos parasites, soit pour élargir la bande passante.

5.1.3. La bande passante

La bande passante est mesurée généralement, et par convention, comme la différence des fréquences pour lesquelles l'atténuation est égale à l'atténuation minimale + 3 dB. Elle dépend, en premier lieu, de la fréquence centrale choisie (fréquence de résonance des transducteurs), de la qualité des liaisons transducteur-silice et du retard nominal. A cette bande acoustique vient se superposer la bande passante électrique des circuits d'entrée et de sortie.

En choisissant convenablement la résistance d'amortissement du circuit de sortie, on obtient, en général, des largeurs de bande de 30 à 50 % de la fréquence centrale.

5.1.4. Les échos parasites

Les échos parasites sont dus le plus souvent :

- aux trajets créés par les lobes secondaires de diffraction des ondes acoustiques,
- aux réflexions parasites du faisceau sur les faces de la pièce de silice,
- aux inclusions et hétérogénéités de la silice qui créent des diffractions du faisceau ultrasonore.

Suivant les cas considérés, des taux d'élimination de -30 à -60 dB par rapport au signal utile peuvent être obtenus au prix d'un accroissement de l'atténuation.

L'écho triple, mentionné précédemment, dû aux réflexions sur le transducteur peut, en général, être amené également à un niveau de -50 dB par rapport au signal principal.

5.1.5. Les capacités terminales.

Elles dépendent de la nature du transducteur et de ses dimensions. En général, les capacités terminales sont comprises entre 50 et 100 pF pour les transduc-

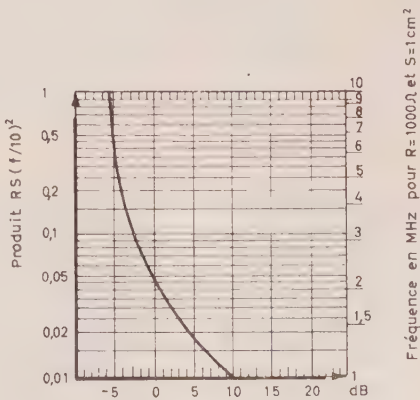


FIG. 9. — Pertes aux transducteurs (BaTiO₃) à la fréquence centrale.

teurs en quartz et entre 900 et 1 500 pF pour les céramiques.

5.2. RÉSULTATS OBTENUS

Pour les plus faibles retards, de 1 à 60 μ s, le milieu de propagation est constitué par un simple barreau

de silice, les transducteurs étant montés à chacune des extrémités de ce barreau.

• Exemple 1 — Ligne à retard pour télévision en couleurs — Procédé SECAM (fig. 10).

- Retard = 64 μ s
- Fréquence centrale = 4,4 MHz
- Bande passante = > 2 MHz sur 56 Ω
- Atténuation = -20 dB environ sur 56 Ω
- Echo triple = -25 dB environ par rapport au signal principal.
- Autres échos = -60 dB
- Capacités terminales = 1 200 pF environ
- Transducteurs constitués par deux céramiques piézoélectriques P 761
- Encombrement : l = 250 mm
 ϕ = 20 mm

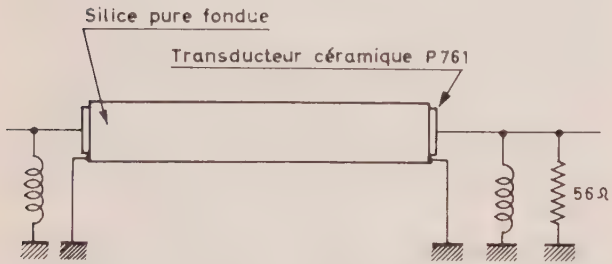


FIG. 10. — Schéma de principe d'une ligne à retard pour récepteur de télévision en couleur, système SECAM.

• Exemple 2 — Marqueur (fig. 11)

Cette forme de barreau est également utilisée dans les lignes à échos. Dans ces lignes, un seul transducteur sert à la fois à l'émission et à la réception. On recueille des signaux d'amplitude décroissant exponentiellement et de durée égale au temps de transit du faisceau ultrasonore pour accomplir l'aller et retour, du transducteur à l'autre extrémité du barreau.

Retards (μ s)	3,33	6,66	12,34	48,8
Fréquence centrale (MHz)	36	36	30	30
Bande passante (sur 50 Ω) (MHz)	10	10	10	10
Atténuation du 1 ^{er} écho réfléchi sur 1 000 Ω (dB)	25	20	22	25
Atténuation entre 2 échos réfléchis consécutifs (dB)	1,2	1,5	1,4	1,7
Capacités terminales (pF)	20	20	20	20

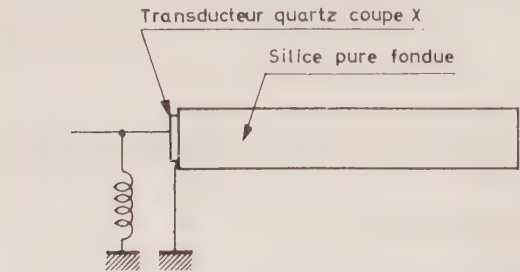


FIG. 11 a. — Schéma de principe d'un marqueur

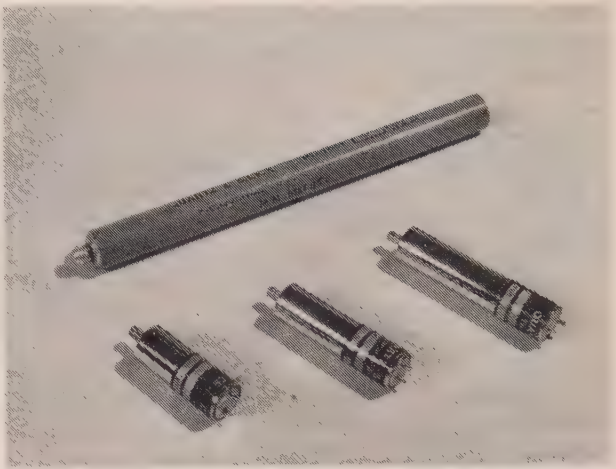


FIG. 11 b.

• Exemple 3. Lignes de retard supérieur à 60 μ s (fig. 12).

Au-dessus de 60 μ s et jusqu'à 1 500 μ s, on donne à la pièce de silice une forme polygonale ; le faisceau se réfléchit sur chacune des faces du polygone avant de venir frapper le transducteur de sortie.

Retard (μ s)	91	333	666	1 250
Géométrie type	7MS6	13MS12	17MS16	17MS16
Fréquence centrale (MHz)	20	45	20	20
Bande passante (sur 75 Ω) (MHz)	8	17	7	8
Atténuation sur 75 Ω (dB)	55	60	60	62
Niveau des échos parasites (dB)	45	45	45	55
Capacités terminales (pF)	50	50	55	60

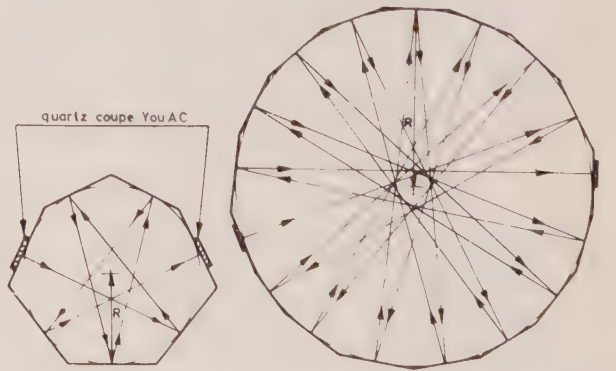


FIG. 12. — Géométrie type 7 MS 6 et géométrie type 17 MS 16

Ces lignes sont le plus souvent utilisées dans les systèmes d'élimination d'échos fixes des radars à effet Doppler. Les dénominations de type de la forme (n+1)MS n, signifient que la ligne est issue d'un polygone à (n+1) faces, le faisceau parcourant n trajets élémentaires avant de sortir.

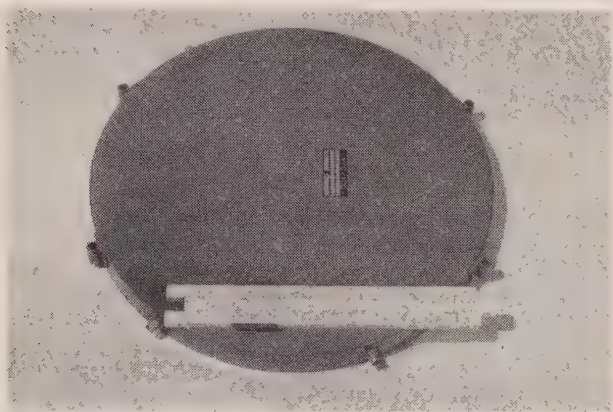
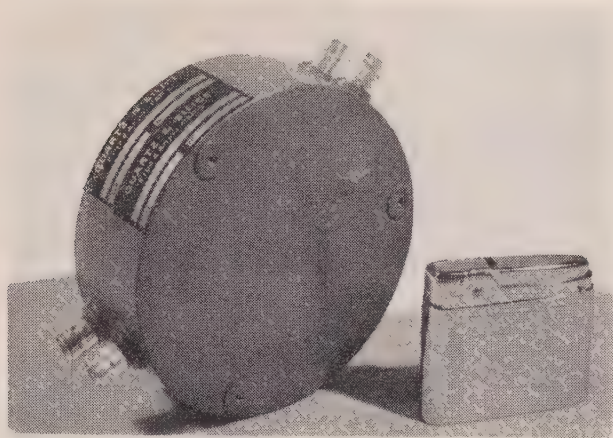


FIG. 13. — Deux lignes à retard 91 μ s appairées en retard et ligne à retard 1 250 μ s.

• Exemple 4. Lignes de retard supérieur à 1 500 μ s. (fig. 14).

Au-dessus de 1 500 μ s et jusqu'à 3 000 μ s, on utilise également des géométries polygonales telles que

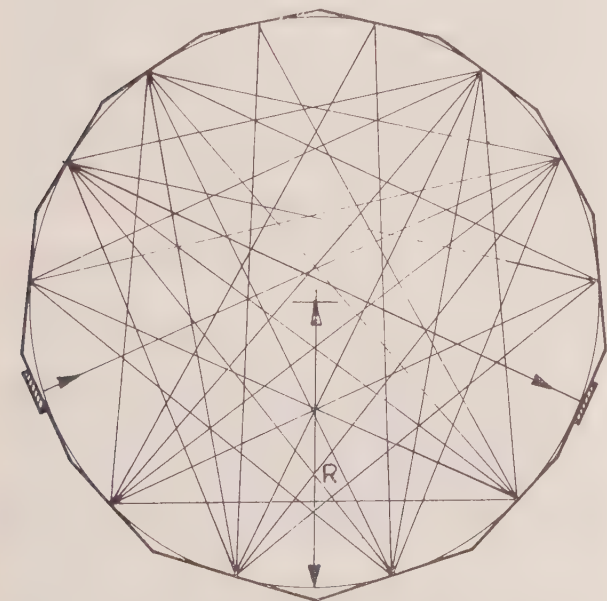


FIG. 14. — Ligne à retard à 30 réflexions.

le faisceau effectue un parcours encore plus replié sur lui-même en frappant une ou plusieurs fois chaque face avant de parvenir au transducteur de sortie.

• Exemple 5. Lignes en série acoustique. (fig. 15).

Pour ces retards et jusqu'à 10 000 μ s, on peut également effectuer une mise en série acoustique de plusieurs lignes polygonales à l'aide d'un prisme de réflexion.

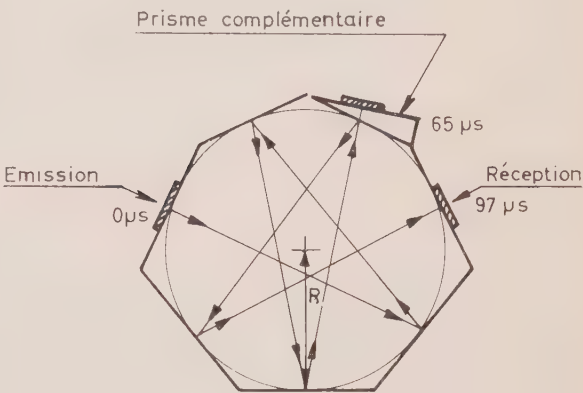


FIG. 15. — Lignes en série acoustique — schéma de principe.

La dénomination de type, de la forme n MS 11 p , signifie que la ligne est issue d'un polygone à n faces, le faisceau parcourant p trajets élémentaires avant de sortir.

• Exemple 6. Lignes à sorties multiples (fig. 16).

Parmi d'autres types de lignes à retard ultrasonores, citons les lignes à sorties multiples : une partie du faisceau étant recueillie sur une face intermédiaire à l'aide d'un prisme redresseur.

Retards	65 μ s	97 μ s
Géométrie type	7 MS 6	7 MS 6
Fréquence centrale	30 MHz	30 MHz
Bande passante	10 MHz	8 MHz
Atténuation/75 Ω	45 dB	40 dB
Echos parasites	35 dB	35 dB
Capacités	60 pF	60 pF

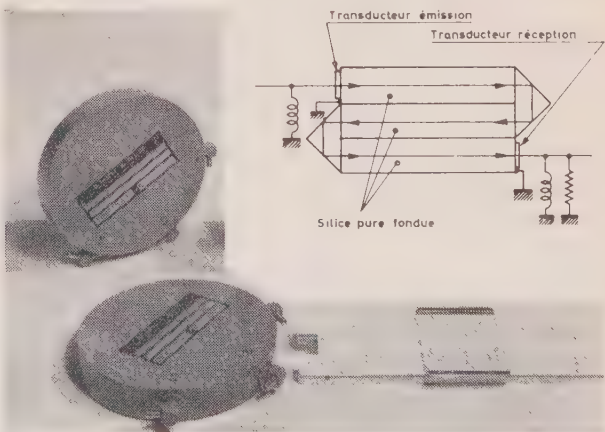


FIG. 16. — Ligne 97 μ s à sortie à 65 μ s — schéma de principe. Lignes à retard 97 μ s avec sortie intermédiaire à 65 μ s.

• Exemple 7. Lignes à retard variable (fig. 17).

On peut réaliser également des lignes à retard variable de façon continue par déplacement d'un prisme de silice entre deux blocs de silice accolés à ce prisme.

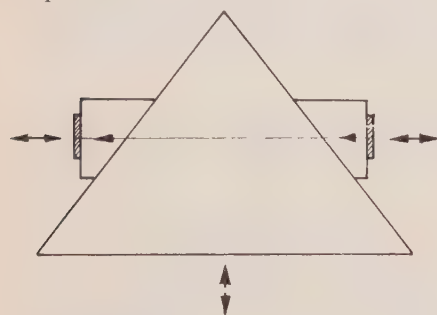


FIG. 17. — Ligne à retard variable — schéma de principe.

6. Conclusions

Vingt-cinq années se sont maintenant écoulées depuis que les premières lignes à retard à mercure ont résolu les problèmes de détection d'objectifs en mouvement (MOVING TARGET INDICATOR). Un quart de siècle, c'est plus qu'il n'en faut pour périmier les inventions les plus avancées techniquement, à moins qu'elles ne se modifient et se perfectionnent, élargissant à la fois leurs propriétés et leur champ d'application.

Qu'en est-il pour les lignes ultrasonores ?

Organes de stockage d'informations, les lignes à retard sont promises à un grand avenir si l'on songe aux développements des systèmes de traitement de l'information : aujourd'hui, presque toutes les industries faisant appel à ces techniques sont utilisatrices de lignes à retard :

• Le technicien du Radar fait appel aux lignes à retard à transmission pour éliminer les échos fixes des radars à effet Doppler ou pour augmenter le rapport signal/bruit des échos faibles en provenance d'objectifs lointains ou de petites dimensions.

Il utilise de même :

— Des lignes à échos comme marqueurs de temps dont les indications sont traduites en marques de distances kilométriques, par exemple ;

— Des lignes dispersives, dont le retard est fonction linéaire de la fréquence, et qui permettent, par compression d'impulsions, d'augmenter la portée des radars sans en affecter la résolution ;

— Des lignes à retard variable de façon continue comme simulateur d'objectifs en mouvement.

• Le technicien de la Télévision, après avoir été l'un des premiers utilisateurs de lignes à retard (système SCOPHONY-BAIRD), continue de faire appel à ces dispositifs pour corriger l'effet de « distorsion d'ouverture » verticale des tubes de prises de vue ou pour compenser la lenteur de réponse des tubes vidicon.

De même, le procédé SECAM de télévision en couleurs n'est rendu possible que par l'utilisation d'une ligne à retard pour stocker l'une des deux informations chrominance pendant une durée correspondant au balayage d'une ligne.

• Parmi d'autres techniques utilisatrices de lignes à retard, citons :

— Les techniques de traitement et d'exploitation de l'information comme mémoires dans les calculateurs, les ordinateurs, etc.

— Les communications téléphoniques comme dispositifs de codage ;

— L'électronique comme marqueurs de temps, générateurs de retard, générateurs de fréquence, etc.

— La médecine (comptage automatique des colonies de bactéries) ;

— Les techniques nucléaires, etc.

Quant à l'avenir des lignes à retard, il semble s'orienter vers les spectres de fréquences de plus en plus larges, nécessitant des transducteurs capables de résonner à des fréquences s'élevant jusqu'à 1 000 MHz.

De nouveaux matériaux, de nouvelles techniques devront être expérimentés et, déjà, de gros espoirs sont fondés sur les propriétés des transducteurs semiconducteurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] HUNT F.V. — Electroacoustics - Harvard University Press, Cambridge, Mass. Ch. 1 - 1954.
- [2] FIRESTONE F. — The Supersonic inspectoscope - *J.A.S.A.* Vol. 17 p. 200 - 1946 et U.S. Patent 2.280.226, 1942.
- [3] L'étude théorique et la présentation des calculs relatifs à ce paragraphe sont largement inspirées de : Ultrasonic Delay Lines, par BROCKELSBY C.F., PALFREMAN J.S., GIBSON R.W. (London Iliffe Books Ltd), 1963. et de : Sonics par HUETER F. & BOLT R.H. (John Wiley and Sons Inc. New York), 1955.
- [4] KOLSKY H. — Stress Waves in Solids. Oxford Univ. Press, 1953.
MAY J.E. — New trends in Ultrasonic device Technology. Fourth International Congress on acoustics Copenhagen, 1962.
MAY J.E. — Wire type dispersive ultrasonic Delay Line, *PGUE Transactions*, UE7, n° 2, 1960.
MEITZLER A.H. — Ultrasonic Delay Lines using shear Modes in strips — *PGUE Transactions* — UE7, n° 2, 1960.
MEEKER T.R. — The application of the theory of elastic waves in plates to the design of ultrasonic dispersive delay lines. *IRE International Convention Rec.* part 6, USA, 9 pp. 327-333, 1961.
MEEKER T.R. — Dispersive ultrasonic Delay Lines using the first longitudinal Mode in a strip — *PGUE Transactions* — UE 7, n° 2, 1960.
- [5] BENFIELD A.E., EMSLIE A.G., HUNTINGTON H.B. — On the theory and performance of liquid delay lines, *M.J.T. Rad. lab. Report* 792, 1945.
ARENBERG David L. — Ultrasonic Solid Delay Lines, *J.A.S.A.* Vol. 20, n° 1, pp. 1 à 25, 1948.
- [6] YOVANOVITCH J. — Les verres de silice pure, *Usine Nouvelle*, Printemps 65.
- [7] MASON W.P. and MOSKIMIN H.J. — Attenuation and scattering of high Frequency and Waves in Metals and Glasses. *J.A.S.A.*, Vol. 19, n° 3, mai 1947
MASON W.P. — Sound transmission in solids at ultrasonic frequencies, *Bell Laboratory Rec.* décembre 1949, pp. 421-25
WEEKS R.F. — Techniques for the determination of ultrasonic attenuation in fused silica, *I.R.E. International conf. rec.* part 6, U.S.A. 9, 1961, pp. 296-303.
- [8] MASON W.P. — Multiple Reflexion ultrasonic Delay Lines *Physical Acoustics*, p. 488. Academic Press, Vol. 1, part A 1964.
- [9] MAY J.E. — Characteristics of ultrasonic Delay Lines using Quartz and Barium Titanate Ceramic Transducers. *J.A.S.A.*, Vol. 26, n° 3, pp. 347-355, mai 1954.

PROPAGATION DE LA LUMIÈRE COHÉRENTE DANS LES FIBRES OPTIQUES*

PAR

A. WERTS

*Ingénieur à la C.S.F.
C.E.P.C.A - Corbeville*

1. Introduction

La transmission des informations par la lumière cohérente, rendue possible par l'apparition du laser, suppose, si on veut utiliser pleinement l'énorme capacité d'information des ondes lumineuses, que le milieu où se propagent ces ondes, entre la source et le récepteur, possède certaines propriétés bien définies.

Il doit être peu dispersif, stable dans le temps et dans l'espace et ne doit pas trop affaiblir les ondes lumineuses.

Ces impératifs conduisent à envisager les propagations guidées et, parmi celles-ci, la propagation dans les fibres optiques [1].

L'étude que nous présentons a porté sur de telles fibres, au point de vue propagation, excitation, affaiblissement, etc. Autrement dit sur des fibres optiques, considérées comme guides d'ondes lumineuses, vecteurs d'informations.

Nous nous sommes attachés tout particulièrement à l'étude et à la réalisation des fibres de verre monomodes pour les longueurs d'onde du spectre visible.

2. Etude théorique

2.1. RAPPEL SOMMAIRE SUR LES FIBRES OPTIQUES

Considérons une fibre de verre d'indice n_1 plongée dans un milieu d'indice n_2 ; $n_1 > n_2$ (fig. 1).

Tant que le diamètre $2a$ reste grand vis-à-vis de la longueur d'onde (λ_0), du faisceau incident, on peut rendre compte du comportement de la fibre par un raisonnement élémentaire basé sur les lois de l'optique géométrique.

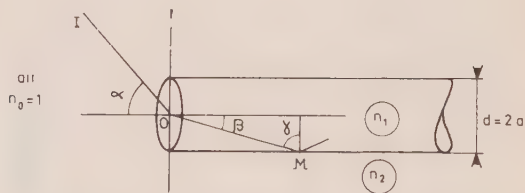


FIG. 1. — Fibre de verre d'indice n_1 dans un milieu d'indice inférieur n_2 et dont le diamètre est très grand par rapport à la longueur d'onde transmise.

Considérons un rayon IO faisant avec la normale un angle α . La loi de Descartes nous donne l'angle β du rayon réfracté OM .

$$\sin \alpha = n_1 \sin \beta.$$

Le rayon OM subira une réflexion totale si l'angle γ est supérieur ou égal à un angle limite γ_L tel que :

$$n_1 \sin \gamma_L = n_2 \sin \frac{\pi}{2}$$

soit :

$$n_1 \sin \left(\frac{\pi}{2} - \beta_L \right) = n_2$$

ce qui correspond à un angle limite α (angle d'ouverture) donné par :

$$\sin \alpha = \sqrt{n_1^2 - n_2^2},$$

appelé ouverture numérique.

Tous les rayons incidents se trouvant dans un cône de demi-angle α subiront, dans la fibre, une succession de réflexions totales et seront guidés. Cependant, même si on éclaire la fibre avec un cône de lumière dont le demi-angle est inférieur à l'angle

* Étude effectuée sous contrat DRME.

d'ouverture, toute l'énergie ne pénètre pas dans la fibre à cause de la réflexion sur la face d'entrée, due au changement d'indice (fig. 2).

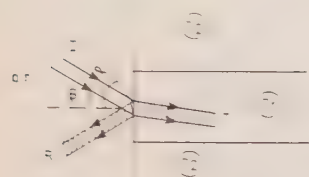
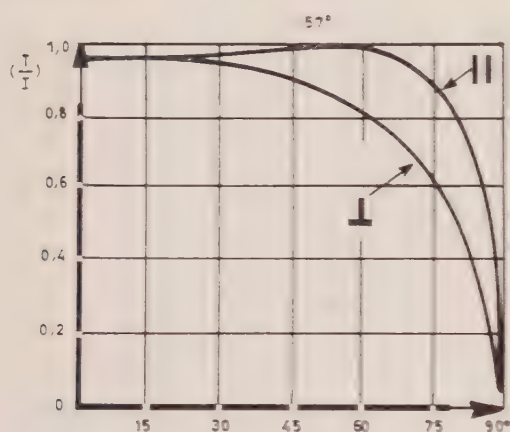


FIG. 2.

Le rapport entre l'énergie d'un faisceau parallèle incident et l'énergie du faisceau transmis est fonction à la fois de l'angle d'incidence et de la polarisation.

Le rapport T/I est donné par les formules de Fresnel (fig. 3).

FIG. 3. — Intensité transmise par un dioptré plan en fonction de l'angle d'incidence, pour $n = 1,5$.

2.2. GUIDE D'ONDE DIÉLECTRIQUE

Le raisonnement précédent, valable pour de grosses fibres $2a \gg \lambda_0$ ne décrit plus correctement les phénomènes dès que le diamètre $2a$ approche la longueur d'onde considérée.

Il faut alors revenir à la théorie électromagnétique et considérer la fibre comme un guide d'onde, voir figure 4.

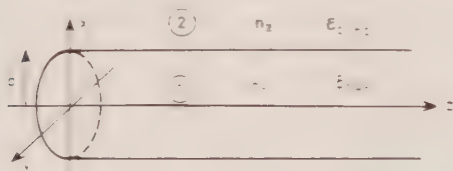


FIG. 4. — Fibre optique considérée comme un guide d'ondes.

$$n_1^2 = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_0} \quad n_2^2 = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_0}$$

Il s'agit de trouver les modes propres susceptibles de se propager dans une telle structure, compte tenu de sa géométrie et des conditions aux limites (continuité des champs).

2.2.1. Expression des champs

En coordonnées cylindriques (r, θ, z) , ceux-ci ont pour expression

$$\begin{aligned} E_z &= J_n F_r \\ E_r &= i \frac{h a}{u} \left[-\frac{1-P}{2} J_{n-1} - \frac{1+P}{2} J_{n+1} \right] F_r \\ E_\theta &= i \frac{h a}{u} \left[-\frac{1-P}{2} J_{n-1} - \frac{1+P}{2} J_{n+1} \right] F_r \\ H_z &= -\frac{h}{\omega \mu_2} P J_n F_r \\ H_r &= -i \frac{k_1^2 a}{\omega \mu_2 u} \left[-\frac{1-P}{2} \frac{h^2}{k_1^2} J_{n-1} - \frac{1+P}{2} \frac{h^2}{k_1^2} J_{n+1} \right] F_r \\ H_\theta &= i \frac{k_1^2 a}{\omega \mu_2 u} \left[\frac{1-P}{2} \frac{h^2}{k_1^2} J_{n-1} - \frac{1+P}{2} \frac{h^2}{k_1^2} J_{n+1} \right] F_r \end{aligned} \quad (I)$$

où $F_r = \cos(n\theta - \nu) \exp -i(\omega t - h z)$

$F_s = \sin(n\theta - \nu) \exp -i(\omega t - h z)$

L'argument de la n^{e} fonction de Bessel J_n est $u r a$. La constante k_1 est définie par

$$k_1 = \frac{\omega n_1}{c} = \frac{2\pi n_1}{\lambda_0}$$

on suppose $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$.

Les champs dans le milieu extérieur sont décrits par les fonctions modifiées de Hankel K_n au lieu des fonctions de Bessel. Les composantes des champs sont obtenues en remplaçant $k_1, u, J_n, J_{n-1}, J_{n+1}$ par $k_2, w, K_n, -K_{n-1}, K_{n+1}$ et en multipliant par le facteur $\frac{J_n(u)}{K_n(w)}$.

2.2.2. Equations caractéristiques

Les paramètres P, u, w et h sont déterminés par les conditions aux limites qui donnent les relations suivantes

$$\begin{aligned} \left(\frac{u}{a}\right)^2 &= k_1^2 - h^2 \\ \left(\frac{w}{a}\right)^2 &= h^2 - k_2^2 \\ P &= \frac{n_1 \left(\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2} \right)}{\eta_1 + \eta_2} \\ (\eta_1 + \eta_2)(k_1^2 n_1 + k_2^2 n_2) &= n^2 h^2 \left(\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2} \right) \end{aligned} \quad (II)$$

$$\text{avec } \eta_1 = \frac{J'_n(u)}{u J_n(u)} \quad \text{et} \quad \eta_2 = \frac{K'_n(w)}{w K_n(w)}$$

Les différentes solutions du système (II) donnent les modes du guide d'onde diélectrique.

2.2.3. Solutions : Modes transversaux, Modes hybrides

Un mode donné est désigné par deux lettres *E* et (ou) *H* et deux nombres *n* et *m*. Le premier nombre *n* est l'ordre de la fonction de Bessel qui décrit les composantes longitudinales. Le second nombre *m* désigne le rang de la racine de la *n*^e fonction de Bessel, solution du système (II).

Les calculs montrent qu'il existe :

- pour *n* = 0 :
des modes du type *E*_{0,*m*}(*TM*_{0,*m*}) ou *H*_{0,*m*}(*TE*_{0,*m*}) admettant comme fréquence de coupure :

$$\omega_{cm} = \frac{u_m}{a\sqrt{\epsilon_1\mu_0 - \epsilon_2\mu_0}} \text{ soit } \frac{2a}{\lambda_{c,m}} = \frac{u_m}{\pi\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}$$

u_m étant la *m*^e racine de *J*₀.

- pour *n* = 1, *m* = 1 :
un mode hybride *HE*₁₁ qui n'a pas de fréquence de coupure et se propage donc quel que soit, à fréquence fixe, le rapport 2*a*/λ₀. Quand ce rapport diminue, une partie de l'énergie se propage à l'extérieur de la fibre dans le milieu (2) sous forme d'onde de surface.

- pour *n* ≥ 1, *m* > 1 :
des modes hybrides *HE*_{*n,m*} et *EH*_{*n,m*} ; si les indices *n*₁ et *n*₂ sont proches, les modes *HE*_{*n,m*} sont caractérisés par *P* ≈ −1 et les modes *EH*_{*n,m*} par *P* ≈ +1. Tous ces modes ont une pulsation de coupure ω_{*c,n,m*}.

2.2.4. Classement des modes

Reprenons une des équations du système (II) :

$$\left(\frac{u}{a}\right)^2 = k_1^2 - h^2 \text{ .}$$

Posons *h* = $\frac{2\pi n_e}{\lambda_0}$ avec *n_e* « indice apparent » du mode.

Comme on ne s'intéresse qu'aux modes guidés c'est-à-dire que l'on suppose qu'il n'y a pas de rayonnement, on a :

$$n_1 \geq n_e \geq n_2$$

donc : $h \geq \frac{2\pi n_2}{\lambda_0}$ et avec $k_1 = \frac{2\pi n_1}{\lambda_0}$:

$$u \leq \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \text{ ;}$$

si on pose : $R = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \text{ ,} \tag{3}$

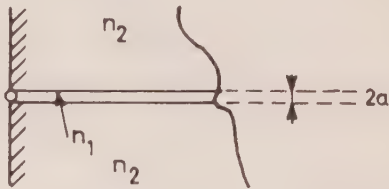
on a : $0 \leq u \leq R \text{ .}$

La quantité *R* fixe donc le nombre et la nature des modes susceptibles de se propager dans une fibre

donnée. Comme on connaît [6] pour les modes les plus bas l'intervalle de variation de *u*, on peut classer les modes en fonction de *R* (Tableau I).

TABEAU I
CLASSIFICATION DES MODES EN FONCTION DE *R*
ET DIAMÈTRES CORRESPONDANTS DE LA FIBRE
POUR DIVERS INDICES

<i>R</i>	Modes	Diamètre 2 <i>a</i>	
		<i>n</i> ₁ = 1,5 <i>n</i> ₂ = 1	<i>n</i> ₁ = 1,62 <i>n</i> ₂ = 1,52
0	<i>HE</i> ₁₁		
2,405	<i>TE</i> ₀₁ - <i>TM</i> ₀₁ - <i>HE</i> ₂₁	0,683 λ ₀	1,38 λ ₀
3,832	<i>HE</i> ₁₂ - <i>EH</i> ₁₁ - <i>HE</i> ₃₁	1,08 λ ₀	2,19 λ ₀
5,135	<i>EH</i> ₂₁ - <i>HE</i> ₄₁	1,45 λ ₀	2,83 λ ₀
5,520	<i>TE</i> ₀₂ - <i>TM</i> ₀₂ - <i>HE</i> ₂₂	1,57 λ ₀	3,18 λ ₀
6,379	<i>EH</i> ₃₁ - <i>HE</i> ₅₁	1,81 λ ₀	3,64 λ ₀
7,016	<i>HE</i> ₁₃ - <i>EH</i> ₁₂ - <i>HE</i> ₃₂	2,0 λ ₀	4,0 λ ₀



$$R = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Les figures 5 et 6 donnent en fonction de *n*₁ et *n*₂ les valeurs de 2*a* pour lesquelles il n'existe qu'un nombre donné de modes.

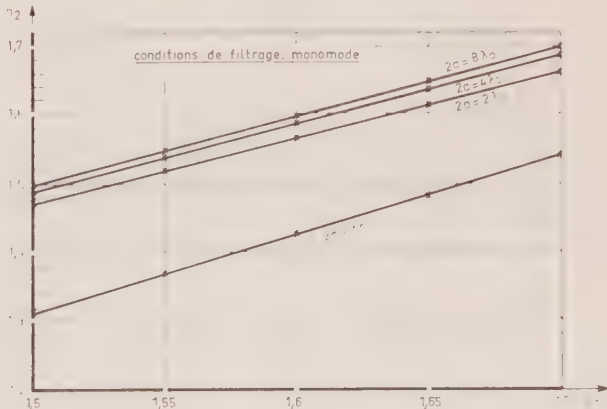


FIG. 5. — Indice du milieu extérieur en fonction de l'indice du milieu intérieur et du diamètre pour un seul mode (*R* = 2,3).

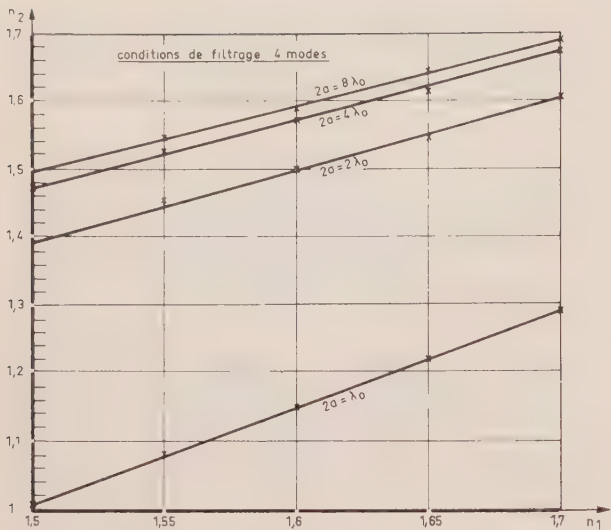


FIG. 6. — Indice du milieu extérieur $n_2 = f(n_1, 2a)$. Pour $R = 3,5$. 4 modes.

La figure 7 donne un exemple de courbes représentant la pulsation en fonction de la constante de propagation.

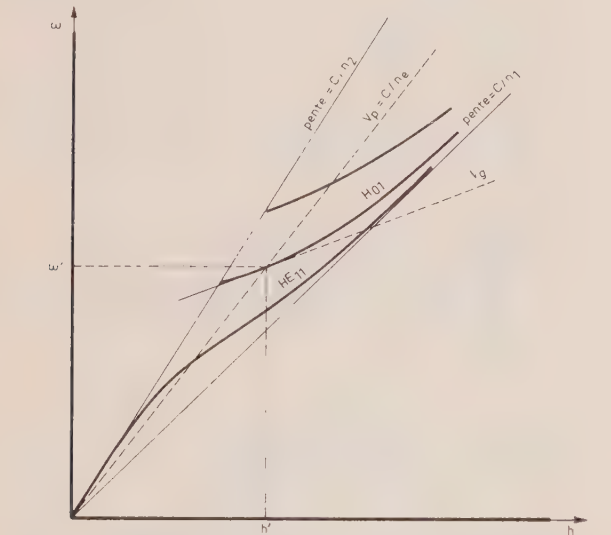


FIG. 7. — Pulsation ω en fonction de la constante de propagation. Chaque mode est représenté par une courbe comprise entre des droites de pente c/n_1 et c/n_2 . V_p vitesse de phase, V_g vitesse de groupe au point h' , ω' .

2.3. ATTÉNUATION - PERTES

2.3.1. Expression générale

Les calculs précédents ont été faits en supposant que les milieux (1) et (2) étaient sans pertes. Nous allons maintenant supposer que le milieu (1) présente des pertes, et que le milieu (2) est de l'air $n_2 = 1$.

Le calcul se fera par la méthode des perturbations. On suppose que les pertes sont suffisamment faibles pour que les solutions de l'équation caractéristique (1) restent les mêmes et que les champs, en première approximation, gardent la même forme que dans le cas où les pertes sont nulles.

Le milieu (1) peut être caractérisé par une conductivité :

$$\sigma = \omega \epsilon_1 \operatorname{tg} \delta \qquad \epsilon'_1 = \epsilon_1(1 - j \operatorname{tg} \delta) .$$

La constante de propagation h devient complexe :

$$h = \beta - j\alpha$$

avec :

$$2\alpha = \left| \frac{1}{P_T} \times \frac{dP_T}{dz} \right| .$$

P_T : puissance totale transmise ;

dP_T : variation de puissance transmise dans le milieu (1) pour une tranche de longueur dz :

$$dP_T = - \sigma \int_{r \leq a} E^2 dS dz .$$

La puissance transmise est donnée par :

$$P_T = \int_{r \leq a} (E_{r1} H_{\theta 1}^* - E_{\theta 1} H_{r1}^*) dS_1 + \int_{r \geq a} (E_{r2} H_{\theta 2}^* - E_{\theta 2} H_{r2}^*) dS_2$$

Tous calculs faits, on trouve, pour le coefficient d'atténuation α , une expression de la forme :

$$\alpha = \frac{1}{2} \eta A \tag{4}$$

avec :

$$\sigma = \omega \epsilon_1 \operatorname{tg} \delta = \sigma \epsilon_0 n_1^2 \operatorname{tg} \delta$$

et :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}}, \text{ impédance d'onde du milieu (2) ;}$$

le facteur A est de la forme :

$$A = \frac{\frac{n_1^2 - 1}{w^2} \frac{F_n^2 + \frac{1}{u^2} - \frac{n^2}{u^4}}{\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2}} + X_n(L_n^2 + M_n^2) + 4n \frac{L_n M_n}{u^4}}{L_n X_n(n_1^2 + M_n^2) + L_n Y_n(1 + M_n^2) + \frac{2n M_n}{u^4}(n_1^2 + M_n^2) - \frac{2n M_n}{w^4}(1 + L_n^2)} \tag{5}$$

où : n est l'ordre du mode,

n_1 l'indice du milieu (1),

u, w les racines de l'équation caractéristique (1).

$$F_n = \frac{J'_n(u)}{uJ_n(u)}$$

$$G_n = \frac{K'_n(w)}{wK_n(w)}$$

$$L_n = \left(\frac{\frac{n_1^2}{u^2} + \frac{1}{w^2}}{\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$M_n = \left(\frac{n_1^2 F_n + G_n}{F_n + G_n} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$X_n = F_n^2 + \frac{2F_n + 1}{u^2} - \frac{1}{u^4}$$

$$Y_n = -G_n^2 - \frac{2G_n - 1}{w^2} + \frac{n^2}{w^4}$$

On peut donc écrire :

$$A = f\left(\frac{2a}{\lambda_0}, u, w, n_1, n\right)$$

Quand le milieu (2) est de l'air, α en décibels par mètre est donné par :

$$\alpha = 27,3 \frac{n_1^2 \operatorname{tg} \delta}{\lambda_0} A,$$

(6)

formule dans laquelle :

λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre,
 $\operatorname{tg} \delta$ la tangente de l'angle de perte.

Quand $\frac{2a}{\lambda_0} \gg 1$, A tend vers $1/n_1$. L'atténuation tend vers α_0 , atténuation de l'onde plane dans le milieu indéfini.

Quand $\frac{2a}{\lambda_0} \ll 1$, A tend vers 0.

On trouvera figures 8 et 9 les courbes de variations de A et de l'atténuation relative α/α_0 pour le mode HE_{11} .

2.3.2. Localisation de l'énergie

Lorsqu'un mode est proche de la coupure, la vitesse de groupe tend vers 0 ; en même temps, une grande partie de l'énergie se propage dans le milieu (2) sous forme d'onde de surface. Le mode HE_{11} n'a pas de coupure, il se propage donc quel que soit le rapport $2a/\lambda_0$, cependant une grande partie de l'énergie se trouve dans le milieu (2). On a tracé figure 10 le rapport entre l'énergie dans le milieu (2) et l'énergie totale transportée.

Il est donc possible, avec une fibre non gainée plongée dans l'air ou le vide, de réaliser un guide d'ondes lumineuses monomode, présentant des pertes

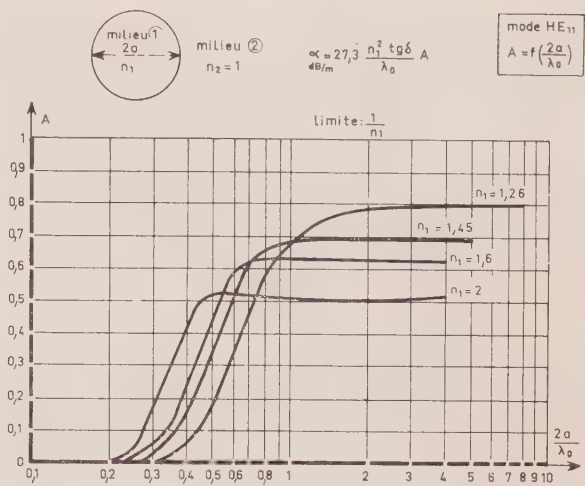


FIG. 8. — Courbes de variation du facteur A en fonction de $2a/\lambda_0$.

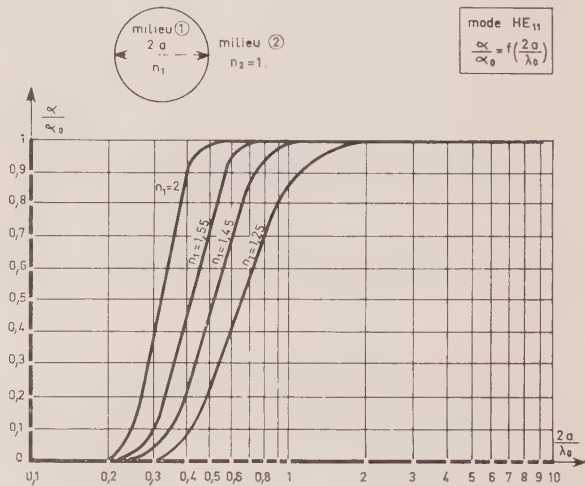


FIG. 9. — Atténuation relative α/α_0 en fonction de $2a/\lambda_0$. α_0 = atténuation de l'onde plane dans le milieu (1) indéfini.

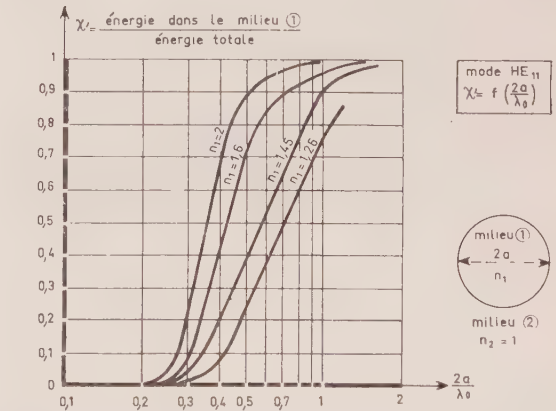


FIG. 10. — Variation du rapport entre l'énergie transportée dans la fibre (milieu (1)) et l'énergie totale.

a priori aussi faibles que l'on veut. Il suffit, en effet de diminuer le rapport $2a/\lambda_0$. Il est bien évident qu'une limite existe, elle sera déterminée par les imperfections et irrégularités qui feront rayonner l'onde de surface.

Quand les milieux intérieur et extérieur sont dissipatifs, fibre de verre gainée par un autre verre, ou par une matière plastique transparente (Plexiglass, Stratyl, Orma 1 000, etc.), les atténuations nominales (α_0 , et α_{02}) sont, en général, du même ordre de grandeur et les pertes ne diminueront plus avec le diamètre comme dans le cas précédent : elles resteront comprises entre celles du milieu (1) et celles du milieu (2).

2.3.3. Pertes des matériaux

Les pertes dans un diélectrique sont provoquées par deux phénomènes : la diffusion et l'absorption.

— La diffusion provient soit de défauts cristallins, soit d'inclusions. Elle est fonction de la longueur d'onde. Pour des matériaux amorphes de bonne qualité, elle est en général négligeable par rapport à l'absorption.

— Les bandes d'absorption sont dues, dans les solides, à des résonances moléculaires ou électroniques. Pour les longueurs d'onde comprises entre 100 μ et 1 μ , presque tous les matériaux présentent des raies de résonances (spin, moléculaires) donnant lieu à de fortes absorptions particulièrement dans les polymères à longue chaîne. Dans la bande 0,3 μ à 0,1 μ , ce sont les résonances électroniques qui existent. Pour la bande intermédiaire, c'est-à-dire de 1 μ à 0,3 μ , les matériaux transparents n'ont pas de bandes d'absorption propre, c'est la présence d'impuretés qui les crée.

En particulier, dans le cas des verres optiques de qualité, c'est la présence d'ions Fe^{++} et Fe^{+++} qui provoque l'absorption. Les ions Fe^{++} ont une bande d'absorption centrée autour de 1 μ , tandis que les ions Fe^{+++} ont une bande centrée autour de 0,4 μ . Pour fixer les idées une concentration en fer de 10^{-6} provoque une absorption de 43 dB/km, soit une transmission de $5 \cdot 10^{-5}$ /km à 0,5 μ de longueur d'onde [3].

A l'heure actuelle, les meilleurs matériaux transparents sont les suivants :

— verre optique, quartz amorphe, polyméthyle métacrylate (plexiglass) et polystyrène.

On trouvera figures 11, 12 et 13 des courbes typiques d'absorption pour le verre, le quartz et le plexiglass [3].

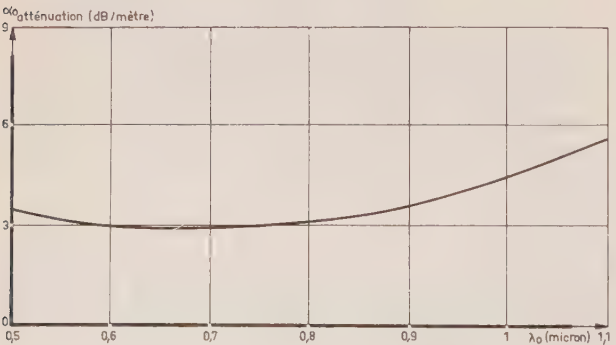


FIG. 11. — Atténuation dans le verre [3].

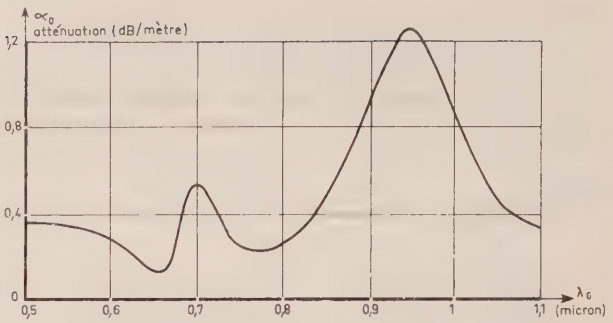


FIG. 12. — Atténuation dans le quartz amorphe [3].



FIG. 13. — Atténuation dans le polyméthyle métacrylate (plexiglass) [3].

Le plexiglass (qui pourrait d'ailleurs être amélioré) et le quartz sont difficiles à obtenir en fibres sur de grandes longueurs.

Actuellement les verres optiques de qualité, en particulier ceux qui sont susceptibles d'être fibrés, ont des coefficients d'absorption de 1 dB/m à 3 dB/m.

On a réalisé en laboratoire, en diminuant la concentration en ions fer, des verres qui ne présentent plus que 0,2 dB/m. Enfin, il n'est pas déraisonnable d'espérer atteindre des coefficients de l'ordre de 0,02 dB/m (20 dB/km) en réduisant encore la proportion de fer.

2.3.4. Effet des courbures

Lorsque la propagation guidée ne s'effectue plus en ligne droite, mais que la fibre a un certain rayon de courbure, une partie de l'énergie est rayonnée. Le traitement mathématique complet de ce problème est complexe, car les variables de l'équation caractéristique (1) ne sont pas séparées. Néanmoins,

une étude en onde millimétrique à montré que lorsque le rayon de courbure est assez grand, supérieur à $1\,000\ \lambda_0$, les pertes par rayonnement sont négligeables. Etant donné les longueurs d'onde transportées par les fibres de verre ($0,4\ \mu$ à $1\ \mu$), on peut dire que les pertes sont pratiquement nulles pour des rayons de courbures de l'ordre du mm.

2.3.5. Effet des irrégularités

L'examen des fibres de verre au microscope électronique a permis de mettre en évidence un certain nombre de défauts : trous dans le verre (diamètre de l'ordre de $100\ \text{\AA}$), variations d'indice provoquées par l'étréage, faibles variations de diamètre (inférieures à 10^{-2} en valeur relative).

Les pertes par rayonnement, ou diffusion, occasionnées par ces hétérogénéités ont été étudiées, au moins en partie. KAO [3] a montré, en particulier, par une étude en onde millimétrique, que les variations périodiques du diamètre de la fibre provoquent des pertes par rayonnement proportionnelles au carré des variations relatives de ce diamètre.

Expérimentalement, il est difficile de séparer les pertes de ce type de celles produites par l'absorption. On verra cependant que l'absorption est prépondérante.

2.4. CAPACITÉ D'INFORMATION

2.4.1. Bande passante

L'ordre de grandeur des fréquences ($\simeq 5 \cdot 10^{14}$ Hz) associées aux ondes lumineuses permet le transport par les fibres de verre d'une grande quantité d'informations. Trois facteurs limitent la capacité d'information : la nature et la stabilité des modes, la dispersion, et la puissance maximale susceptible d'être supportée par la fibre.

Pour la transmission de l'information, il est essentiel de n'avoir qu'un mode, sinon les imperfections entraîneraient des conversions de mode et l'information serait complètement brouillée puisque chaque mode se propage avec une vitesse différente.

La dispersion habituelle, c'est-à-dire le changement d'indice de réfraction en fonction de la longueur d'onde, est négligeable si on considère, par exemple, une fréquence optique modulée à 1 GHz. La variation de longueur d'onde ne représente alors que $1,5 \cdot 10^{-6} \lambda_0$, c'est-à-dire ($7 \cdot 10^{-3}\ \text{\AA}$ à $\lambda_0 = 0,5\ \mu$). Par contre, si on se reporte aux courbes ω en fonction de h (fig. 7), on voit que la vitesse de phase de l'onde guidée varie avec ω . C'est ce qui va produire une dispersion.

Prenons $\Delta V_p = 10^{-6}$ pour une variation de fréquence de 1 GHz, cela correspond à un temps de retard Δt pour 10 km de :

$$\Delta t \simeq \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^5} = \frac{10^{-10}}{3} \text{ s.}$$

c'est-à-dire, un écart de phase de 12° pour 1 GHz de bande.

La puissance maximale admissible est déterminée

par la rigidité diélectrique du verre. La densité de puissance doit être telle que le champ électrique correspondant soit inférieur à la tension de claquage. Comme il faut une fibre monomode, la condition de filtrage :

$$R = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \leq 2,405.$$

impose un diamètre maximal.

Par exemple, pour une fibre où $n_1 = 1,62$; $n_2 = 1,52$; $\lambda_0 = 0,63\ \mu$, on trouve $2a \leq 0,85\ \mu$.

Si la densité de puissance maximale, est égale à $100\ \text{MW/cm}^2$, la puissance maximale admissible pour une telle fibre est de :

$$P = (0,43)^2 \cdot \pi \cdot 10^{-8} \cdot 10^8 \simeq 0,5\ \text{W.}$$

Supposons que, pour une liaison donnée, les caractéristiques imposées soient les suivantes : rapport signal/bruit à la réception $\geq 40\ \text{dB}$ et pertes entre répéteur, $60\ \text{dB}$. Le signal à l'entrée de la fibre doit être au moins à $100\ \text{dB}$ au-dessus du bruit.

Admettons que le bruit du détecteur soit thermique et égal à $2\ \text{KTB}$; pour 1 Hz de bande il est égal à : $2 \times 1,4 \cdot 10^{-23} \times 300\ \text{W} = 8,4 \cdot 10^{-21}\ \text{W}$ ou encore $170\ \text{dB}$ au-dessous du mW.

Avec une puissance incidente de $100\ \text{mW}$, on pourra donc avoir une bande de $10^9\ \text{Hz}$, c'est-à-dire 1 GHz.

2.4.2. Transmission des impulsions

Les fibres de verre monomodes présentent aussi un grand intérêt dans la transmission des impulsions à front très raide, dont le temps de montée est de l'ordre de la nanoseconde. En effet, pour transmettre, sans déformation, de telles impulsions, il faut non seulement une très grande bande passante 1 GHz mais une propagation monomode. Sinon, chaque mode se propageant à une vitesse différente, il arriverait au récepteur un train d'impulsions, dont la somme ne serait plus à front raide.

Si on prend l'exemple d'une grosse fibre ($2a = 20\ \lambda_0$), les variations de vitesse de propagation sont de l'ordre de 20 %, ce qui, pour 10 m, représente un retard de 6 ns.

3. Etude expérimentale

3.1. ETUDE EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

Comme nous ne disposons pas de fibre optique non gainée, de diamètre suffisamment faible ($2a \leq 0,6\ \lambda_0$) pour ne propager qu'un seul mode, nous avons fait une étude à $135\ \text{GHz}$ ($\lambda_0 = 2,2\ \text{mm}$), afin de vérifier les calculs théoriques d'atténuation pour le mode HE_{11} .

3.1.1. Montage

Nous avons utilisé du fil de téflon qui est, avec le quartz, un des meilleurs diélectriques pour ces fré-

quences. Le montage était celui qui est représenté en figure 14.

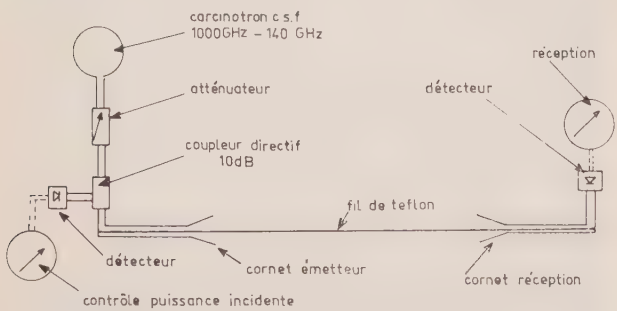


FIG. 14. — Montage expérimental.

Pour mesurer l'atténuation, indépendamment des pertes d'excitation, on fait varier la longueur de fil. La pente de la courbe d'atténuation fournit les pertes par unité de longueur.

3.1.2. Résultats

Les fils de téflon utilisés étaient de diamètre suffisamment faible ($2a/\lambda_0 \leq 0,6$) pour que tous les modes, autres que le mode HE_{11} soient sous coupure.

On a obtenu, pour différents diamètres, les résultats donnés par le tableau II.

TABEAU II

$2a$ mm	$\frac{2a}{\lambda_0}$	α théorique dB/m	α mesuré dB/m
1,15	0,52	1,3	1,4
0,97	0,44	1	0,9
0,83	0,38	0,5	0,5
0,75	0,34	0,3	0,35

Nous avons aussi vérifié expérimentalement que les pertes augmentent, au lieu de diminuer, lorsque le diamètre devient trop petit par rapport à la longueur d'onde ($2a/\lambda_0 \leq 0,25$). En effet, dans ce cas, presque toute l'énergie est localisée à l'extérieur du fil où elle se propage sous forme d'onde de surface. Mais, cette onde est très peu « accrochée » au milieu matériel et les plus petites imperfections ou courbures, font rayonner une partie de l'énergie guidée, ce qui se traduit par une augmentation des pertes.

3.2. DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL POUR LES LONGUEURS D'ONDES OPTIQUES

Ce dispositif dont on peut voir une photographie, figure 15, est schématisé par la figure 16 :

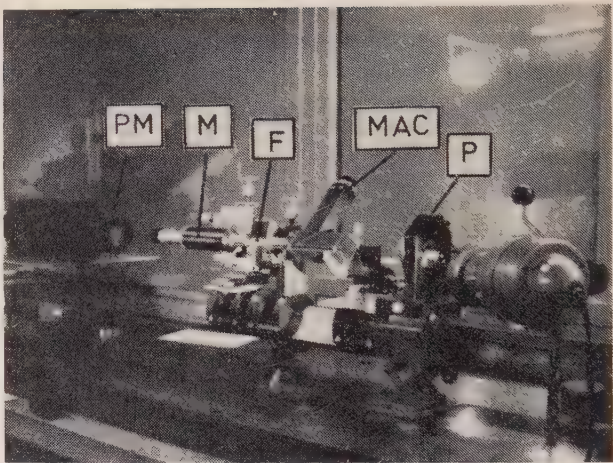


FIG. 15 a. — Appareillage de mesure. P : polariseur. MAC : microscope auto-collimateur. F : fibre. M : microscope. PM : photomultiplicateur.

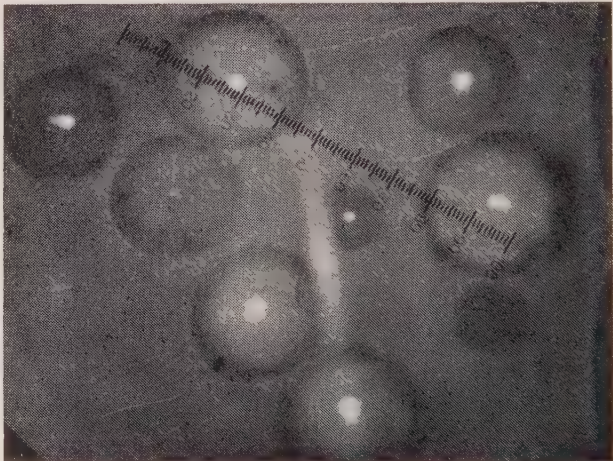


FIG. 15 b. — Faisceau de fibre en lumière incohérente (1 division du micromètre : 1 μ .)

La lumière émise par un laser traverse un système afocal qui réduit la divergence du faisceau.

Le faisceau entre ensuite dans un dispositif d'auto-collimation constitué par :

- un objectif de microscope (grossissement de 5 à 100),
- une lame semi-réfléchissante,
- un oculaire de grossissement 10.

Le microscope permet la localisation, l'observation et l'excitation des fibres.

A l'autre extrémité de la fibre se trouve un autre microscope, suivi d'un appareil de mesure : cellule ou photomultiplicateur.

Le support de la fibre et les deux microscopes sont montés sur des platines à trois axes, dont les déplacements sont commandés par des vis micrométriques.

3.3. MISE EN ŒUVRE DES FIBRES. POLISSAGE

L'étude expérimentale a été faite avec des fibres fabriquées par la compagnie de Saint-Gobain.

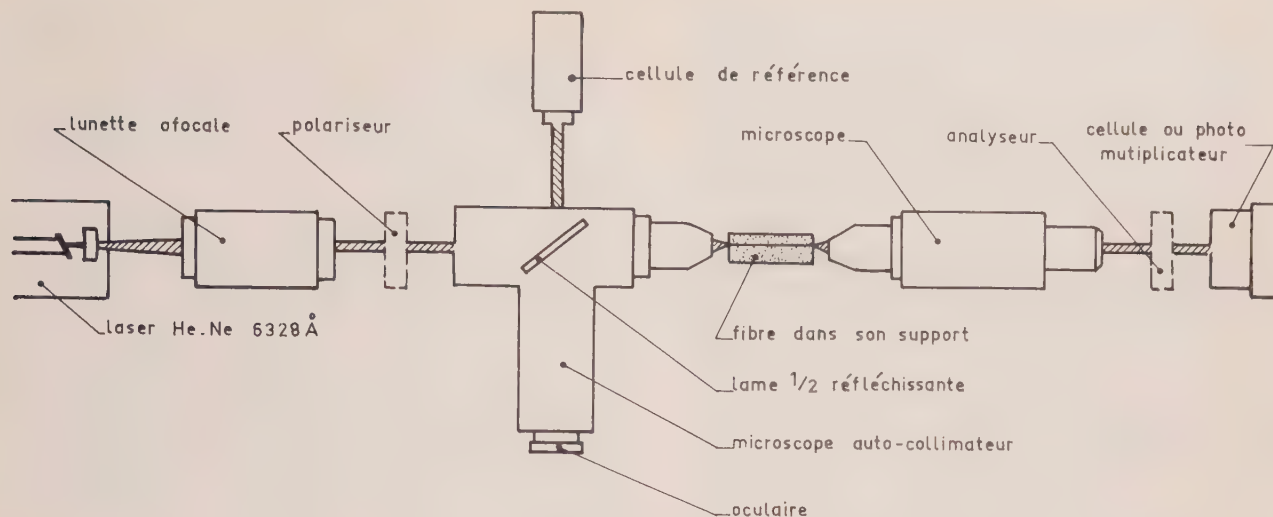


FIG. 16. — Schéma du montage expérimental pour l'étude des fibres de verre.

Avant toute expérimentation, il faut résoudre deux problèmes : la tenue mécanique des fibres qui sont beaucoup trop fragiles pour être manipulées sans support, le polissage des faces extrêmes.

Après de nombreux essais, nous avons adopté, selon les cas, un des montages représentés figure 17.

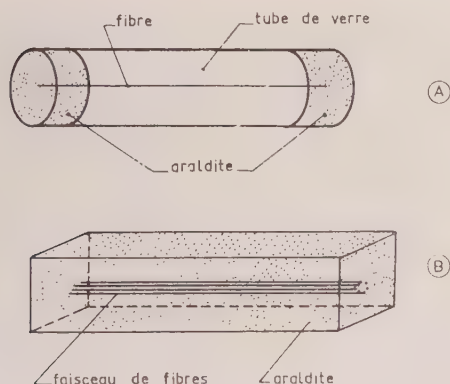


FIG. 17. — Montage des fibres.

Nous avons résolu le problème du polissage en employant, pour mouler les fibres, un matériau de dureté aussi élevée que possible (araldite), et en procédant à un polissage très progressif afin de ne pas faire éclater les fibres.

3.4. MESURE DE L'ATTÉNUATION

3.4.1. Dans des fibres gainées « ordinaires »

Les mesures ont été faites sur des fibres de 50 mm, 100 mm et 150 mm de longueur et de 100 μ, 75 μ et 50 μ de diamètre.

Le faisceau incident, dont la puissance est constamment contrôlée par la cellule de référence, est focalisé sur l'extrémité de la fibre par un objectif de microscope de grossissement 40 (4,5 mm de focale). L'énergie

transmise par la fibre est mesurée par une autre cellule. Le rapport en décibels entre l'énergie incidente et l'énergie transmise, donne l'atténuation totale.

De ces mesures, on peut déduire :

- 1° les pertes par unité de longueur : pente des courbes d'atténuation,
- 2° les pertes d'excitation : ordonnée à l'origine.

TABLEAU III

$$\begin{aligned} &\text{ATTÉNUATION TOTALE} \\ &= \text{PERTES D'EXCITATION} + \text{ATTÉNUATION} \\ &= 10 \log \frac{\text{NIVEAU INCIDENT}}{\text{NIVEAU TRANSMIS}} \end{aligned}$$

Longueurs	Diamètres		
	Ø = 100 μ	Ø = 75 μ	Ø = 50 μ
50 mm	0,69	0,73	0,73
	0,71	0,74	0,72
	0,70	0,70	0,70
100 mm	0,82	0,87	0,86
	0,84	0,86	0,87
	0,86	0,88	0,86
150 mm	1,04	1,05	1,04
	0,96	1,05	0,97
	0,98	1,01	0,99
920 mm	1,02		1,00
	3,4 dB		

Dans l'ensemble, les résultats figurant au tableau III ne sont pas trop dispersés et on trouve :

- 0,15 dB / 50 mm, soit 3 dB/m d'atténuation moyenne ;
- 0,56 dB de perte d'excitation (12 %).

Les pertes d'excitation proviennent, d'une part de la réflexion vitreuse sur les deux faces extrêmes de la fibre, soit 4 % par face, et d'autre part, de la diffusion provoquée par un polissage imparfait.

3.5. ETUDE DES MODES D'ORDRE FAIBLE DANS LES FIBRES DE 2 μ

Etant donné qu'il n'est pas possible actuellement de fabriquer des fibres non gainées de diamètre inférieur à 5 μ , nous avons demandé à la Cie de Saint-Gobain de réaliser de petites fibres enrobées dans une gaine très épaisse et d'indice proche. Saint-Gobain a fabriqué pour nous des fibres de 1,8 à 2 μ , enrobées dans une gaine de 45 μ (fig. 18).

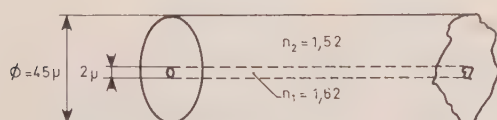
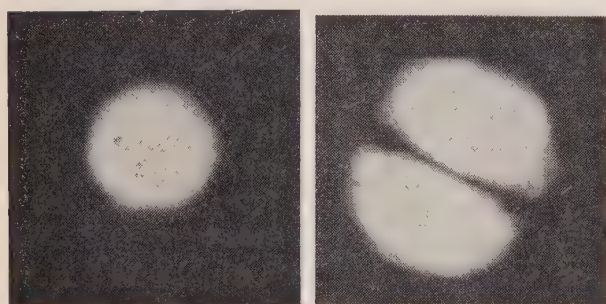
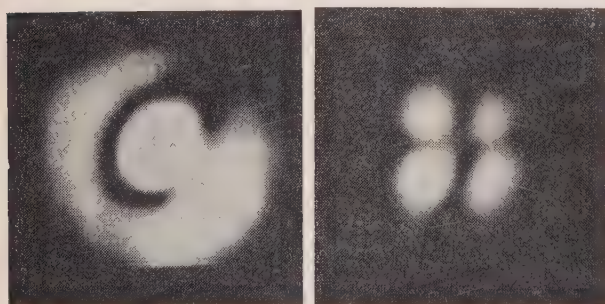


FIG. 18.



Mode fondamental
HE₁₁

Combinaison des modes
H₀₁ - E₀₁ : HE₂₁



Mode HE₁₂

Mode HE₂₁



Mode HE₃₁

FIG. 19.
Photographies
des distributions d'intensité
produites par différents modes.

Pour ces valeurs, le « diamètre caractéristique »

$$R = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \text{ vaut } R = 5,02 \text{ pour } 2a = 1,8 \mu$$

et $R = 5,58$ pour $2a = 2 \mu$. Si on se reporte au tableau I, on voit que pour $2a = 1,8 \mu$, il y a 7 modes possibles et 12 pour $2a = 2 \mu$.

Malgré le nombre élevé des modes qui peuvent exister dans de telles fibres, on peut, en agissant sur les conditions d'excitation (angle d'ouverture, inclinaison, symétrie, etc.), arriver à n'exciter qu'un seul mode.

Les photographies de la figure 19, montrent la répartition d'intensité créée par certains de ces modes à l'extrémité d'une fibre. Quelques modes sont très difficiles à exciter seuls, car ils ont des caractéristiques proches (vitesse de phase, symétrie, répartition des champs, etc.), c'est le cas par exemple des modes H₀₁ et E₀₁.

Même si, par une excitation sélective, on n'excite qu'un mode dans une fibre a priori multimode, il sera très difficile d'utiliser cette fibre comme vecteur d'informations. En effet, les plus petites imperfections, les moindres variations d'excitation, les courbes brusques, entraînent des conversions de modes.

Nous avons vérifié ce phénomène grâce au montage de la figure 20.

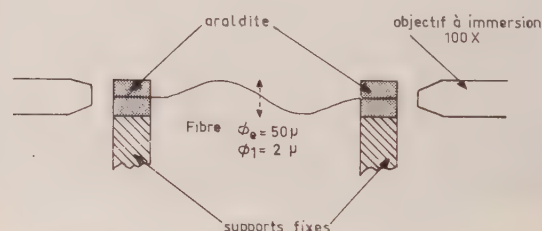


FIG. 20.

En déplaçant la fibre, tout en maintenant une excitation parfaitement constante, on voit la répartition d'intensité caractéristique du mode excité se modifier pour donner une répartition correspondant à un ou plusieurs autres modes. On obtient le même résultat en maintenant la fibre fixe et en déplaçant très légèrement l'objectif d'excitation. Un déplacement d'une fraction de micron est suffisant pour passer d'un mode à un ou plusieurs autres.

3.6. FIBRE MONOMODE

3.6.1. Réalisation. Etirage

Comme nous l'avons vu, les plus petites fibres que nous possédions étaient encore bien trop grosses pour être monomodes dans le visible.

Il nous restait alors deux solutions :

- soit travailler dans l'infrarouge $\lambda_0 = 1$ à 1,5 μ .
- soit réétirer nous-mêmes ces fibres.

Utiliser l'infrarouge, outre les difficultés que cela

représente, aurait fait perdre une grande part de son intérêt à l'étude.

Nous avons donc choisi la deuxième solution : le réétirage. Nous y avons procédé grâce au montage représenté figure 21.

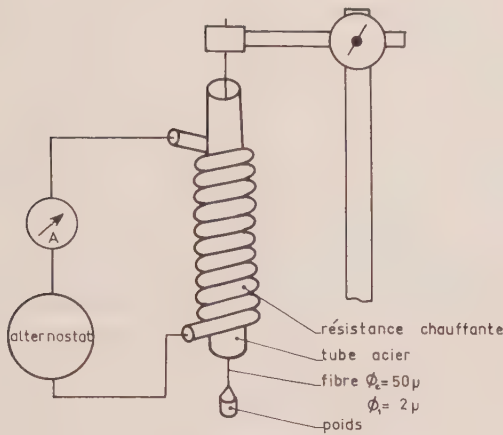


FIG. 21.

La fibre est suspendue dans un tube chauffant et tendue par un poids de 1 à 2 g. Puis, elle est chauffée

progressivement ; dès qu'elle commence à s'allonger, on coupe le chauffage.

Nous avons pu obtenir ainsi des fibres de quelques centimètres de longueur et de diamètre intérieur de 0,8 à 0,4 µ. Le diamètre intérieur des fibres réétirées est déterminé par le diamètre extérieur, car le rapport des diamètres reste constant au moins à 1 % près ($\phi_i/\phi_e \simeq 23$). Voir figure 22.

Etant donné que la condition de filtrage pour $\lambda_0 = 0,63 \mu$ est $2a \leq 0,87 \mu$, la fibre réétirée est monomode dès que le diamètre de la gaine extérieure est inférieur à 20 µ.

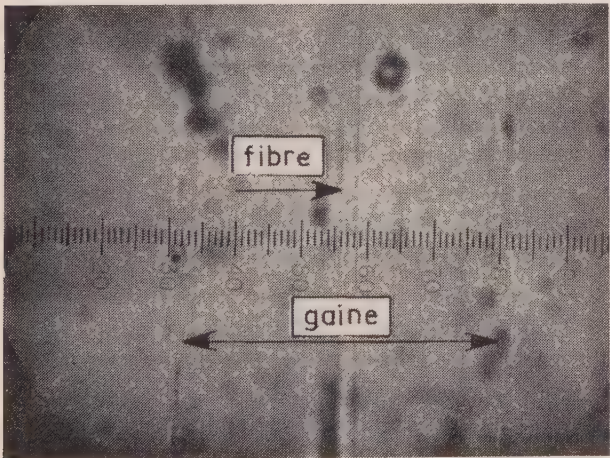
3.6.2. Etude du mode fondamental

Le mode fondamental HE_{11} présente dans une section droite de la fibre la répartition de la figure 23 [5].

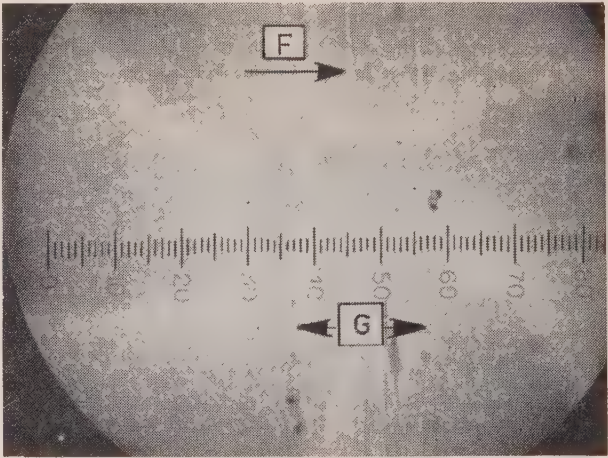
La polarisation (direction du champ électrique) est presque uniforme.

Nous avons vérifié expérimentalement, sur des fibres réétirées, de diamètre extérieur inférieur à 20 µ, les points suivants :

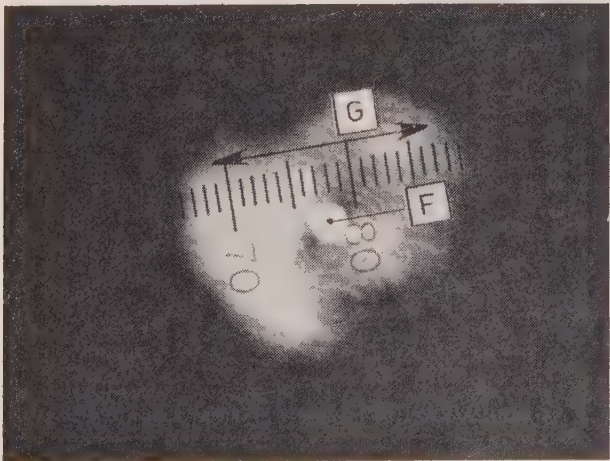
— L'excitation ne joue aucun rôle : quelle que soit la manière dont on excite ces fibres, on obtient la répartition caractéristique du mode HE_{11} (fig. 24).



A



B



C

FIG. 22. — Exemple d'étirage.
1 division du micromètre = 1 µ.
A) Avant tirage.
B) Après tirage
C) Fibre monomode diamètre $\simeq 0,8\mu$.

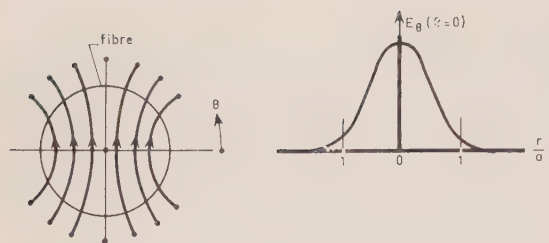


FIG. 23. — Distribution du champ électrique pour le mode HE₁₁.

Seule la puissance couplée à la fibre varie avec l'excitation.

— Quel que soit le rayon de courbure réalisé, il n'y a pas de conversion de mode. Pour vérifier ce fait, nous nous sommes servis d'un montage analogue à celui du paragraphe 3.5.

— En analysant le champ à l'extrémité de la fibre avec un polariseur, on peut obtenir l'extinction presque complète. Cela montre que la polarisation est presque uniforme et parallèle à une direction fixe.

— Si on photographie la fibre plusieurs fois à éclaircissement constant, en augmentant le temps de pose, on voit (fig. 24) que le diamètre de la tache impressionnée augmente. La répartition de l'intensité dans une section droite de la fibre est donc bien rapidement décroissante en fonction de la distance du centre de la fibre.

Ces expériences montrent qu'il n'y a qu'un seul mode possible et que ce mode est le fondamental HE₁₁.

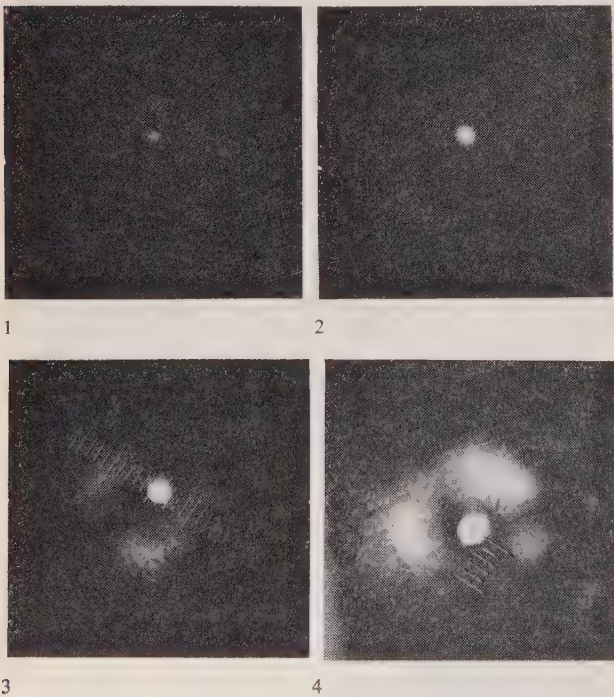


FIG. 24. — Répartition de l'énergie dans une fibre mono-mode. Mode fondamental HE₁₁. Éclaircissement constant, temps de pose variable. 1 division = 1 μ.

- (1) Pose 1/60 s.
- (2) Pose 1/60 × 6 s.
- (3) Pose 1/60 × 60 s.
- (4) Pose 1/60 × 180 s.

3.6.3. Mesure des champs dans une section droite

Nous avons relevé l'intensité (carré du champ électrique E_θ) le long d'un diamètre passant par le centre de la fibre et perpendiculaire au plan de polarisation ($\theta = 0$) à l'aide du montage de la figure 25.

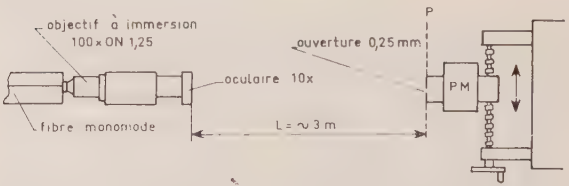


FIG. 25. — Variations de l'intensité sur un axe perpendiculaire au plan de polarisation. Exemple de mesure.

On projette avec le microscope, l'image de l'extrémité de la fibre sur le plan P, ce qui donne un grossissement de 6 000 à 10 000 selon la distance L.

On observe alors dans ce plan, une distribution d'intensité lumineuse (caractéristique du mode HE₁₁, voir fig. 19) que l'on mesure, en déplaçant un photomultiplicateur (PM) le long d'un axe perpendiculaire au plan de polarisation. On a choisi ce plan, d'une part, parce qu'il est facile à déterminer avec précision et d'autre part, pour des raisons de calculs (sur cet axe, seule la composante E_θ existe pour le mode HE₁₁).

Le PM est diaphragmé par une ouverture de 0,25 mm, ce qui assure une analyse ponctuelle, et travaille dans la partie linéaire de ses caractéristiques. Dans ces conditions, la tension à la sortie du PM est proportionnelle au carré du champ électrique (intensité) au point considéré.

La figure 26 montre un exemple de mesure. Pour déterminer le maximum d'intensité dans les deux plans

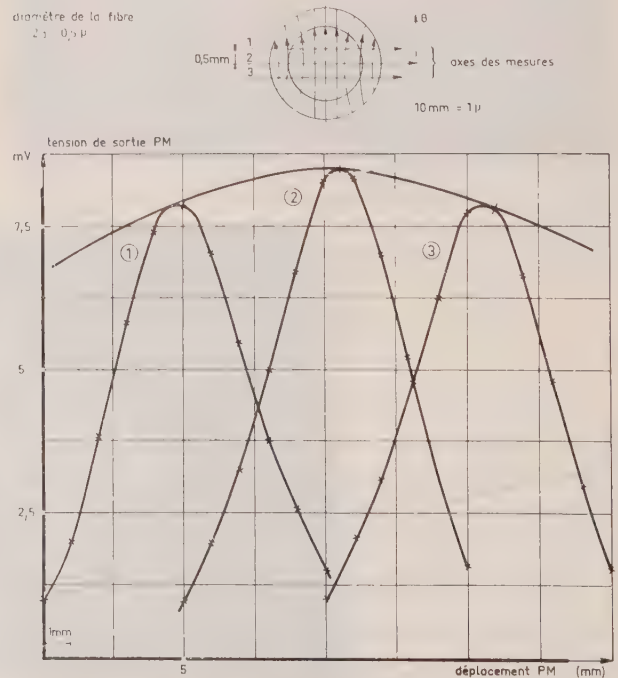


FIG. 26. — Echelle 10 mm = 1 μ.

avec plus de précision, on fait des coupes tous les 0,5 mm dans la région du centre. Comme le niveau d'excitation de la fibre est maintenu rigoureusement constant, on peut être certain que la coupe, qui passe par le centre, est celle qui donne le maximum de tension (courbe 2 de la figure 26).

En projetant dans le plan *P*, l'image d'un microscope étalonné, on a une mesure précise du grossissement.

3.6.4. Résultats théoriques. Résultats expérimentaux

Les courbes expérimentales relevées telles que celles de la figure 26, ne sont pas directement exploitables. En effet, étant donné la finesse des phénomènes observés (diamètre des fibres de 0,4 à 0,8 μ ; largeur à demi-hauteur des diagrammes d'intensité 0,5 à 0,8 μ), il faut tenir compte de la résolution du microscope.

L'objectif à immersion utilisé, d'ouverture numérique 1,25, a une résolution de $\frac{0,61\lambda_0}{1,25} = 0,3 \mu$ qui correspond à la largeur à 3 dB de la figure de diffraction (fig. 27).

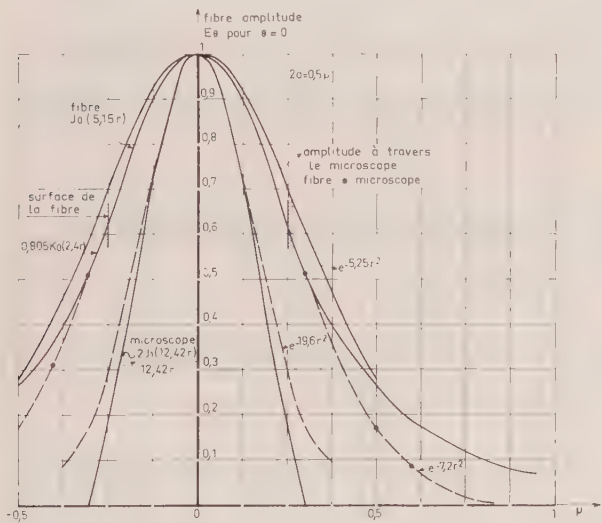


FIG. 27. — Répartitions théoriques d'amplitude pour le microscope et une fibre de diamètre 0,5 μ. Répartition résultante.

La largeur à 3 dB des répartitions calculées, varie selon le diamètre de la fibre de 0,4 μ à 0,8 μ (fig. 27 et 28).

Ce qu'on pourra observer, à travers le microscope, sera le produit de convolution à deux dimensions, entre l'amplitude du diagramme de diffraction du microscope et celle de la répartition théorique calculée.

Pour le microscope, l'amplitude est de la forme :

$$2 \frac{J_1(r)}{r} = F(r) .$$

La répartition théorique pour la fibre est donnée par les équations (I) avec $n = 1$ (mode HE_{11}) :

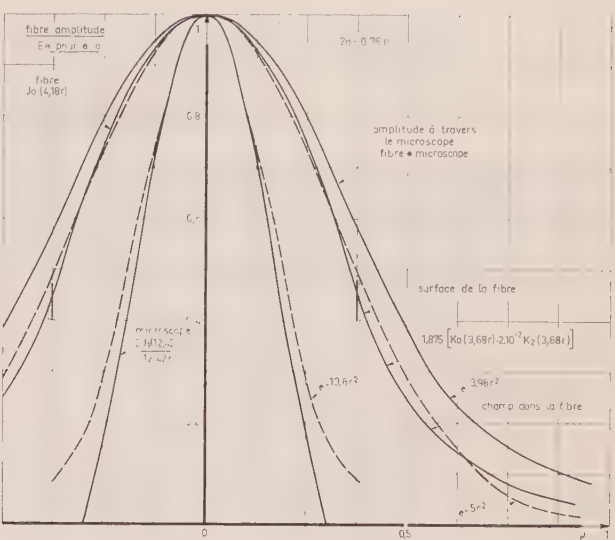


FIG. 28. — Répartitions théoriques d'amplitude pour le microscope et une fibre de diamètre 0,76 μ. Répartition résultante.

$$G(r) \begin{cases} E_\theta \sim J_0\left(\frac{ur}{a}\right) + z_1 J_2\left(\frac{ur}{a}\right) & \text{pour } 0 \leq r \leq a \\ E_\theta \sim A \left[K_0\left(\frac{wr}{a}\right) - z_2 K_2\left(\frac{wr}{a}\right) \right] & \text{pour } a \leq r \end{cases}$$

$z_1 z_2 \ll 1$

Les autres composantes E_z et E_r , sont nulles pour $\theta = 0$.

Pour deux répartitions $F(x, y)$ et $G(x, y)$ L'expression générale du produit de convolution est de la forme :

$$C(t) = \iint_{R^2} F(x, y) G(t-x, y) \, dx dy .$$

Pour pouvoir faire explicitement le calcul dans le cas qui nous intéresse, on approche les distributions d'amplitude du microscope et de la fibre par des fonctions de GAUSS de révolution $e^{-\alpha r^2}$ et $e^{-\beta r^2}$.

Il faut alors calculer une intégrale de la forme :

$$A(t) = \iint_{R^2} e^{-\alpha(x^2+y^2)} e^{-\beta[(t-x)^2+y^2]} \, dx dy .$$

qui s'intègre facilement, les variables étant séparées. Tous calculs faits, on trouve :

$$A(t) = \frac{\pi}{\alpha + \beta} e^{-\frac{\alpha\beta}{\alpha + \beta} t^2} .$$

On a tracé, figures 27 et 28, les différentes exponentielles qui approchent les fonctions, ainsi que les courbes résultantes. On voit bien que l'approximation faite ne sera valable que pour des distances au centre

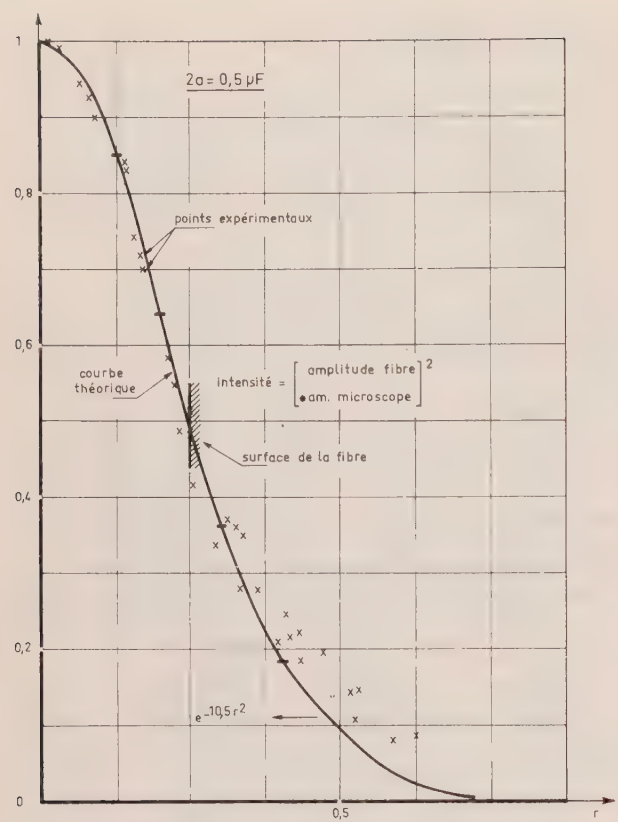


FIG. 29. — Courbe théorique d'intensité et résultats expérimentaux pour une fibre de diamètre $0,5 \mu$.

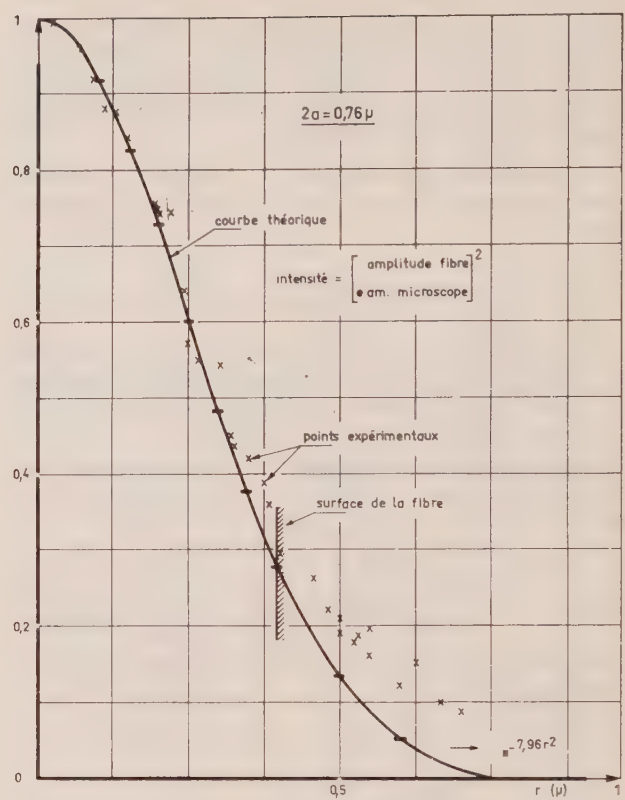


FIG. 30. — Courbe théorique d'intensité et résultats expérimentaux pour une fibre de diamètre $0,76 \mu$.

assez faibles, puisqu'ensuite les exponentielles s'écartent sensiblement des courbes théoriques.

On a reporté sur les figures 29 et 30, les répartitions théoriques résultantes en intensité et les points expérimentaux.

Pour $2a = 0,5 \mu$ (fig. 29), on voit que les résultats expérimentaux, compte tenu de la dispersion des mesures, recouvrent très bien la courbe théorique, au moins pour $r \leq 0,35 \mu$. Pour $r \geq 0,35 \mu$, nous savons que le calcul théorique n'est plus valable, ce qui explique l'écart observé (voir fig. 27).

Mêmes remarques pour $2a = 0,76 \mu$ (fig. 30). La zone de validité du calcul étant ici un peu plus grande $r \leq 0,6 \mu$ (fig. 28).

4. Conclusion

Les résultats obtenus dans cette étude montrent qu'il est possible de réaliser, avec les fibres optiques, des guides de lumière qui sont de véritables guides d'ondes, tout à fait analogues aux guides hyperfréquences.

En particulier, les fibres monomodes, que nous avons développées, sont tout à fait adaptées au transport de l'information. Si, actuellement, les fibres présentent encore des pertes trop importantes pour pouvoir être utilisées sur de grandes distances, nous

avons vu que des verres, à très faibles pertes, sont à l'étude qui permettraient de réaliser des fibres présentant des pertes de 20 à 30 dB/km.

Dans l'immédiat, ces fibres monomodes seraient utilisables pour le transport des impulsions ultrarapides (temps de montée $\leq 0,5 \text{ ns}$) intégrées dans un calculateur par exemple.

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur SPITZ qui a été à l'origine de l'étude. L'auteur voudrait lui exprimer ici toute sa reconnaissance pour son aide et pour les conseils qu'il a bien voulu lui prodiguer.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] SIMON J.C. et SPITZ E. — Propagation guidée de lumière cohérente. *Le Journal de Physique*, tome 24, fév. 1963, p. 147.
- [2] BRUHAT G. — Cours de physique générale « optique ». Masson.
- [3] KAO C. — Dielectric fibre surface waveguide for optical frequencies. Standard Telecommunication Laboratories, Harlow, Essex.
- [4] KAPANY N.S. — Fibers optics waveguide effects. *J.O.S.A.*, vol. 51, oct. 1961, pp. 1067-1078.
KAPANY N.S., BURKE J.J. and FRAME K. — Radiation characteristics of circular dielectric waveguides. *Applied optics*, vol. 4, n° 12, déc. 1965, p. 1534.
- [5] KIELY D.G. — Dielectric Aerials. Methuen and Cie.
- [6] LUNEBURG I. and SNITZER E. — Characteristics of dielectric waveguides modes. American Optical Company, Southbridge, Massachusetts.

TRAITEMENT SYSTÉMATIQUE DES ÉLÉMENTS A CARACTÉRISTIQUE MULTILINÉAIRE DANS LES SYSTÈMES ASSERVIS *

PAR

J.F. LE MAITRE, J.G. PAQUET, J.C. GILLE

*Département de Génie Electrique, Faculté des Sciences
Université Laval, Québec, Canada.*

1. Introduction

La méthode de l'équivalent harmonique, lorsqu'elle est utilisée pour étudier le comportement des asservissements non linéaires, nécessite la construction d'un lieu « critique » gradué en amplitude. Lorsque la caractéristique de l'élément est symétrique, dépourvue d'hystérésis et formée de segments de droites, cette méthode peut être simplifiée comme nous nous proposons de le montrer dans cet article.

Considérons l'élément représenté à la figure 1, dont la caractéristique est multilinéaire et symétrique.

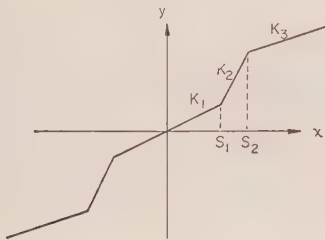


FIG. 1. — Exemple d'une caractéristique multilinéaire et symétrique.

Si l'entrée de cet élément est du type $x = X \sin \omega t$, l'approximation du premier harmonique [1] conduit à calculer l'amplitude du premier harmonique du signal de sortie. C'est là que réside la difficulté principale de cette méthode car cela nécessite la connaissance analytique du signal de sortie et, en plus, un calcul mathématique plus ou moins compliqué. De plus, ce calcul est à refaire pour chaque type de non-linéarité, de sorte que, dans le cas d'une caractéristique multilinéaire à plusieurs segments, la méthode habituelle (tracé du gain équivalent en fonction de l'amplitude d'entrée) devient pratiquement inabordable [1].

Dans ce qui suit, nous proposons à l'intention des ingénieurs de travaux d'études une technique de

traitement d'une non-linéarité du type ci-dessus qui consiste à décomposer la caractéristique en une somme de caractéristiques simples (du type amplificateur avec seuil).

2. Formule générale

Considérons, à titre d'exemple, la caractéristique représentée à la figure 1, formée de trois segments de droite et symétrique par rapport à l'origine. La généralisation à un nombre quelconque de segments ne présente aucune difficulté. On peut considérer que la réponse d'un tel organe non linéaire est la somme des réponses de plusieurs organes non linéaires plus simples (fig. 2), chacun de ceux-ci étant un amplificateur avec seuil. Ainsi, dans notre exemple, l'organe non linéaire de caractéristique impaire formée de trois segments de droite de pente K_1 , K_2 , K_3 peut être remplacé par trois organes non linéaires mis en parallèle dont les caractéristiques sont linéaires et respectivement de pente K_1 , $K_2 - K_3$, $K_3 - K_2$ et de seuil 0, S_1 , S_2 (fig. 2).

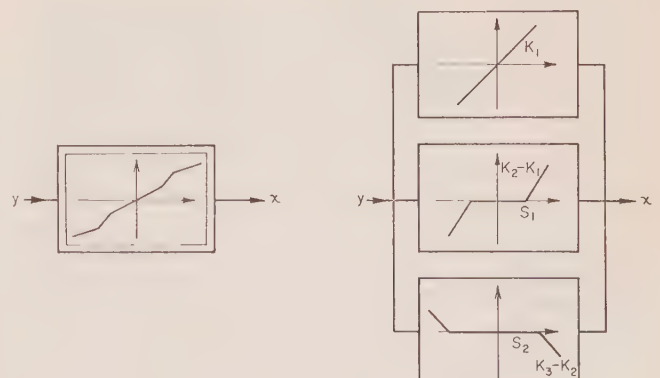


FIG. 2. — Décomposition d'un élément multilinéaire en trois éléments de caractéristique simple.

(*) Publié avec l'autorisation du Conseil Canadien des Recherches pour la Défense (DRB 4003-04)

Or on sait que l'amplitude du premier harmonique de la sortie d'un élément linéaire avec seuil (fig. 3) est égale à [1] :

$$\left. \begin{aligned} W &= 0 && \text{pour } X < S_i \\ W &= KX - KXf_i && \text{pour } X > S_i \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

avec

$$f_i = \frac{2}{\pi}(\omega t_i + \frac{1}{2} \sin 2 \omega t_i) \quad (2)$$

et

$$t_i = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{S_i}{X} \quad (3)$$

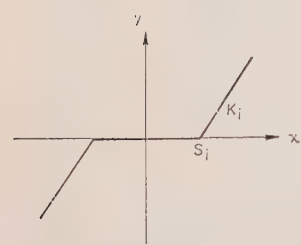


FIG. 3.

Pour une caractéristique multilinéaire on ajoute des expressions du type (1) en donnant successivement à K , les valeurs $K_1, K_2 - K_1, K_3 - K_2$; on obtient finalement [2] :

$$\left. \begin{aligned} W &= K_1 X && 0 < X < S_1 \\ W &= (K_1 - K_2) X f_1 + K_2 X && S_1 < X < S_2 \\ W &= (K_1 - K_2) X f_1 + (K_2 - K_3) f_2 X + K_3 X && S_2 < X \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Remarque : Si la caractéristique est discontinue (fig. 4) par exemple pour $x = S_1$, les formules n'étant

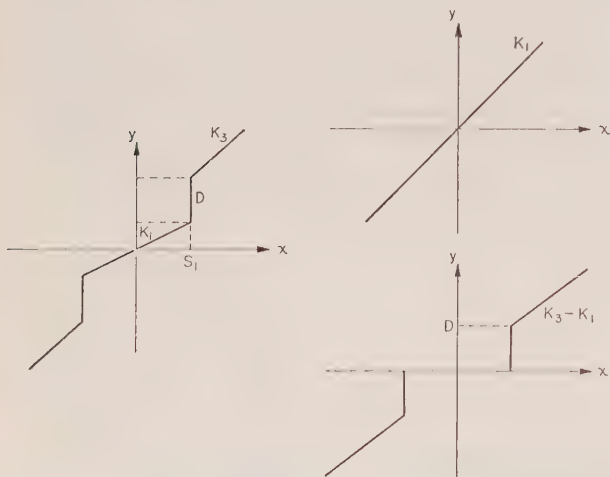


FIG. 4. — Cas d'une discontinuité.

pas applicables pour une pente infinie, on raisonne directement. Soit D la discontinuité ; il suffit d'ajouter à W le terme :

$$4 \frac{2}{T} \int_{t_1}^{T/4} D \sin \omega t = \frac{4D}{\pi} \cos \omega t_1 \quad (5)$$

3. Tracé de $W(X)$

Le tracé de $W(X)$ se déduit facilement de la caractéristique non linéaire $y(x)$. En effet, on a lorsqu'on s'éloigne des points de discontinuité :

$$X f_i \neq \frac{2}{\pi} \left(\frac{S_i}{X} + \frac{S_i}{X} \right) X = \frac{4S_i}{\pi}$$

car

$$\frac{S_i}{X} = \sin \omega t_i \neq \omega t_i \quad .$$

Ainsi les équations (4) deviennent :

$$\left. \begin{aligned} W \neq W_a &= K_1 X && X < S_1 \\ W \neq W_a &= (K_1 - K_2) \frac{4S_1}{\pi} + K_2 X && S_1 < X < S_2 \\ W \neq W_a &= (K_1 - K_2) \frac{4S_1}{\pi} + (K_2 - K_3) \frac{4S_2}{\pi} + K_3 X && S_2 < X \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

La courbe $W(X)$ admet donc pour courbe asymptotique une courbe multilinéaire $W_a(X)$ définie par (6).

Si on compare les équations (6) avec les équations définissant la caractéristique multilinéaire qui sont :

$$\left. \begin{aligned} y &= K_1 x && 0 < x < S_1 \\ y &= (K_1 - K_2) S_1 + K_2 x && S_1 < x < S_2 \\ y &= (K_1 - K_2) S_1 + (K_2 - K_3) S_2 + K_3 x && S_2 < x \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

La relation entre (6) et (7) est évidente : la courbe $W_a(X)$ est la même que la partie positive de la caractéristique $y(x)$ à cela près que les points de discontinuité sont $(4/\pi)S_1, (4/\pi)S_2, (4/\pi)S_3$; il revient aussi au même de dire que les ordonnées à l'origine de chacune des droites sont multipliées par le facteur $4/\pi$ (fig. 5).

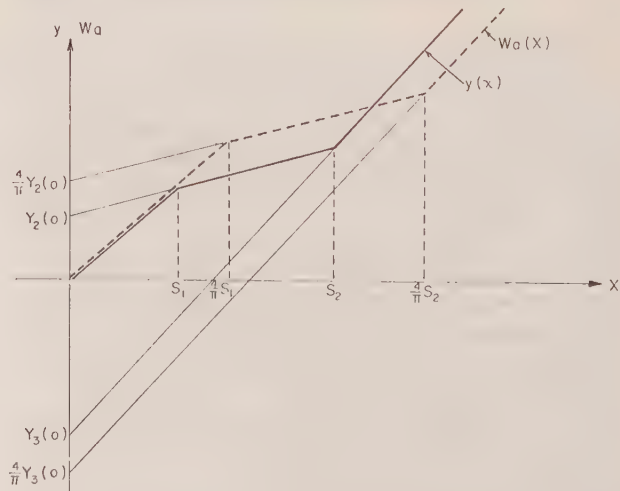


FIG. 5. — Construction graphique de $W_a(X)$ à partir de $y(x)$.

De plus, en étudiant de plus près l'allure de la courbe $W(X)$, on démontre que celle-ci est tangente à la courbe $W = K_1 X$ pour $X = S_1$. En effet, on a :

$$\frac{dW}{dX} = (K_1 - K_2)f_1 + K_2 + (K_1 - K_2)\frac{df_1}{dX}X$$
$$\frac{df_1}{dX} = \frac{2}{\pi} (1 + \cos 2\omega t_1) \frac{d\omega t_1}{dX} = -\frac{2}{\pi X} \sin 2\omega t_1$$

$$W - W_a = 0$$
$$W - W_a = S_1(K_1 - K_2)\left(f_1 \frac{X}{S_1} - \frac{4}{\pi}\right)$$
$$W - W_a = S_1(K_1 - K_2)\left(f_1 \frac{X}{S_1} - \frac{4}{\pi}\right) + S_2(K_1 - K_2)\left(f_2 \frac{X}{S_2} + \frac{4}{\pi}\right)$$

$$\left. \begin{array}{l} 0 < X < S_1 \\ S_1 < X < S_2 \\ S_2 < X \end{array} \right\} \quad (9)$$

D'où :

$$\frac{dW}{dX} = \frac{2}{\pi} (K_1 - K_2)(\omega t_1 - \frac{1}{2} \sin 2\omega t_1) + K_2 \quad (8)$$
$$\left(\frac{dW}{dX}\right)'_{\omega t_1} = \frac{2}{\pi} (K_1 - K_2)(1 - \cos 2\omega t_1)$$

cette égalité est du signe de $K_2 - K_1$.

$$\left(\frac{dW}{dX}\right)_{\omega t_1 = 0} = K_2 \quad \left(\frac{dW}{dX}\right)_{\omega t_1 = \pi/2} = K_1$$

$\frac{dW}{dX}$ croît ou décroît de K_1 à K_2 et est positif.
 $W(X)$ est donc toujours croissant.

De plus $\left(\frac{dW}{dX}\right)_{X=S_1} = K_1$

La courbe $W(X)$ est tangente à la courbe $W = K_1 X$ pour $X = S_1$.

En résumé, on a trouvé les propriétés suivantes pour la courbe $W(X)$ (fig. 6) :



FIG. 6.

- elle est tangente à la première droite au premier point de discontinuité,
- elle est asymptote à une courbe multilinéaire $W_a(X)$ qui se déduit simplement de la caractéristique $y(x)$,

— elle ne traverse pas son asymptote car f_i est toujours positif.

Une construction plus exacte de $W(X)$ peut se faire en utilisant les abaques donnant $f_i(X/S)$ [1].

4. Construction pratique à partir d'une courbe unique

Il est intéressant de connaître la valeur exacte de $W(X)$ pour les points de discontinuité de $W_a(X)$, soit pour $X = 4S_1/\pi$ et $4S_2/\pi$. Pour cela, on étudie la différence $W - W_a$; d'après (4) on a :

On pose $\mu(X/S_i) = \frac{f_i(X/S_i) - 4/\pi}{1 - 4/\pi}$

ce qui donne, puisque l'ordonnée à l'origine du segment de pente K_2 de la caractéristique non linéaire vaut

$$y_2(0) = (K_1 - K_2)S_1$$

et de même $W_{a2}(0) = (K_1 - K_2)\frac{4}{\pi}S_1$:

$$W - W_a = 0$$
$$W - W_a = [y_2(0) - W_{a2}(0)]\mu(X/S_1)$$
$$W - W_a = [y_2(0) - W_{a2}(0)]\mu(X/S_1) + [y_3(0) - W_{a3}(0)]\mu(X/S_2)$$

$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \quad (10)$$

La figure 7 donne la courbe $\mu(X/S_1)$ en fonction de X/S_1 . En particulier pour $X/S_1 = 4/\pi$, $\mu(4/\pi) = 0,525$

Ceci montre qu'au point de discontinuité $X = \frac{4}{\pi}S_1$,

la courbe exacte se situe environ à égale distance de la courbe asymptotique et de la caractéristique.

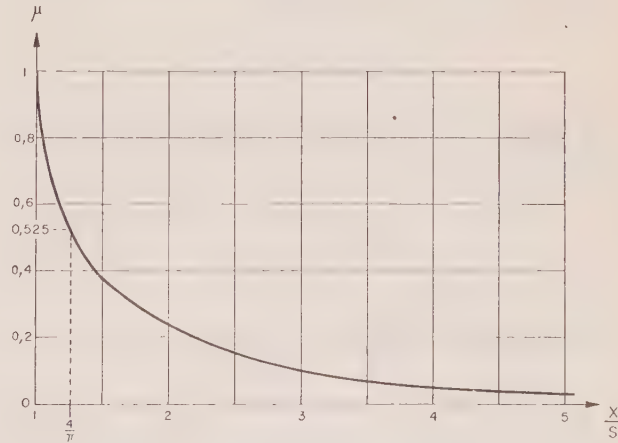


FIG. 7.

De façon analogue, n'importe quel point de la courbe exacte $W(X)$, peut être obtenue à l'aide de la courbe donnée (fig. 7) et de la caractéristique.

5. Exemple

Considérons le système représenté à la figure 8, pour lequel on désire étudier le comportement en régulateur.

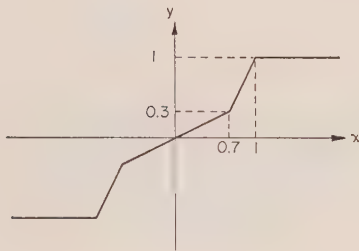
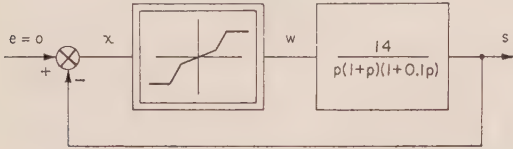


FIG. 8.

La caractéristique est définie par les équations :

$$\begin{aligned} y(x) &= 0,43x & 0 < x < 0,7 \\ y(x) &= -1,34 + 2,34x & 0,7 < x < 1 \\ y(x) &= 1 & 1 < x \end{aligned}$$

La courbe asymptotique de $W(X)$ est définie par les équations (6), soit :

$$\begin{aligned} W_a(X) &= 0,43X & 0 < X < 0,89 \\ W_a(X) &= -1,70 + 2,34X & 0,89 < X < 1,27 \\ W_a(X) &= 1,27 & 1,27 < X \end{aligned}$$

L'organe non linéaire, étant symétrique, n'introduit pas de déphasage et la pulsation ω_0 de l'oscillation libre est solution de l'équation :

$$\angle L(j\omega) = -180^\circ$$

soit $\omega_0 = 3,1$ (fig. 9). A cette pulsation, $|L(j\omega_0)| = 1,4$, l'amplitude X de l'erreur est donnée en résolvant l'équation :

$$N(X) = \frac{1}{|L(j\omega_0)|}$$

c'est-à-dire
$$\frac{W(X)}{X} = -\frac{1}{|L(j\omega_0)|}.$$

Graphiquement, on obtient la solution X de cette dernière équation en coupant le lieu $W(X)$ par la droite d'équation $X/|L(j\omega_0)|$ (voir fig. 10).

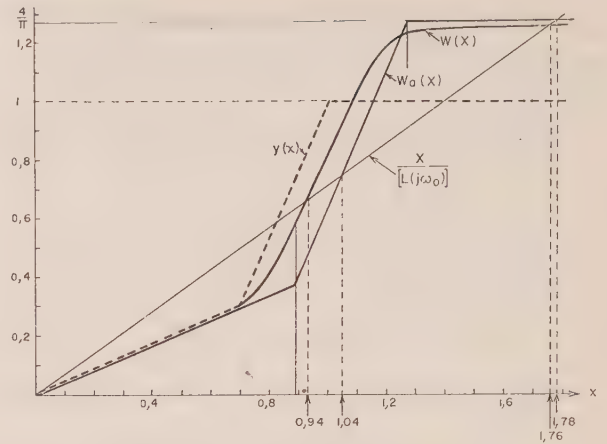


FIG. 9. — Lieu de Nyquist de $14/p(1+p)(1+0,1p)$.

Si on résout le problème à l'aide de la courbe asymptotique $W_a(X)$, la solution est immédiate et donne :

$$X_1 = 1,04 \text{ et } X_2 = 1,78$$

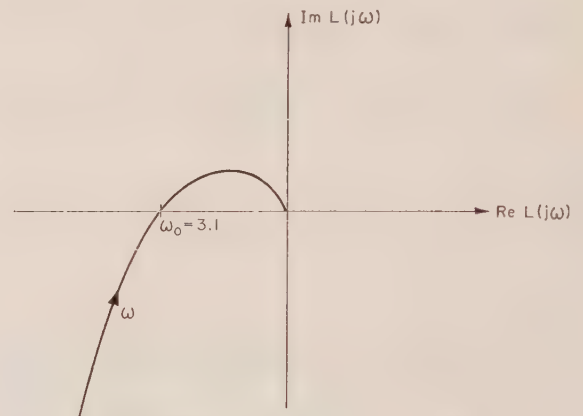


FIG. 10. — Détermination graphique de l'amplitude de l'oscillation libre.

Plus précisément, la solution peut être obtenue à partir de la courbe exacte $W(X)$. Celle-ci est confondue avec la droite $W = 0,43X$ jusqu'à $X = 0,7$; aux points de discontinuité, on trouve, en utilisant successivement les formules (10), $W = 0,57$ et $1,23$.

Ainsi, les valeurs trouvées graphiquement par la méthode du premier harmonique sont : $X'_1 = 0.94$ et $X'_2 = 1.76$.

On voit donc que l'erreur faite en utilisant la courbe asymptotique est, dans le cas le plus défavorable (près de la discontinuité) d'environ 10 %, tandis qu'elle est pratiquement nulle dès qu'on s'éloigne de la discontinuité.

L'étude de la stabilité de l'oscillation se fait en utilisant les critères classiques ; dans le cas traité ici, seule l'oscillation de grande amplitude est stable [2 et 3].

6. Conclusion

La méthode qui vient d'être exposée étudie les asservissements possédant un élément à caractéristique multilinéaire sans effectuer le calcul du gain équivalent ; elle présente ainsi l'avantage de rester facile d'application même lorsque la caractéristique possède plusieurs points de discontinuité. De plus, elle permet de voir rapidement l'influence des divers types de non-linéarités sur le comportement du système. En particulier, les considérations sur la stabilité de la courbe asymptotique, obtenue à partir de la caractéristique elle-même, permet une synthèse préliminaire rapide et déjà précise du système asservi.

L'extension de cette méthode au calcul des oscillations forcées présente un intérêt accru et fera l'objet d'un article subséquent.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GILLE J.C., DECAULNE P. et PELEGRIN M. — « Méthodes modernes d'étude des systèmes asservis », (Dunod, Paris 1960), pp. 176-214.
- [2] NASLIN P. — « Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires », (Dunod, Paris 1962), p. 231, p. 310.
- [3] MINORSKY N. — « Nonlinear Oscillations », (D. Van Nostrand 1962), p. 165-168.

Étude et réalisation d'un OSCILLATEUR ASSERVI A LA PHASE D'UNE ONDE ÉTALON périodiquement interrompue

PAR

G. THOMAS

*Laboratoire de Radioélectricité
Faculté des Sciences de Rennes*

1. Introduction

Le but de cette étude est d'examiner s'il est possible de transférer à un oscillateur local la stabilité d'une fréquence étalon émise sous forme discontinue, par exemple modulée par des signaux Mors. On peut ainsi dégénérer complètement la modulation et réaliser sur place une porteuse continue stable permettant les réglages aisés d'un étalon primaire local.

L'oscillateur local est un quartz de 1 MHz que nous devons verrouiller par l'émission de RUGBY sur 16 kHz. Cette émission est, durant la plus grande partie de la journée, modulée par l'indicatif de la station.

2. Principe de l'asservissement de phase

Le dispositif classique d'asservissement de phase [1] (fig. 1) comporte :

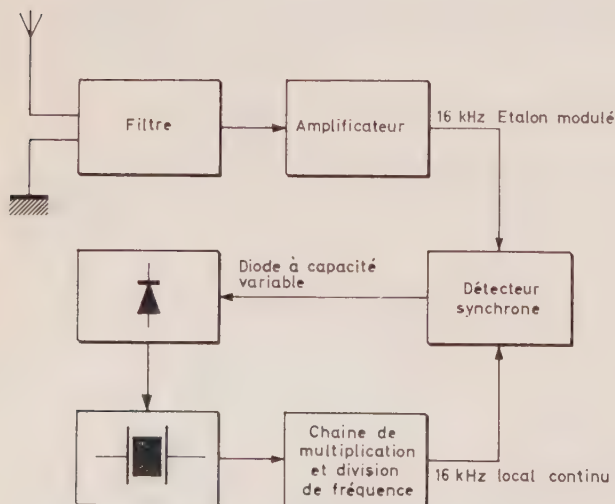


FIG. 1.

a) Un récepteur à amplification directe transistorisé, équipé d'un filtre à circuits multiples, qui fournit le signal étalon S_1 à 16 kHz (émission de RUGBY).

b) L'oscillateur local 1 MHz, suivi d'une chaîne de multiplicateurs et de diviseurs qui réalisent la fréquence S_2 de 16 kHz.

c) Un détecteur synchrone comparant S_1 et S_2 . Sa tension de sortie est proportionnelle au déphasage entre les deux signaux.

d) Une diode à capacité variable attaquée par la sortie du détecteur synchrone.

Les techniques de réalisation sont classiques et nous ne les décrivons pas.

3. Etude théorique de l'asservissement

Le schéma fonctionnel de l'asservissement est présenté figure 2.

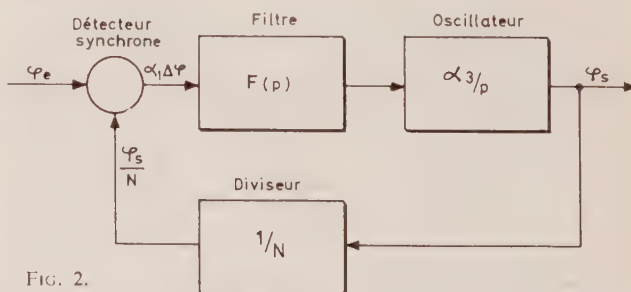


FIG. 2.

3.1. ETUDE DES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS DE LA BOUCLE

3.1.1. Le détecteur synchrone

Si nous appliquons aux entrées du détecteur synchrone les deux tensions :

$$S_1 = E_1 \sin(2\pi ft + \varphi_1)$$

$$S_2 = E_2 \cos(2\pi ft + \varphi_2)$$

(la cohérence de phase introduit un décalage de $\pi/2$)
Nous obtenons à la sortie :

$$E = 2kS_1S_2, \text{ soit}$$
$$E = kE_1E_2 [\sin(4\pi ft + \varphi_1 + \varphi_2) + \sin(\varphi_1 - \varphi_2)]$$

Le facteur de modulation isolé nous donne finalement pour la tension de sortie V_1 :

$$V_1 = \alpha_1 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$$
$$V_1 = \alpha_1 \sin \Delta \varphi$$

3.1.2. L'oscillateur

La fréquence de l'oscillateur est fonction de la polarisation de la diode à capacité variable. Soit V la tension de commande appliquée à la diode : la fonction de transfert est, dans ce cas :

$$\frac{\phi_s(p)}{V(p)} = \frac{\alpha_3}{p}$$

3.1.3. Réseau correcteur (fig. 3)

En supposant que l'impédance de l'oscillateur est grande par rapport à celle du filtre, nous obtenons pour la fonction de transfert, en posant

$$T_1 = (R_1 + R_2)C, \quad T_2 = R_2C :$$

$$F(p) = \frac{1 + T_2 p}{1 + T_1 p}$$

Ce filtre passe-bas élimine les composantes HF de la sortie du détecteur de phase ainsi que les variations rapides de $\Delta \varphi$.

3.2. FONCTIONS DE TRANSFERT DU SYSTÈME

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$\varphi_s(p) = g \frac{T_1}{T_2} \frac{p + \frac{1}{T_1}}{p^2 \left(p + \frac{1}{T_2} \right)} \varphi_e \quad \text{avec } g = \alpha_1 \alpha_3$$

et la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\varphi_s(p) = g \frac{T_1}{T_2} \frac{p + \frac{1}{T_1}}{\frac{gT_1}{1} + 1} \varphi_e(p).$$
$$p^2 + \frac{N}{T_2} p + \frac{g}{NT_2}$$

3.3. ETUDE DE L'ASSERVISSEMENT PAR UNE ONDE PÉRIODIQUEMENT INTERROMPUE

Afin de nous rapprocher des conditions d'utilisation, nous étudions l'asservissement de l'oscillateur par un train d'impulsions rectangulaires de rapport cylindrique 1/2 et de période T (fig. 4).

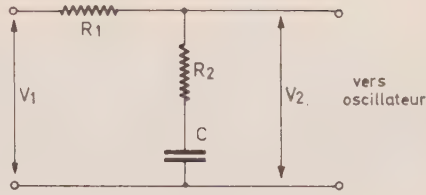


FIG. 3.

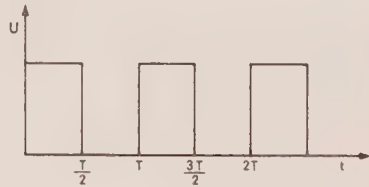


FIG. 4.

Remarquons que lorsque le signal d'asservissement est effectivement appliqué, la fonction de transfert en boucle fermée doit être utilisée pour l'étude du système, mais lorsque le signal étalon est interrompu, c'est la fonction de transfert en boucle ouverte qui s'applique. En effet, la tension de correction est alors nulle, non pas du fait de la cohérence de phase entre les deux signaux, mais par suite de l'absence d'un signal, le détecteur de phase ne joue plus son rôle, et la boucle n'est plus fermée.

Étudions la réponse du système à un échelon de phase initial $\varphi_e(p) = \varphi_0/p$, écart de phase supposé produit par une dérive de fréquence, en boucle fermée la réponse du système est alors :

$$\varphi_s(t) = g \frac{T_1}{T_2} \varphi_0 \left[\frac{K}{\alpha\beta} + \frac{K-\alpha}{\alpha(\alpha-\beta)} e^{-\alpha t} + \frac{K-\beta}{\beta(\beta-\alpha)} e^{-\beta t} \right]$$

avec $K = 1/T_1$, α et β racines de la fonction de transfert (le cas de la réponse apériodique étant choisi pour simplifier l'exposé).

En boucle ouverte, la réponse devient :

$$\varphi_s(t) = g \frac{T_1}{T_2} \left[\frac{K-\gamma}{\gamma^2} (e^{-\gamma t} - 1) + \frac{K}{\gamma} t \right] \varphi_0$$

avec

$$\gamma = \frac{1}{T_2}.$$

La réponse du système à un instant t s'obtient en utilisant l'une après l'autre la fonction de transfert en boucle fermée, puis la fonction de transfert en boucle ouverte et ainsi de suite.

Considérons la figure 5, nous aurons successivement pour les valeurs de φ aux points $t = n \frac{T}{2}$

$$\varphi_{10} = g \frac{T_1}{T_2} \varphi_0 \left[\frac{K}{\alpha\beta} + \frac{K-\alpha}{\alpha(\alpha-\beta)} e^{-\alpha T/2} + \frac{K-\beta}{\beta(\beta-\alpha)} e^{-\beta T/2} \right]$$

Soit : $\varphi_{10} = \varphi_0 \varepsilon$ (1)

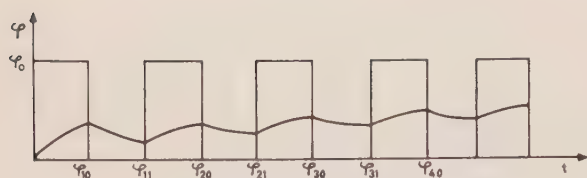


FIG. 5.

Puis

$$\varphi_{11} = \varphi_{10} \left[1 - \frac{g}{N} \frac{T_1}{T_2} \left[\frac{K-\gamma}{\gamma^2} (e^{-\gamma(t-T/2)} - 1) + \frac{K}{\gamma} (t - T/2) \right] \right]$$

Soit : $\varphi_{11} = \varphi_{10}(1-\delta)$ (2)

On établit alors une formule de récurrence qui nous permet d'écrire, en posant $(1-\varepsilon)(1-\delta) = u$

$$\varphi_{n0} = \varphi_0 \varepsilon \frac{1-u^n}{1-u}$$

$$\varphi_{n1} = \varphi_0 \varepsilon \frac{1-u^n}{1-u} (1-\delta).$$

Dans tous les cas ε et δ sont inférieurs à l'unité, donc $u < 1$ quand n tend vers l'infini, il vient :

$$\varphi_{n0} = \varphi_0 \frac{\varepsilon}{1-u}$$

$$\varphi_{n1} = \varphi_0 \frac{\varepsilon(1-\delta)}{1-u}$$

et pour l'amplitude résiduelle :

$$\Delta\varphi = \varphi_0(1-\delta)$$

Si nous supposons que le quartz possède une stabilité de 10^{-7} il présentera, si nous prenons $T = 2$ secondes, des glissements maximaux de phase de

$$\varphi_0 = \frac{2\pi}{10} \text{ radian.}$$

Si nous prenons :

$$g = 1 ; T_1 = 0,5 \text{ s} ; T_2 = 5,5 \text{ s} ; T = 2 \text{ s},$$

nous trouvons :

$$\alpha = 3,2336 ; \beta = 4,8482 ; \varepsilon = 0,003 ; \delta = 0,015 ; u = 0,985.$$

L'amplitude de la variation de base pendant les périodes de non asservissement, soit pendant une seconde, est réduite à :

$$\Delta\varphi = 25 \cdot 10^{-4} \varphi_0 \text{ radian}$$

Ceci correspond, en supposant linéaire la variation de phase, à une variation de fréquence de l'ordre $25 \cdot 10^{-5}$ Hz, d'où une stabilité

$$\frac{\Delta f}{f} = 0,25 \cdot 10^{-9}.$$

On peut remarquer l'importance de la valeur de g : plus il est grand, plus la réponse est rapide, mais plus l'ondulation de fréquence résiduelle est grande. Le choix pratique des éléments du circuit correspond à un compromis.

Il serait théoriquement possible d'éliminer cette variation Δf . Considérons la figure 5 : un circuit intégrateur avec mémoire pourrait continuer d'appliquer la tension de commande existant aux temps $t = (2n+1)T/2$, pendant les intervalles d'interruption du signal. Nous pensons que ce système de réalisation complexe, ne s'impose pas pratiquement, et que la stabilité de fréquence obtenue actuellement est suffisante pour nos besoins.

4. Conclusion

Nous avons étudié théoriquement avec quelle précision il est possible de transférer la stabilité d'une onde étalon modulée par des signaux rectangulaires périodiques sur un oscillateur local nous donnant un signal ininterrompu, et indiqué comment il serait possible théoriquement, de diminuer encore les fluctuations de fréquence résiduelle. Pratiquement, les signaux émis par RUGBY ne sont pas des signaux rectangulaires périodiques, mais des signaux télégraphiques. Nous pensons toutefois que les calculs que nous avons effectués nous donnent un ordre de grandeur fort valable de la précision que l'on peut espérer d'un tel oscillateur. Pendant les périodes d'arrêt, les écarts de fréquence n'étant plus corrigés, il est nécessaire de choisir un quartz de haute qualité exempt de variations aléatoires de fréquence, et un circuit oscillateur adéquat.

Nous remercions M. REYSSAT pour ses précieux conseils, et M. UNVOAS pour son efficace collaboration à ce travail.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] REYSSAT M. — Ingénieur au C.N.E.T. - Communication personnelle.

MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES LIQUIDES

par une méthode de transmission
à 3 cm de longueur d'onde

PAR

J. GELAS

Attaché de Recherche au C.N.R.S.

et J.C. LESTRADE

Maître de Recherche au C.N.R.S.

*Laboratoire de Physique des liquides et d'Electrochimie,
Faculté des Sciences de Paris,
Département de Recherches Physiques.*

1. Introduction

De nombreuses méthodes ont été proposées pour mesurer la permittivité complexe relative $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ des liquides, en ondes centimétriques [1]. Dans leur principe, elles se ramènent généralement à l'étude d'un coefficient de transmission, d'un coefficient de réflexion ou des caractéristiques d'une cavité résonnante [2]. Lorsque les pertes sont élevées, comme c'est le cas par exemple avec les solutions électrolytiques, on détermine le plus souvent les variations en phase et en amplitude du coefficient de transmission à travers une colonne liquide de hauteur variable [3] [4] [5]. Les valeurs de ε' et de ε'' s'en déduisent aisément quand l'atténuation est importante. Nous avons cherché à analyser une des variantes de cette méthode, de façon à mettre en évidence les principales causes d'erreur et à étendre son champ d'application au cas où les pertes sont faibles. Un certain nombre d'avantages, en particulier vis-à-vis des méthodes utilisant la détermination d'un coefficient de réflexion, apparaîtra au cours de la description qui suit.

2. Principe de la méthode

On détecte la phase et l'amplitude d'une onde guidée qui a traversé une colonne liquide de hauteur h (fig. 1). Les facteurs de propagation sont k_0 ou k selon que le diélectrique est l'air ou un liquide de permittivité complexe ε^* .

$$\left. \begin{aligned} k_0 &= \frac{2\pi}{\lambda} (1 - p^2)^{\frac{1}{2}} \\ k &= \frac{2\pi}{\lambda} (\varepsilon^* - p^2)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

où λ est la longueur d'onde dans l'air en espace libre et p le rapport de λ à la longueur d'onde de coupure du guide. La connaissance de $k = k' - jk''$ suffit

pour déterminer ε^* , les relations précédentes conduisant à :

$$\begin{aligned} \varepsilon' &= (1 - p^2) \frac{k'^2 - k''^2}{k_0^2} + p^2 \\ \varepsilon'' &= (1 - p^2) \frac{2k'k''}{k_0^2} \end{aligned} \quad (2)$$

Pour achever de caractériser le système de la figure 1, il est nécessaire d'introduire un coefficient de réflexion

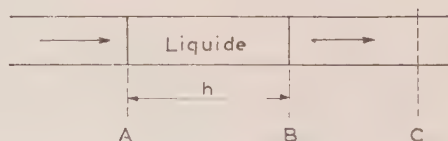


FIG. 1. — Principe de la méthode.

r en un plan C de l'onde émergente, cela pour tenir compte d'une éventuelle désadaptation du système détecteur. Par un calcul faisant appel à la théorie classique des lignes, on peut écrire le champ, dont on détermine la phase et l'amplitude, sous la forme :

$$\frac{4kk_0}{(k+k_0)^2} [1 - r_c u(h)]^{-1} \exp[-j(k' - k_0)h] \exp[-k''h] \quad (3)$$

avec

$$\left. \begin{aligned} r_c &= \frac{k - k_0}{k + k_0} \\ u(h) &= r_c \exp(-2jk'h) \exp(-2k''h) - r \exp(2jk_0h) \\ &\quad + r \exp[-2j(k' - k_0)h] \exp(-2k''h) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Les conditions idéales, dans lesquelles on se place généralement [4], consistent à admettre que le détec-

teur est parfaitement adapté ($r = 0$) et le liquide assez absorbant pour qu'on puisse négliger $\exp (-2 k''h)$ devant l'unité. Le champ émergent se simplifie alors en :

$$\frac{4kk_0}{(k+k_0)^2} \exp [-j(k'-k_0)h] \exp (-k''h)$$

Le terme préexponentiel a pour origine les réflexions sur les faces *A* et *B* de la colonne liquide. En fait, il est nécessaire d'utiliser une lame transparente en *A*, constituée par exemple d'une lamelle mince de mica et la présence en *B* d'un ménisque est inévitable. Cette situation, propre aux mesures de ε^* dans le cas des liquides, s'avère gênante dans les mesures qui font appel à la détermination d'un coefficient de réflexion [6]. Ici, au contraire, ce qui importe est que le terme préexponentiel, même modifié par la présence d'une lame transparente ou d'un ménisque, reste inchangé lorsqu'on fait varier *h*. La phase $(k'-k_0)h$ de l'onde émergente et son amplitude $(-k''h)$ exprimée en népers, sont alors des fonctions linéaires de *h*. La pente des droites correspondantes, obtenue en mesurant toutes les quantités à une constante additive près, permet de déterminer k' et k'' , par conséquent ε' et ε'' .

Le principe de cette méthode étant particulièrement simple, il nous a paru essentiel de préciser dans quelle mesure l'écart entre les conditions réelles et les conditions idéales était susceptible de perturber les résultats : en effet, la condition d'adaptation ($r = 0$) n'est jamais parfaitement réalisée et, d'autre part, il est intéressant de pouvoir effectuer les mesures sur des liquides dont les pertes soient assez faibles pour que $\exp (-2 k''h)$ ne soit pas négligeable devant l'unité. L'analyse du terme $1-r_0 u(h)$ de la relation (3) permet de justifier l'allure des courbes obtenues expérimentalement comme nous le vérifierons sur des exemples concrets. Avant d'aborder cette question, nous décrivons le montage réalisé de manière à préciser les incertitudes sur les quantités mesurées, c'est-à-dire la phase et l'atténuation de l'onde émergente.

3. Montage utilisé

Le schéma du dispositif est représenté sur la figure 2. L'énergie issue d'un klystron K_1 est divisée à l'aide d'un coupleur directif D_1 en deux voies indépendantes dont l'une contient la cellule *C*, un atténuateur et un déphaseur variables étalonnés (*AE* et *DE*). L'autre voie est constituée d'un atténuateur fixe *A*. Les deux ondes sont comparées en amplitude et en phase à l'aide d'un té hybride *T*. Le signal issu de *T* est nul pour l'égalité de phase et d'amplitude des ondes incidentes. La détection est assurée par un système hétérodyne comportant un klystron auxiliaire K_2 , modulé en fréquence à 2 Hz par un signal en dents de scie synchronisé sur le secteur et délivré par le modulateur *M*. Un coupleur directif D_2 permet de recueillir un signal à fréquence variable sur un cristal mélangeur *CM*. Ce signal est envoyé dans un récepteur *R* à bande passante étroite, accordé sur 500 kHz. A la sortie de *R*, apparaît une impulsion, observée sur l'oscil-

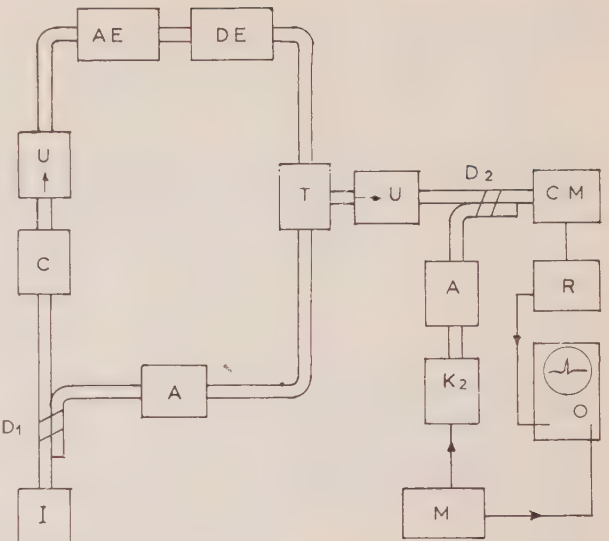


FIG. 2. — Schéma du dispositif.

- A, atténuateur ;

AE et DE, atténuateur et déphaseur étalonnés ;

D1, D2, coupleurs directs ;

T, té hybride ;

U, isolateurs à ferrite ;

k1, k2, klystrons ;

R, récepteur ;

O, oscilloscope.
- loscope *O*, chaque fois que la différence de fréquence entre K_1 et K_2 égale 500 kHz. L'oscilloscope étant déclenché par le modulateur *M*, on pallie ainsi les modulations de fréquence parasites dues au secteur. Des guides unidirectionnels à ferrite *U* minimisent les coefficients de réflexion et un adaptateur d'impédance *I* permet de délivrer le maximum d'énergie au système.
- La cellule elle-même (fig. 3) est une portion de guide usinée par électroérosion, en communication avec un réservoir cylindrique dans lequel se déplace un piston plongeur commandé par une vis micrométrique. L'ensemble est réalisé en acier inoxydable. Toutes les mesures sont faites en enfonçant le piston, c'est-à-dire en élevant le niveau du liquide pour conserver sèches les parois du guide au dessus de ce niveau. L'étanchéité est assurée par une fenêtre en mica à la base du guide. Une résistance chauffante, enroulée autour de l'ensemble et commandée par un thermomètre à contact, permet de stabiliser la température à 0,2 °C près.
- Le système de détection est assez sensible pour que l'incertitude dans les déterminations d'amplitude et de
-
- FIG. 3. — Cellule de mesure : A, vis micrométrique ; B, piston plongeur ; E, emplacement thermomètre ; F, résistance chauffante ; G, fenêtre mica.

phase vient principalement de l'atténuateur *AE* et du déphaseur *DE*. Ce dernier (Hewlett-Packard) est un déphaseur à vanne diélectrique que nous avons contrôlé en utilisant un montage analogue à celui de la figure 2 mais où le té hybride et l'ensemble de mesure sont remplacés par une ligne fendue. On observe sur celle-ci un déplacement du minimum de champ électrique proportionnel au déphasage [7]. La précision de ce contrôle correspond à 5° et sa sensibilité à $\pm 1\%$; aucun désaccord n'a été noté avec les données du constructeur. D'autre part, on a vérifié que l'affaiblissement introduit par le déphaseur restait constant. L'atténuateur (Philips) est constitué par une membrane résistive se déplaçant en rotation le long de l'axe d'un guide à section circulaire, ce qui conduit à une atténuation en $\cos^2\theta$ où θ est l'angle de la membrane avec le champ incident. Le déphasage introduit dans l'appareil est constant à 1° près comme nous l'avons constaté en effectuant le même contrôle que pour le déphaseur. D'après les données du constructeur, l'erreur sur l'atténuation est inférieure à 1% lorsque celle-ci excède 10 dB, inférieure à 0,1 dB quand elle ne dépasse pas 10 dB. Les deux éléments variables étalonnés, d'autre part, ont été placés systématiquement sur la branche contenant la cellule, de sorte que l'autre voie, où se propage l'onde de référence, soit exempte de tout élément variable.

Toutes les mesures ont été effectuées à 9345 MHz soit une longueur d'onde en espace libre $\lambda_0 = 3,21$ cm.

4. Application à des liquides non polaires

Les mesures ont porté sur le cyclohexane ($\varepsilon = 2,015$), le tétrachlorure de carbone ($\varepsilon = 2,228$) et le benzène ($\varepsilon = 2,274$) [8]. Aucune dispersion de permittivité n'a jamais été signalée pour ces liquides et les valeurs de ε précédentes, à 25°C , sont indépendantes de la fréquence en micro-ondes [9]. Les pertes sont négligeables.

Les courbes 4a et 4b donnent les variations de la phase φ , exprimée en degrés et de l'atténuation α , en décibels, dans le cas du cyclohexane. En première approximation, φ varie linéairement avec h et α est constant ($k'' = 0$). La pente de $\varphi(h)$, calculée par la méthode des moindres carrés, conduit à $\varepsilon = 2,007$ ce qui correspond à un écart de 0,35 % avec la valeur des tables. Les résultats expérimentaux font toutefois apparaître des oscillations périodiques de l'atténuation α (fig. 4b) et de la différence de phase $\Delta\varphi = [\varphi - (k' - k_0)h]$ (fig. 4c). Leur période est de 12,94 mm c'est-à-dire pratiquement la demi-longueur d'onde dans le guide rempli de liquide (13,01 mm). Ces oscillations correspondent aux variations du terme, $1 - ur_c$ de la relation (3) si on néglige la désadaptation du détecteur ($r = 0$). On peut calculer à partir de $k' - k_0$ les amplitudes maximales de $\Delta\varphi$ et de α puisque toutes les quantités intervenant dans l'expression de $1 - ur_c$ sont connues. On montre, en particulier, que les deux oscillations sont en quadrature. Cela permet de tracer les courbes des figures 4b et 4c, courbes en bon accord avec les résultats expérimentaux, les écarts ne dépassant pas 2° pour la phase et 0,2 dB pour l'atténuation.

On peut donc négliger, dans ce cas, la désadaptation du détecteur et on observe seulement les oscilla-

tions provenant des réflexions multiples entre les faces *A* et *B* de la colonne liquide (fig. 1). Ces conclusions sont valables également pour le cas du benzène et du tétrachlorure de carbone. Les permittivités déterminées pour ces deux liquides sont respectivement 2,264 pour le premier et 2,224 pour le second, ce qui représente des écarts avec les valeurs des tables de 0,45 et 0,2 %.

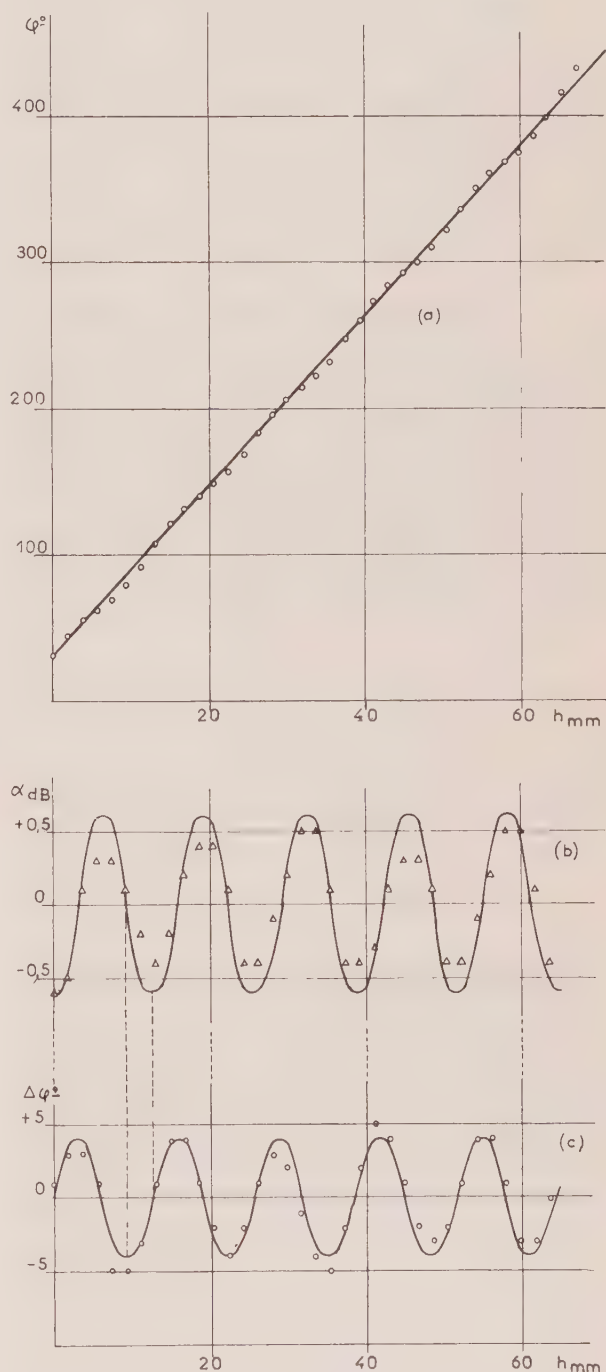


FIG. 4. — Variations de la phase φ (a), de l'atténuation α (b) et de l'écart $\Delta\varphi$ à une loi linéaire (c) dans le cas du cyclohexane.

Ces mesures nous ont, en fait, permis de déterminer le rapport entre l'enfoncement x du plongeur et l'élévation h du liquide dans le guide. La quantité dh/dx peut se calculer a priori par des considérations

géométriques en connaissant les dimensions latérales du guide, du réservoir et du plongeur. L'écart entre les valeurs de dh/dx déterminées par les deux méthodes ne dépasse jamais 1 %, les valeurs obtenues par relevé de cotes géométriques étant toujours les plus dispersées.

5. Application à des liquides polaires

Parmi les différents liquides que nous avons utilisés, l'acétate d'éthyle, à 25 °C, est celui qui se prête le mieux à une discussion des mesures. Sa permittivité a été étudiée par C.P. SMYTH et collaborateurs [10], qui ont obtenu des résultats entre 3 °C et 60 C° aux longueurs d'onde de 10 cm, 3,22 cm et 1,25 cm. L'interpolation, en fonction de la température, des valeurs données à 3,22 cm conduit à 5,74 pour ϵ' et 0,84 pour ϵ'' à 25 °C.

Les courbes de phase et d'atténuation en fonction de h ont une allure assez différente selon que h est ou non suffisamment élevé pour que le terme $e^{-2k''h}$ soit négligeable. D'une manière plus concrète, il existe des réflexions multiples entre les plans A et B correspondant aux faces de la colonne liquide et entre ces plans et le plan C où a été localisée la désadaptation du système détecteur (fig. 1). Lorsque les plans A et B sont assez écartés l'un de l'autre (h élevé), seules subsistent les réflexions multiples entre B et C . Dans le cas contraire, toutes les réflexions entrent en jeu, ce qui se traduit par la complexité de l'expression $1 - ur_c$ (relation 4).

Une première série de mesures a été effectuée en utilisant la plus grande hauteur possible de liquide. Les courbes $\varphi(h)$ et $\alpha(h)$ sont alors sensiblement des droites dont on peut calculer les pentes par moindres carrés, comme le montre la figure 5. On en déduit ϵ^* par les relations (2) et on trouve :

$$\epsilon^* = 5,68 - j\,0,84 \, ,$$

en bon accord avec les résultats de la littérature [10]. On peut alors calculer les écarts $\Delta\varphi$ et $\Delta\alpha$ entre les valeurs expérimentales de φ et de α et les valeurs correspondant aux relations linéaires précédentes. Les variations avec h de $\Delta\varphi$ et $\Delta\alpha$ peuvent être ajustées à des sinusôides de période correspondant à la demi-longueur d'onde dans le guide vide (22,86 mm) comme le montre la figure 6. L'ajustement est possible à mieux que 0,2 dB pour l'atténuation et 2° pour la phase, soit sensiblement à la précision des mesures. L'amplitude de ces sinusôides, toujours faible, est proportionnelle à rr_c comme le montre l'expression de $1 - ur_c$ (relation 4) si on néglige $e^{-2k''h}$:

$$1 - ur_c \sim 1 - rr_c e^{2jk_0h} \, .$$

On trouve alors, r_c étant calculable à partir de k' et k'' , une valeur de r qui conduit à un taux d'ondes stationnaires de 1,13 pour le système détecteur. La désadaptation, mesurée indépendamment, est de cet ordre de grandeur. Comme il est techniquement difficile de la réduire, on voit apparaître une précaution

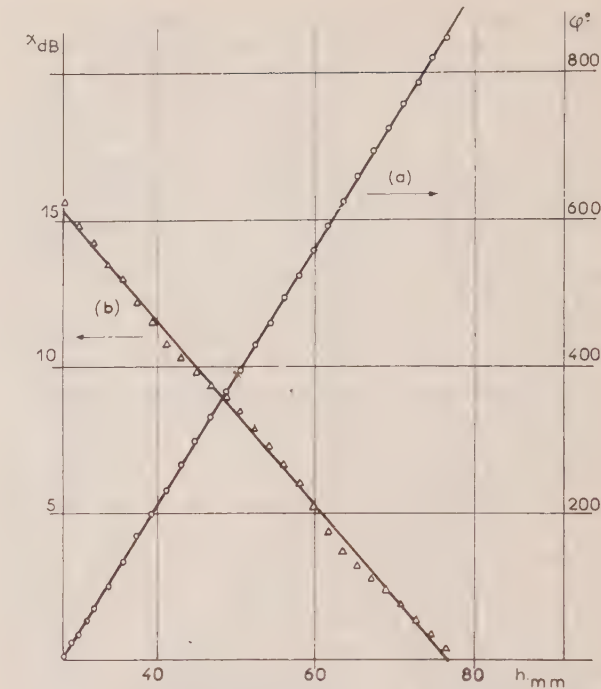


FIG. 5. — Variations de la phase φ (a) et de l'atténuation α (b) dans le cas de l'acétate d'éthyle, pour les grandes valeurs de h .

importante et qui ne dépend pas de la permittivité du liquide étudié dans le tracé des courbes $\varphi(h)$ et $\alpha(h)$: l'intervalle de variation de h doit être suffisant pour qu'aux pentes correspondant à $k' - k_0$ et k'' ne s'ajoutent pas des termes introduits par les variations périodiques de $\Delta\varphi$ et $\Delta\alpha$. Ici, h doit varier d'au moins 23 mm, c'est-à-dire une demi-longueur d'onde guidée.

Pour les faibles valeurs de h , l'analyse des courbes est plus malaisée, comme le montre la figure 7 où on a tracé les écarts $\Delta\varphi$ (fig. 7a) et $\Delta\alpha$ (fig. 7b) entre les valeurs expérimentales de φ et de α et leurs valeurs déduites de relations linéaires où $k' - k_0$ et k'' sont les mêmes que précédemment. Ces écarts, en première approximation, peuvent se représenter par des oscillations pseudopériodiques amorties dont la pseudo-période, de l'ordre de 14 mm, correspond à peu près

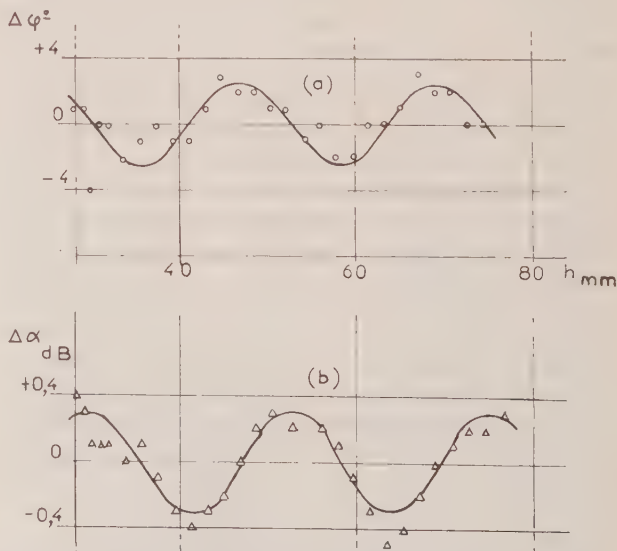


FIG. 6. — Variations des écarts $\Delta\varphi$ (a) et $\Delta\alpha$ (b) à des lois linéaires dans le cas de l'acétate d'éthyle, pour les grandes valeurs de h .

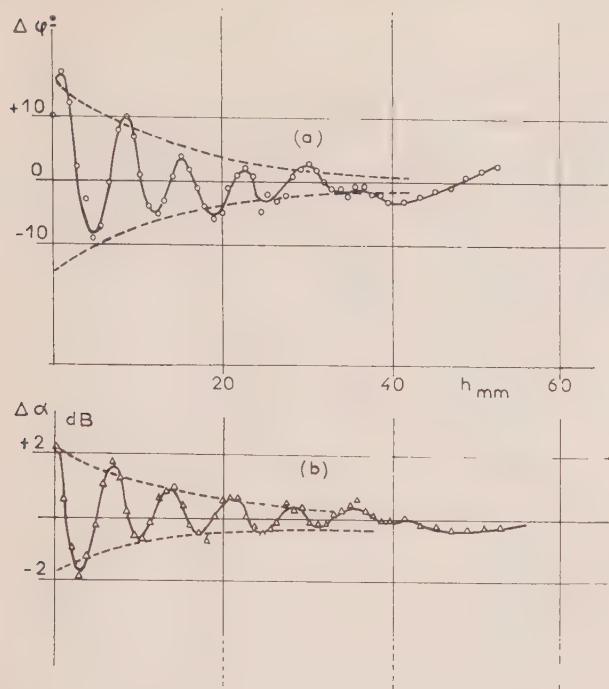


FIG. 7. — Variations des écarts $\Delta\varphi$ (a) et $\Delta\alpha$ (b) à des lois linéaires dans le cas de l'acétate d'éthyle, pour les faibles valeurs de h .

à la demi-longueur d'onde dans le guide rempli de liquide (14,1 mm). En négligeant la désadaptation du système détecteur (plan *C* de la figure 1) devant celles qui correspondent aux réflexions sur les faces *A* et *B* de la colonne liquide, le terme $1-ur_c$ s'écrit :

$$1-ur_c \sim 1-r_c^2 e^{-2jk'h} e^{-2k''h}.$$

Cette expression, où r_c^2 est calculable, permet de prévoir les courbes enveloppes des extrêmes des oscillations observées. Ces courbes ont été tracées sur la figure 7 où l'on constate qu'elles permettent bien de prévoir l'allure générale des variations de $\Delta\varphi$ et $\Delta\alpha$. On peut remarquer l'analogie entre ces résultats et les relevés de taux d'ondes stationnaires effectués devant une cellule court-circuitée ou adaptée de hauteur variable [11]. Mais il faut noter que les oscillations observées ici ne sont pas utilisées pour déterminer ϵ^* et constituent au contraire un phénomène parasite. Une discussion plus approfondie, c'est-à-dire qui ne négligerait pas r devant r_c , n'est d'ailleurs pas nécessaire, car à partir d'une certaine hauteur de liquide (environ 40 mm dans l'exemple choisi), on voit, par simple examen de la figure 7, que les oscillations amorties cèdent le pas aux oscillations non amorties de période plus longue, entraînées par la désadaptation du système détecteur.

On a trouvé des courbes $\varphi(h)$ et $\alpha(h)$ analogues dans le cas du chlorobenzène, du 1-2 dichloroéthane et de l'acétone. Dans tous ces cas, toutefois, les oscillations amorties s'étendaient sur une plage plus courte de valeurs de h et il suffit ici de donner les résultats concernant ϵ^* (tableau I), comparés aux résultats trouvés dans la littérature.

TABLEAU I

Liquides	t °C	ϵ^* (ce travail)	ϵ^* (littérature)	Réf.
acétate d'éthyle	25 °C	5,68-j0,84	5,74-j0,84	[10]
chloro-benzène	22 °C	4,66-j1,49	4,59-j1,49	[12]
	25 °C	4,64-j1,45	4,64-j1,41	[13]
1-2 dichloro-éthane	25 °C	9,08-j2,91	9,01-j2,79	[13]
acétone	20 °C	20,4-j3,50	20,51-j3,55	[14]
			19,75-j5	[11]

6. Application à des solutions électrolytiques

Les mesures ont porté sur des solutions de différents sels dans l'éthanol à 25 °C. Ces dernières présentent toutes une relaxation analogue à celle du solvant [15] [16] centrée à 1 000 MHz environ, les mesures étant effectuées entre 330 et 3 300 MHz par une méthode décrite par ailleurs [17]. Cette relaxation est de type Debye : quand on a retranché au facteur de pertes mesuré ϵ'' , la quantité $\sigma/\omega\epsilon_0$ où σ est la conductivité, ω la pulsation et $\epsilon_0 = 1/36\pi 10^{-9}$ F/m, on obtient les pertes diélectriques ϵ''_d et on peut écrire :

$$\epsilon' - j\epsilon''_d = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\lambda_c/\lambda_0}. \tag{5}$$

λ_c est la longueur d'onde centrale de relaxation, ϵ_s et ϵ_∞ les limites de ϵ' en basse et haute fréquence. Les solutions sont caractérisées par le fait que ϵ_s diminue fortement avec la concentration [16].

Le tableau II résume les résultats obtenus à 3,21 cm de longueur d'onde. La teneur en eau a été déterminée par la méthode de Fischer et la conductivité se déduit des mesures en ondes décimétriques [16]. Elle est toujours supérieure de quelques % à la conductivité mesurée à 1 000 Hz. La correction $\sigma/\omega\epsilon_0$ à 9 345 MHz est néanmoins toujours assez faible pour que la différence n'intervienne pas en pratique. On a porté également dans le tableau les valeurs de ϵ' et ϵ''_d calculées à partir de la relation de Debye (5) où les paramètres ϵ_s , ϵ_∞ et λ_c sont calculés à partir des mesures en ondes décimétriques.

En ce qui concerne ϵ' , l'accord est bon entre les valeurs mesurées et les valeurs déduites du spectre déterminé entre 330 et 3 300 MHz. Par contre, pour toutes les solutions comme pour le solvant on constate un écart de ϵ'' entre les deux séries de valeurs de l'ordre de 0,45 à 0,80. On sait que, pour le méthanol et l'éthanol, un tel écart ne fait que croître avec la fréquence [12] [18] [19] [20], des mesures à 2 mm de longueur d'onde ayant montré, par ailleurs, que cet accroissement n'est pas imputable à la présence de l'eau lorsque celle-ci ne dépasse pas 0,1 % en poids [21]. Cette

TABEAU II

Solutions	C mol/l	eau g/l	$10^3 \sigma$ ($\Omega \cdot \text{cm}$) ⁻¹	ϵ' (valeurs expérimentales à 3,21 cm de longueur d'onde)	ϵ''	ϵ''_d	ϵ' (valeurs calculées à partir des résultats entre 330 et 3 300 MHz)	ϵ''_d
Ethanol	0	0,9	0,002	4,64	2,54	2,54	4,61	2,02
	0	4	—	4,63	2,55	2,55	4,61	2,02
	0	23	—	4,78	2,75	2,75	4,77	2,32
Ethanol + Mg(ClO ₄) ₂	0,40	14	8,3	4,85	3,33	1,73	4,93	1,22
	0,81	25	12,3	5,24	3,88	1,51	5,33	0,79
Ethanol + LiClO ₄ ..	0,125	4	2,71	4,65	2,74	2,22	4,66	1,59
Ethanol + LiCl ...	0,16	0,7	1,66	4,58	2,48	2,16	4,65	1,62
	0,25	1,1	2,58	4,61	2,50	2,00	4,63	1,39
	0,30	3,2	2,85	4,55	2,48	1,93	4,57	1,28
		22	2,98	4,71	2,90	2,33	4,70	1,52
		38	3,26	4,82	3,22	2,59	4,85	1,80
		2,9	3,72	4,61	2,33	1,60	4,64	1,03
	0,80	4,2	4,58	4,57	2,33	1,45	4,57	0,80
Ethanol + LiI	0,09	7	1,93	4,67	2,72	2,35	4,67	1,69
	0,23	8	3,91	4,66	2,83	2,08	4,64	1,40
	0,34	11	5,22	4,74	2,94	1,94	4,71	1,18
	0,46	12	6,41	4,69	3,04	1,81	4,71	1,05
	0,55	15	7,35	4,80	3,17	1,76	4,82	1,03
	0,92	20	10,2	4,83	3,51	1,54	1,97	0,74

situation a été interprétée par l'existence probable d'un domaine de relaxation en ondes millimétriques [22]. D'un point de vue expérimental, cela entraîne qu'on doit utiliser prudemment les résultats de mesure à 9 345 MHz pour obtenir des renseignements sur le spectre de relaxation en ondes décimétriques. Les valeurs de ϵ' sont utiles pour déterminer le paramètre ϵ_∞ mais les valeurs de ϵ''_d ne peuvent servir dans la recherche de ϵ_s et λ_c . En particulier, des mesures effectuées à cette seule fréquence de 9 345 MHz ne permettent pas de tirer de conclusions sur le comportement diélectrique de solutions dans l'éthanol comme cela a été tenté [23].

BIBLIOGRAPHIE

[1] HASTED J.B. — *Progress in dielectrics*. (Londres 1961), vol. 3, p. 103.
[2] REDHEFFER R.M. — *Technique of microwave measurements*. (New York, 1947), chap. 10.
[3] COLLIE C.M., HASTED J.B., RITSON D.M. — *Proc. Phys. Soc.* (London, 1948), **60**, 145.
[4] BUCHANAN T.J. — *Proc. Inst. Elect. Engr.* (London) (1952), **99**, 61.
[5] HARRIS F.E., O'KONSKI C.T. — *Rev. Sci. Instr.*, (1955), **26**, 482.
[6] LISSAYOU J. — *J. de Physique*, (1963), **24**, 574.
[7] ISRAELENSEN B.P. et HAEGELE R.W. — *P.I.R.E.*, (1962), **50**, 474.

[8] MARYOTT A.A., SMITH E.R. — *Tables of dielectric constants of Pure Liquids*, N.B.S. Circular 514 (1951).
[9] BUCKLEY F., MARYOTT A.A. — *Tables of Dielectric Dispersion Data for Pure Liquids and dilute solutions*. N.B.S. Circular 589 (1958).
[10] McGEER P.L., CURTIS A.J., RATHMAN G.B., SMYTH C.P. — *J. Am. Chem. Soc.* (1952), **74**, 3541.
[11] BOYER P. — *J. de Physique*, (1965), **26**, 201 A.
[12] POLEY J.P. — *Appl. Sci. Research*, (1955), **B4**, 337.
[13] LACQUER H.L., SMYTH C.P. — *J. Am. Chem. Soc.* (1948), **70**, 4097.
[14] CALDERWOOD J.H., SMYTH C.P. — *J. Am. Chem. Soc.* (1956), **78**, 1295.
[15] CACHET H., LESTRADE J.C., EPELBOIN I. — *C.R. Acad. Sci.* (1965), **261**, 678.
[16] CACHET H., EPELBOIN I., LESTRADE J.C. — *Electrochimica Acta* (à paraître).
[17] CACHET H., LESTRADE J.C., EPELBOIN I. — *J. Chimie Physique*, (1965), **62**, 808.
[18] LANE J.A., SAXTON J.A. — *Proc. Roy. Soc.* (London), (1952), **A213**, 400.
[19] HEINEKEN F., BRUIN F.W. — *Physica* (1957), **23**, 57.
[20] SAXTON J.A., BOND R.A., COATS G.T., DICKINSON R.M. — *J. Chem. Phys.* (1962), **36**, 2437.
[21] VAUGHAN W.E., KRATOCHVIL B. — *J. Chem. Phys.* (1963), **39**, 1617.
[22] BROT C., MAGAT M. — *J. Chem. Phys.* (1963), **39**, 842.
[23] HASTED J.B. et RODERICK G.W. — *J. Chem. Phys.* (1958), **29**, 17.

PROPRIÉTÉS DE COMMUTATION DES DIODES A SEMICONDUCTEURS DANS LE DOMAINE DES ONDES CENTIMÉTRIQUES

PAR

B. CUNIN, J.A. MIEHE,
E. OSTERTAG et A. COCHE

*Centre de Recherches Nucléaires
Strasbourg-Cronenbourg*

1. Introduction

De nombreux travaux consacrés à l'utilisation de diodes à semiconducteurs comme dispositif de commutation rapide dans le domaine de fréquences de 8 à 11 GHz ont été effectués. Entre autres R.V. GARVER [1, 2, 3, 4, 5] a étudié surtout le comportement de diodes au germanium alors que K. MIYAUCHI et O. UEDA [6] se sont intéressés aux types dits « silver bonded ». Les résultats obtenus montrent qu'il est possible d'atteindre des temps de commutation de l'ordre de la nanoseconde, la puissance hyperfréquence incidente étant de quelques milliwatts.

L'étude expérimentale présentée ici porte sur les principales propriétés des diodes à pointe au germanium utilisées comme dispositif de modulation d'amplitude.

La première partie de cet article est consacrée à la mise en évidence des propriétés statiques de commutation de ces structures alors que la seconde partie fait apparaître les caractéristiques dynamiques d'un ensemble de deux diodes (l'une étant employée comme modulatrice, l'autre comme démodulatrice). Le temps de commutation de ce système est inférieur à la nanoseconde.

2. Etude statique

2.1. PRINCIPE DE LA COMMUTATION

La figure 1a représente le schéma équivalent à une diode à pointe qui serait constituée idéalement par la capacité C du contact métal semiconducteur en parallèle à la résistance inverse R_i . En fait, il faut toujours introduire une résistance série R_s qui est celle du matériau compris entre le contact ohmique et la diode idéale. Le schéma équivalent est complété en tenant compte de la capacité C_B du boîtier et de l'inductance L du fil intérieur. L'impédance $1/C\omega$

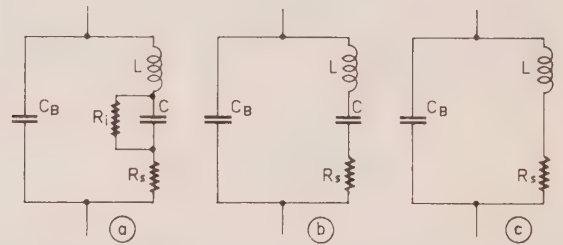


FIG. 1. — Schémas équivalents à une diode à pointe.

- 1a) cas général.
- 1b) polarisation inverse.
- 1c) polarisation directe.

en parallèle avec elle et qui est de l'ordre de quelques ohms dans la gamme de fréquences s'étendant de 8 à 12 GHz, peut être négligée devant R_i dont la valeur est de l'ordre de quelques kilohms (fig. 1b). Dans le cas d'une polarisation directe, la capacité C devient très grande et constitue, en fait, un court-circuit (fig. 1c).

Une telle diode montée dans un guide d'onde fermé sur son impédance caractéristique Z_C peut entrer en résonance avec le champ électromagnétique de fréquence f .

Deux cas sont à distinguer :

1° *Résonance parallèle* (polarisation directe).

La fréquence de résonance du réseau de la figure 1c est égale à :

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_B}}$$

Pour les diodes utilisées dans la bande X, la valeur de f_a est comprise entre 8 et 12 GHz. D'après R.V.

GARVER [4], on a, pour le type IN263, $L \simeq 2\text{ nH}$, $C_B \simeq 0,16\text{ pF}$ et une fréquence de résonance de 9 000 MHz.

Le diamètre extérieur du boîtier (de l'ordre de 4 mm) étant faible devant la longueur d'onde (de l'ordre de 4 cm à 10 GHz), on peut considérer, en première approximation, que l'impédance Z_a de la diode est localisée dans le plan P de section droite du guide, contenant l'axe du boîtier. L'impédance de charge ramenée dans le plan P a pour expression :

$$Z = \frac{Z_C \cdot Z_a}{Z_C + Z_a}$$

L'ordre de grandeur de R_s et Z_C étant respectivement de 10 et 400 Ω , on peut voir que la valeur de Z_a ($\simeq 1\,200\ \Omega$) est grande devant celle de Z_C , de sorte qu'on a :

$$Z \simeq Z_C$$

La diode ne présente donc pas d'obstacle à la transmission de l'énergie hyperfréquence. (En employant les valeurs numériques données ci-dessus, on trouve que le coefficient de réflexion en puissance est de 2 %).

2° Résonance série (polarisation inverse)

Le circuit de la figure 1b a une fréquence de résonance peu différente de :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Un raisonnement identique au précédent montre que l'onde électromagnétique incidente est notablement réfléchie à une fréquence voisine de f_r .

Le coefficient de réflexion en tension Γ est donc une fonction de la fréquence et de la tension appliquée à la diode. Il est minimal (Γ_a) à la fréquence f_a et maximal (Γ_r) à la fréquence f_r . Il en résulte que la commutation sera d'autant plus efficace que :

- les valeurs des coefficients de réflexion Γ_a et Γ_r seront respectivement voisines de zéro et de l'unité,
- les fréquences f_a et f_r seront peu différentes (la variation de f_r avec la tension de polarisation est faible).

2.2. DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL ET MESURES

Nous avons essayé de vérifier les conclusions du paragraphe précédent et de déterminer les types de diodes qui se prêtent le mieux à la commutation.

2.2.1. Dispositif

La figure 2 représente le schéma de principe du dispositif expérimental qui permet de mesurer le coefficient de réflexion $|\Gamma|^2$, égal au rapport des puissances réfléchie et incidente. Le taux d'onde stationnaire s est déterminé à l'aide de la ligne fendue L ; le coefficient de réflexion $|\Gamma|^2$ en est déduit grâce à la relation :

$$|\Gamma|^2 = \left| \frac{s-1}{s+1} \right|^2$$

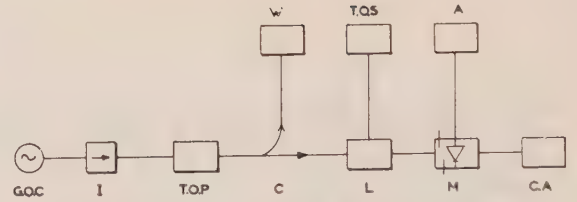


FIG. 2. — Dispositif de mesure du coefficient de réflexion en puissance.

- G.O.C. : générateur d'ondes centimétriques.
- I : isolateur à ferrite.
- T.O.P. : tube à ondes progressives.
- C : coupleur directionnel,
- W : microwattmètre.
- L : ligne fendue.
- T.O.S. : indicateur de taux d'ondes stationnaires.
- M : support de diode avec pistons d'accord.
- A : dispositif de polarisation de la diode.
- C.A. : charge adaptée.

2.2.2. Détermination des caractéristiques de commutation

a) Influence de la fréquence

Les pistons d'accord du support M sont retirés de sorte que l'interaction de la diode et de l'onde électromagnétique, de puissance constante P et de fréquence f comprise entre 8 et 12 GHz, soit maximale. La figure 3 donne les variations de $|\Gamma|^2$ en fonc-

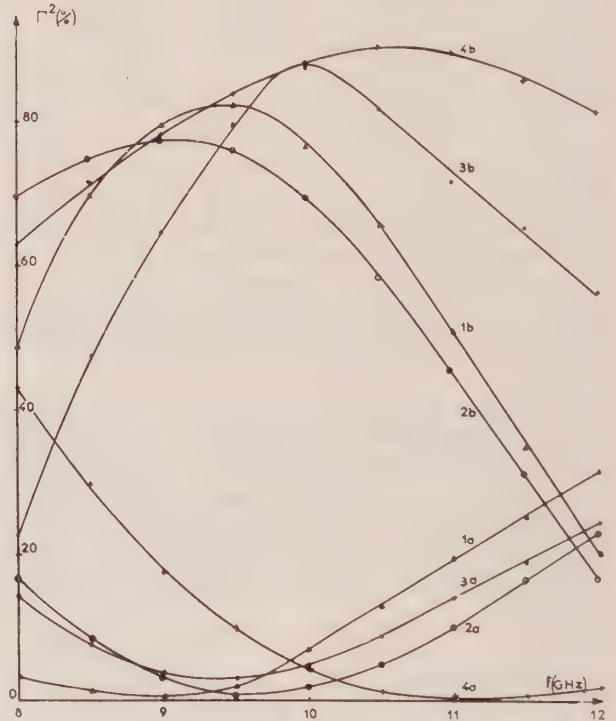


FIG. 3. — Variations du coefficient de réflexion en puissance, en fonction de la fréquence.

- Diode IN263 1a polarisation directe $I = 2\text{ mA}$, $P = 0,2\text{ mW}$
- 1b polarisation inverse $V = -2\text{ V}$, $P = 0,2\text{ mW}$
- Diode IN1838 2a polarisation directe $I = 20\text{ mA}$, $P = 0,2\text{ mW}$
- 2b polarisation inverse $V = -0,6\text{ V}$, $P = 0,2\text{ mW}$
- Diode IN3482 3a polarisation directe $I = 70\text{ mA}$, $P = 10\text{ mW}$
- 3b polarisation inverse $V = -20\text{ V}$, $P = 10\text{ mW}$
- Diode L4120 4a polarisation directe $I = 70\text{ mA}$, $P = 10\text{ mW}$
- 4b polarisation inverse $V = -20\text{ V}$, $P = 10\text{ mW}$

tion de f , la diode étant polarisée dans le sens direct, puis inverse. On constate que le coefficient $|\Gamma_a|^2$ est inférieur à 3 % alors que $|\Gamma_r|^2$ atteint 78 % ; les fréquences f_a et f_r sont sensiblement égales, ce qui montre que les capacités C et C_B sont du même ordre de grandeur. On déduit de ces courbes le coefficient d'isolement η et la perte d'insertion δ , définis comme étant respectivement le maximum et le minimum d'atténuation de l'énergie transmise et ayant, en décibels, les valeurs :

$$\eta = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma_{\max}|^2} = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma_r|^2}$$
$$\delta = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma_{\min}|^2} = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma_a|^2}.$$

Les résultats pour différentes diodes sont donnés dans le tableau suivant :

Diodes	δ (dB)	η (dB)
1 N 3 482	0,01	9
L 4 120	0,02	10
1 N 263	0,14	6,81
1 N 1 838	0,04	7,5

b) Influence de la polarisation et de la puissance

Le dispositif de mesure est peu différent du précédent ; un transformateur d'impédances, inséré entre la ligne L et le support M , permet d'adapter la diode polarisée en direct.

Les courbes représentant les variations de $|\Gamma|^2$ en fonction de la tension V appliquée à la diode sont données sur les figures 4 et 5.

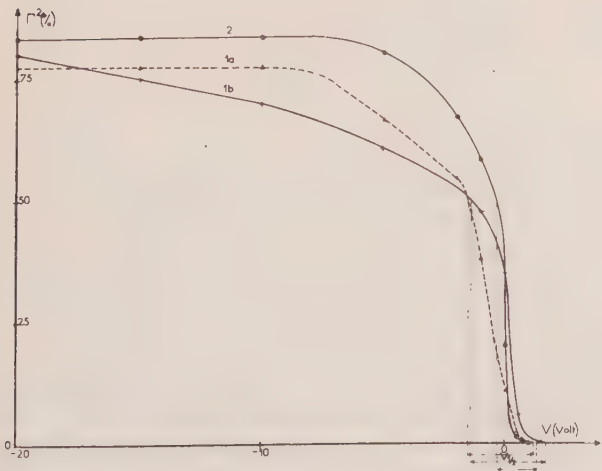
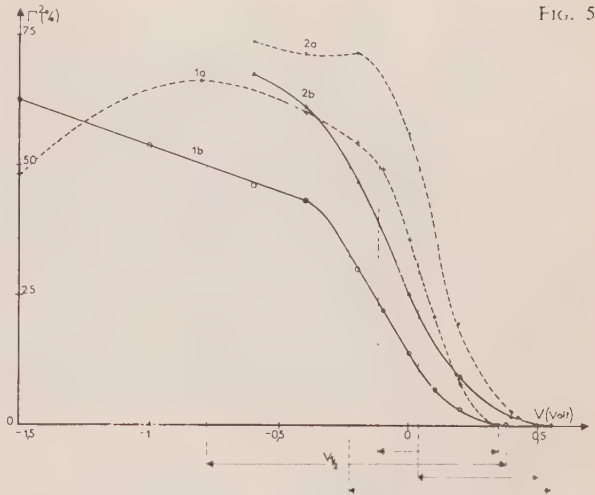


FIG. 4. — Diode IN3482 : 1a $P = 10$ mW } $f = 10$ GHz
1b $P = 300$ mW }
Diode L4120 : 2 $P = 10$ mW $f = 11$ GHz



Diode IN263 { 1a $P = 0,2$ mW } $f = 9,5$ GHz
1b $P = 1$ mW }
Diode IN1838 { 2a $P = 0,2$ mW } $f = 9,5$ GHz
2b $P = 1$ mW }

Désignons par $\Delta V_{1/2}$ la variation de la polarisation V qui fait passer $|\Gamma|^2$ de 0 à 50 %. Le tableau ci-dessous donne les valeurs de $\Delta V_{1/2}$ et de η pour les différentes diodes étudiées et à diverses puissances.

Diodes	P (mW)	$\Delta V_{1/2}$ (volts)	η (dB)
L 4 120	10	1,5	10 à - 10 V
1 N 3 482	10	2,5	6 à - 10 V
	300	2,9	
1 N 263	0,2	0,4	4,3 à - 0,5 V
	1	1,1	
1 N 1 838	0,2	0,5	5,6 à - 0,5 V
	1	0,8	

Les mesures faites montrent que le facteur d'isolement diminue lorsque la puissance incidente P augmente. Ceci est dû à deux effets différents :

— Une diode ne peut contrôler que des puissances inférieures à une valeur limite P_{max} . Celle-ci dépend du courant maximal I_m et de la tension de claquage V_m de la structure utilisée. D'après M.E. HINES [7] on a :

$$P_{\max} \simeq \frac{I_m V_m}{2}.$$

Cette quantité P_{max} est relativement faible (15-20 mW) pour les diodes IN 263 ($I_m \simeq 10$ mA, $V_m \simeq -3$ V) et IN 1 838 ($I_m \simeq 40$ mA, $V_m \simeq -1$ V). La diminution de l'isolement, pour une tension de polarisation donnée sera d'autant plus grande qu'on se rapprochera de cette valeur P_{max} . Cet effet est moins marqué pour le type IN 3482 ($I_m \simeq 110$ mA, $V_m \simeq -23$ V, $P_{max} \simeq 1,25$ W).

— Lorsque l'amplitude de l'onde électromagnétique croît, toutes les autres conditions restant égales, la valeur moyenne de la tension redressée par la diode augmente ; la polarisation inverse à appliquer pour obtenir un coefficient de réflexion égal à 0,5 sera donc plus élevée, ce qui est effectivement observé pour le modèle IN 3482. Suivant que la puissance à contrôler est faible (inférieure au milliwatt) ou élevée (supérieure à 10 mW), les diodes IN 1838 et L 4120 présentent respectivement les meilleures caractéristiques statiques de commutation.

La partie suivante de ce travail porte sur la détermination des propriétés dynamiques de ces diodes utilisées dans des dispositifs de modulation d'amplitude.

3. Etude dynamique

Les résultats précédents montrent qu'une diode à point se comporte comme un interrupteur : suivant le signe de la polarisation qui lui est appliquée, elle réfléchit ou transmet l'énergie électromagnétique. Si donc on modifie, en appliquant une impulsion électrique, le point de fonctionnement d'une diode montée dans un guide, la variation de la puissance hyperfréquence qui en résulte, peut être détectée par une deuxième diode. On a ainsi réalisé un système qui permet de véhiculer des informations par modulation en amplitude d'une onde ultra-courte. Il est alors intéressant de comparer le signal électrique détecté à celui appliqué à la première diode ; dans ce but, il faudra considérer :

- le temps de montée lié à la vitesse de commutation des diodes utilisées,
- la largeur du signal détecté,
- la perte de conversion du système.

Nous considérons successivement le cas où la puissance modulée P_m de l'onde ultra-courte est faible (quelques milliwatts) et celui où elle est élevée (quelques centaines de milliwatts).

3.1. MODULATION A FAIBLE PUISSANCE

Le schéma du montage utilisé est donné par la figure 6. L'onde ultra-courte incidente est modulée par la diode IN 1838 insérée dans son support M . La démodulation est réalisée par l'intermédiaire de la diode 1N263 placée au point D et chargée par 50Ω. Les pistons d'accord permettent d'adapter les diodes à l'impédance caractéristique du guide. Les impulsions de largeur variable et de temps de montée inférieur à 0,4 ns, délivrées par le générateur G (impédance de sortie 50Ω) sont appliquées à la diode modulatrice. On relève les caractéristiques suivantes du signal

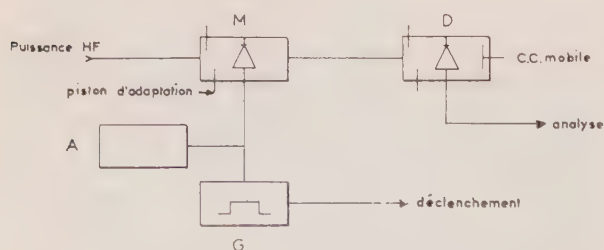


FIG. 6. — Système de modulation et de démodulation.

détecté, observées sur un oscilloscope à échantillonnage :

- amplitude V_s ,
- temps de montée T_m et temps de descente T_d définis par l'intervalle de temps compris entre 10 % et 90 % de la hauteur totale de l'impulsion,
- largeur à mi-hauteur $T_{1/2}$,

en fonction des paramètres suivants :

- amplitude V_e de l'impulsion appliquée au modulateur,
- courant I_d de la diode IN 1838 polarisée dans le sens direct,
- puissance P de l'onde porteuse.

Les oscillogrammes (fig. 7-8) montrent respectivement les impulsions d'entrée et de sortie. Les courbes

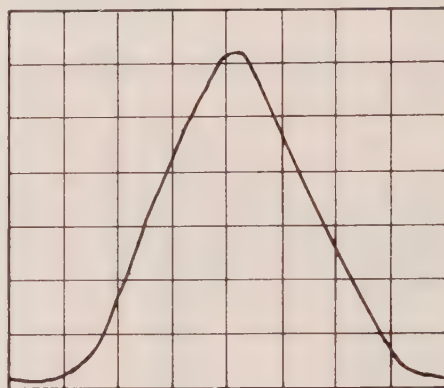


FIG. 7. — Impulsion de modulation

- axe vertical : 200 mV/division.
- axe horizontal : 0,2 ns/division.

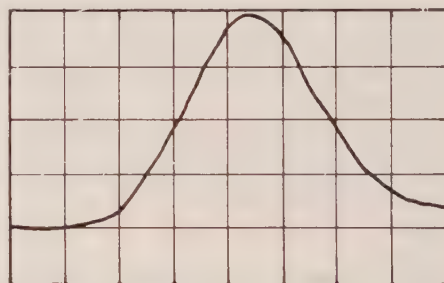


FIG. 8. — Impulsion détectée :

- axe vertical : 50 mV/division
- axe horizontal : 0,4 ns/division.

représentant les variations des quantités définies ci-dessus en fonction respectivement des paramètres V_e , I_d et P sont données sur les figures 9, 10, 11. Nous remarquons que :

a) l'amplitude V_s est sensiblement proportionnelle à celle d'entrée V_e , tant que cette dernière est inférieure ou égale à 0,8 V. La perte de conversion $p = V_e/V_s$ est alors égale à 6,7. La modulation est linéaire.

b) il existe une valeur du courant I_d (4 mA) pour laquelle cette perte est minimale et égale à 7,9.

c) si la modulation était linéaire quelle que soit la valeur de la puissance P , le rapport V_s/V_e devrait être proportionnel à la racine carrée de celle-ci [8]. Nous constatons que, pour des valeurs de P inférieures à 10 mW, l'amplitude de l'impulsion détectée V_s est

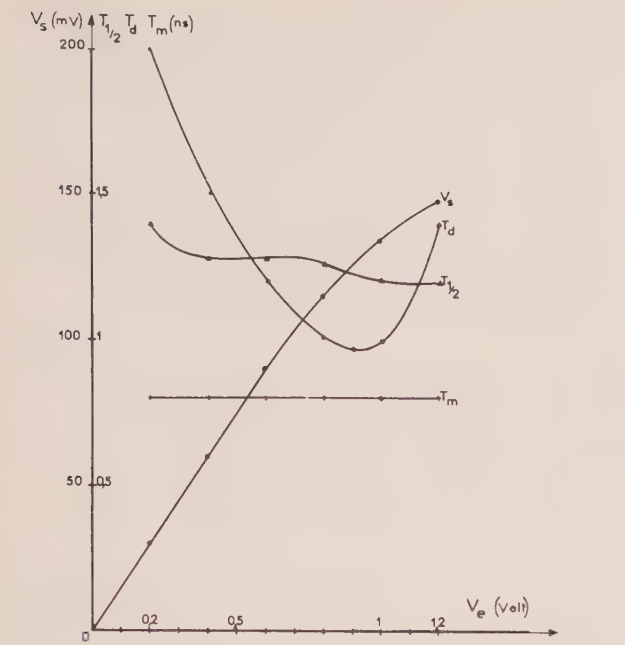


FIG. 9. — Caractéristiques de l'impulsion détectée en fonction de l'amplitude V_e .
 $f = 9 \text{ GHz}$ $P = 15 \text{ mW}$ $I_d = 5 \text{ mA}$

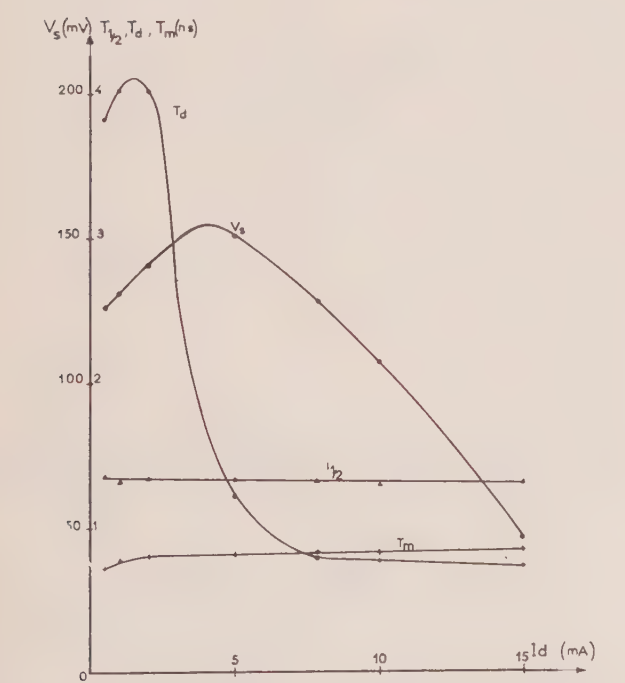


FIG. 10. — Caractéristiques de l'impulsion détectée en fonction du courant de polarisation I_d de la diode 1N1838.
 $f = 9 \text{ GHz}$ $P = 15 \text{ mW}$ $V_e = 1,2 \text{ V}$

proportionnelle à P , celle V_e du signal appliqué étant constante. La modulation est donc quadratique, ce qui correspond à un point de fonctionnement se situant dans la partie non linéaire de la caractéristique de la diode. Lorsque la puissance P augmente, le point de fonctionnement a tendance à se déplacer vers la zone quasi linéaire de la caractéristique, l'autopolarisation de la diode étant une fonction croissante de

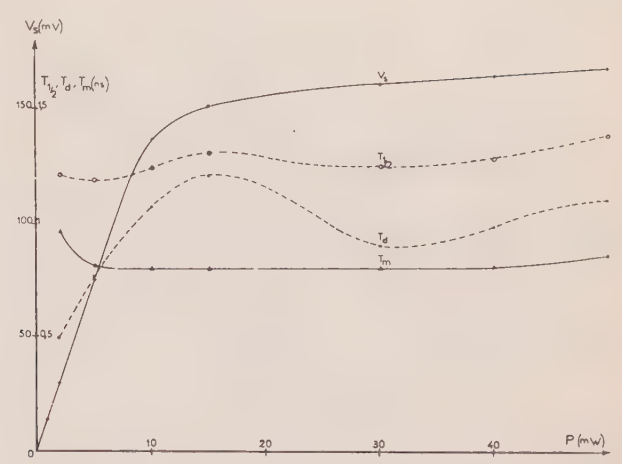


FIG. 11. — Caractéristiques de l'impulsion détectée en fonction de la puissance P .
 $f = 9 \text{ GHz}$ $I_d = 5 \text{ mA}$ $V_e = 1,2 \text{ V}$

P . On doit donc avoir une modulation linéaire. Ce phénomène est effectivement observé : pour une puissance supérieure ou égale à 15 mW, la hauteur du signal de sortie V_s est proportionnelle à $\sqrt{P}$ comme le montre la figure 12.

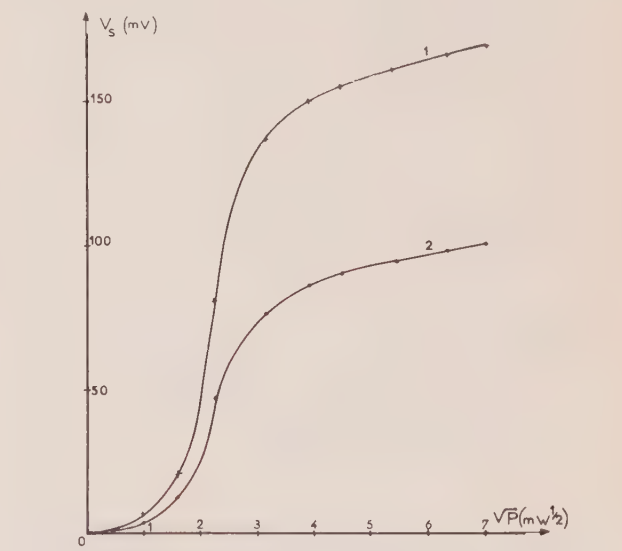


FIG. 12. — Amplitude V_s de l'impulsion détectée en fonction de $\sqrt{P}$.
 $f = 9 \text{ GHz}$ $I_d = 5 \text{ mA}$
courbe 1 : $V_e = 1,2 \text{ V}$ courbe 2 : $V_e = 0,6 \text{ V}$

d) le temps de montée T_m est pratiquement constant et égal à 0,8 ns quelles que soient les conditions d'utilisation.

Pour obtenir une perte de conversion minimale et une modulation linéaire, il est nécessaire que la hauteur des impulsions à l'entrée soit inférieure à 800 mV, la puissance hyperfréquence supérieure à 15 mW et la diode modulatrice polarisée en direct.

3.2. MODULATION A PUISSANCE ÉLEVÉE

Le montage expérimental est illustré par la figure 13. Les diodes 1N1838 et L4120 constituent respecti-

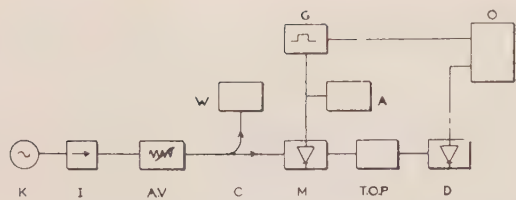


FIG. 13. — Système amplificateur à modulation-démodulation.
K : klystron G : générateur d'impulsion (impédance 50 Ω).
I : isolateur T.O.P. : tube à onde progressive
AV : atténuateur variable D : démodulateur
W : microwattmètre O : oscilloscope à échantillonnage
M : modulateur A : dispositif de polarisation (impédance d'entrée : 50 Ω).

vement les dispositifs modulateur *M* et démodulateur *D*.

Le klystron *K* fonctionnant à une fréquence de 9,5 GHz délivre une puissance de l'ordre de 50 mW. Après amplification par le tube à ondes progressives (T.O.P.), l'onde modulée de puissance P_m ($\simeq 1$ W) est détectée par la diode L 4120. Les caractéristiques de l'impulsion appliquée au modulateur sont les suivantes (fig. 14) :

- temps de montée 0,8 ns
- largeur à mi-hauteur 6 ns
- amplitude 30 mV.

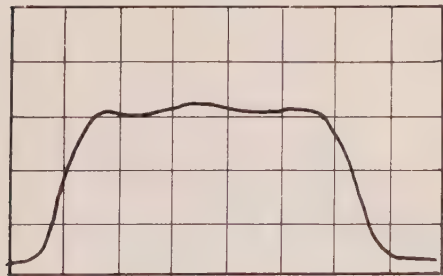


FIG. 14. — Impulsion de modulation.
— axe vertical : 10 mV/division.
— axe horizontal : 1 ns/division.

Les figures 15 et 16 représentent successivement les variations des caractéristiques du signal détecté en fonction du courant :

- I_d de la diode 1 N 1838, la diode 4120 n'étant pas polarisée,
- I_D de la diode L 4120, I_d étant égal à 2 mA.

L'amplitude V_s passe par un maximum respectivement pour les valeurs suivantes des courants I_d et I_D :

$I_d = 2$ mA $I_D = 40$ mA.

On a alors :

$V_s = 80$ mV et $T_m = 1,2$ ns ($I_d = 2$ mA)

La hauteur et le temps de montée de l'impulsion détectée sont dans ce cas ($I_d = 2$ mA, $I_D = 40$ mA) :

$V_s = 120$ mV et $T_m = 1,2$ ns

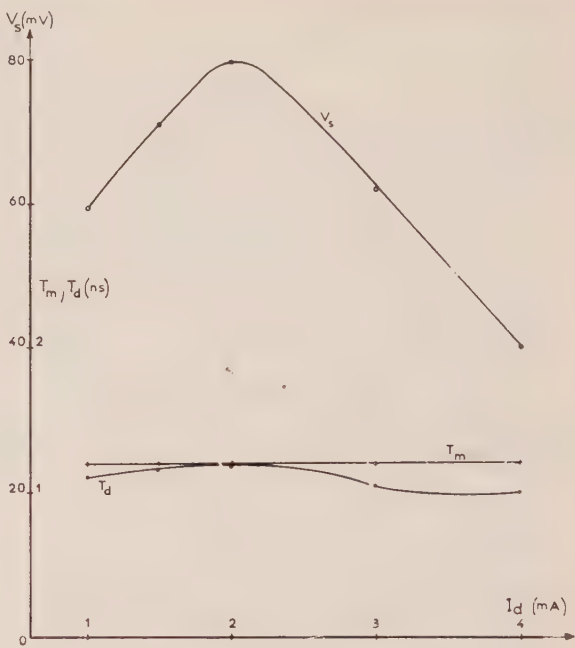


FIG. 15. — Caractéristiques de l'impulsion détectée en fonction du courant de polarisation I_d de la diode modulatrice 1N1838
 $f = 9$ GHz $V_e = 30$ mV

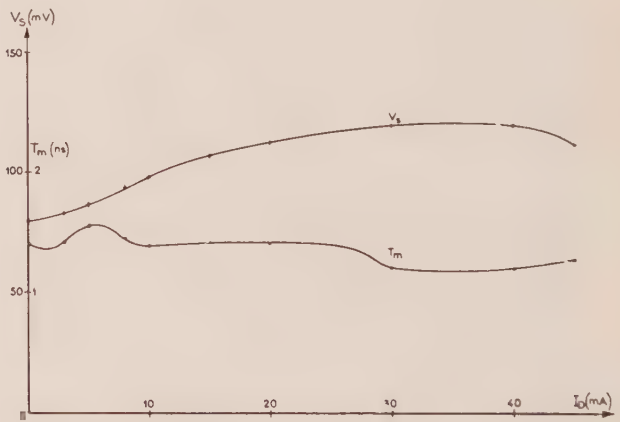


FIG. 16. — Caractéristiques de l'impulsion détectée en fonction du courant de polarisation I_D de la diode démodulatrice L4120
 $f = 9$ GHz $V_e = 30$ mV $I_d = 2$ mA

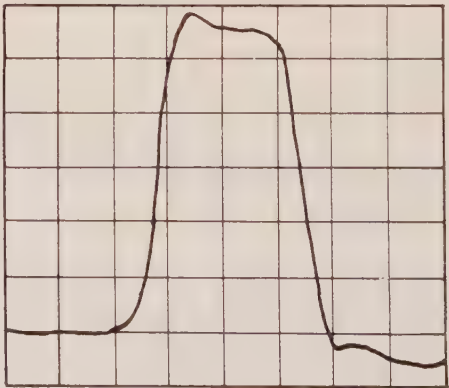


FIG. 17. — Impulsion détectée.
— axe vertical : 20 mV/division
— axe horizontal : 2 ns/division
 $f = 9$ GHz $V_e = 30$ mV $I_D = 20$ mA $I_d = 2$ mA

Remarque : la largeur à mi-hauteur reste égale à 6 ns quelles que soient les intensités I_a et I_D .

L'oscillogramme de la figure 17 donne l'allure de l'impulsion détectée lorsque le courant I_D est égal à 20 mA.

3.3. APPLICATION : AMPLIFICATION A LARGE BANDE

Le système décrit ci-dessus constitue un amplificateur modulateur-démodulateur. Les résultats obtenus

avec une résistance de charge de 50 Ω, sont les suivants :

- Gain en tension : 12 dB
- Temps de montée propre au système : 0,9 ns
- La réponse est linéaire pour des amplitudes à l'entrée inférieures à 80 mV (fig. 18).

Le produit gain-bande passante est égal à 1 560 MHz, mais la plage de linéarité du système est relativement faible.

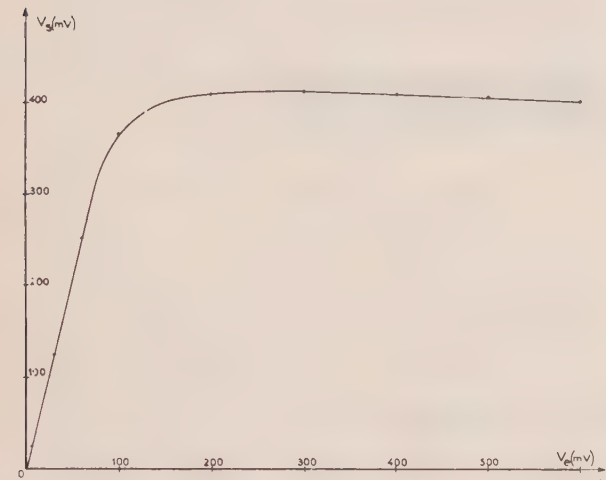


FIG. 18. — Réponse du système modulateur-démodulateur.
 $f = 9 \text{ GHz}$ $I_a = 2 \text{ mA}$ $I_D = 40 \text{ mA}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GARVER R.V., SPENCER E.G. et HARPER M.A. — *I.R.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*. M.T.T. 6, (4) p. 378-383, 1958.
- [2] GARVER R.V., SPENCER E.G. et LECRAW R.C.. — *J. Appl. Phys.* 28, (11) p. 1336-1338, 1957.
- [3] GARVER R.V., ROSADO J.A. et TURNER E.F. — *I.R.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*. M.T.T. 8, (1), p. 108-111, 1960.
- [4] GARVER R.V. — *I.R.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*. M.T.T. 9, (3), p. 224-238, 1961.
- [5] GARVER R.V. — *I.R.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques*. M.T.T., 7, (2), p. 272-276, 1959.
- [6] MIYAUCHI K. et UEDA O. — *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 12, (5-6), p. 281-294, 1964.
- [7] HIMES M.E. — *Proc. I.E.E.E.* 52, (6), p. 697-708, 1964.
- [8] ECKHARDT W. et STERZER F. — *Proceedings I.R.E.*, 50 (2), p. 148, 1962.

Vie de la Société

ACTIVITÉ DES GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Activité scientifique

Comme les années précédentes un cycle de Conférences, propre à la SFER, spécialisé mais de niveau théorique limité, s'est déroulé, en principe une fois par mois, le jeudi à 18 h.

Mais les membres de la SFER ont pu en outre profiter, d'une part des Conférences mensuelles de l'Union des Ingénieurs de la Côte-d'Or qui s'adressent à un public large, et, d'autre part des manifestations scientifiques organisées à la Faculté des Sciences soit par la Société de Physique, soit dans le cadre des enseignements spécialisés de Génie Électronique, auxquelles ils sont très largement invités.

Les principaux sujets traités dans le *Cycle de Conférences de la SFER* ont été les suivants :

— Dispositifs physico-chimiques utilisés en électronique (Professeur ZIMMERMAN).

— Observation des couches minces au microscope électronique, avec projection d'un film (P. VERNIER).

— Microélectronique et Machines à calculer (Ch. PASTEL).

— Les Lasers (F. MEYER).

avec l'UICO.

— Antimatière (L. LEPRINCE - RINGUET).

avec la Société de Physique.

— Cohérence partielle et optique (M. MARÉCHAL).

— Physique spatiale (M. CAUSSE).

— Effets collectifs dans les métaux (M. NOZIÈRES).

Parmi les manifestations scientifiques organisées par la Faculté des Sciences, on peut signaler les Journées nucléaires (29 avril - 8 mai), l'Exposition du Commissariat à l'Energie Atomique et la Journée des Sciences (15 mai) au cours de laquelle l'Amicale des Maîtres Assistants et Assistants a présenté un échantillonnage d'expériences très suggestives et commenté la visite de divers laboratoires de recherches, notamment en radioélectricité, électronique, photoélectricité, rayons X.

Des contacts sont toujours maintenus avec les groupes régionaux voisins de Lyon et de Nancy. La session de perfectionnement de Lyon sur l'action des rayonnements nucléaires sur les composants électroniques a été suivie avec attention.

Les annonces des Conférences et Journées d'Etudes parisiennes de la SFER sont très régulièrement affichées aux principaux Centres scientifiques : Faculté des Sciences, CEN de Valduc, laboratoires et usines de la CSF à Dijon.

Il est projeté de centrer un cycle de Conférences en 1966-1967 sur les recherches et techniques spatiales.

GROUPE DE BRETAGNE

I. Le 21 mai 1965, au Centre de Recherches de Lannion

Journée d'étude sur les « lasers et leurs applications ». Participation du Professeur GRIVET, Président de la SFER.

Au programme :

Introduction aux lasers (M. BERNARD, I. G. C. au CNET-PCM).

Les lasers à gaz (M. LAURES, Centre de Recherches de la CGE à Marcoussis).

Les lasers à solides fluorescents (MM. DEUTSCHBEIN et PAUTRAT, Ingénieurs au CNET-PCM).

Les lasers à semiconducteurs (M. DURAFFOURG, I. G. au CNET-PCM).

Etude de la lune par radar optique (M. ORSZAG, Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique).

Problèmes d'applications du laser aux télécommunications (par M. LE MEZEC, CNET-PDT).

Mise en œuvre de l'infrarouge (M. TRUFFERT, SAT).

II. Le 2 octobre 1965, au chantier du barrage de la Rance

Visite de 25 membres du Groupe SFER de Bretagne sous la conduite de M. J. MARTIN.

III. Le 15 décembre 1965, au Centre de Recherches de Lannion

Journée d'étude sur les « transmissions en modulations d'impulsions codées ».

Au programme :

Transmissions numériques à grande vitesse (M. TELLEGAS, CNET, Lannion).

Codage du signal téléphonique (M. MARTIN, CNET, Lannion).

Les équipements d'extrémité pour système en modulation codée à 36 voies téléphoniques à courte distance (MM. BARBIER et DE PASSOZ, SAT).

Les équipements de ligne d'un système en modulation codée sur câbles urbains (M. BODIN, SOCIÉTÉ LANNIONAISE D'ÉLECTRONIQUE).

Visite des laboratoires de codage du CNET.

IV. Le 16 mars 1966, au Centre de Recherches de Lannion

Journée d'études sur les « Mémoires Magnétiques ». Participation.

Programme :

Les problèmes de mémoires. Quelques solutions envisagées par le CNET (M. BASQUE, CNET-RME).

— Quelques problèmes posés par la miniaturisation : exemples de réalisation de circuits périphériques de mémoire (M. BEAUZÉE, COPRIM).

— Mémoires à tores de ferrites : leur évolution (M. CHALEAT, COPRIM).

— Mémoires ferromagnétiques à couches minces (M. GRUNBERG, CEN.G).

— Mémoires à gaufre de ferrite : M. TRAN VAN KHAI, CSF.

— Mémoire permanente à bâtonnets de ferrite du calculateur GAMMA M 40 (M. BRETTE, Cie BULL-GE).

V. Le 20 avril 1966, au Centre de Recherches de Lannion

Conférence de M. RISSET, agrégé de physique, Ingénieur au CNET, Lannion, sur la synthèse des sons musicaux à l'aide de calculateurs électroniques, d'après des études effectuées aux BELL TELEPHONE LABORATORIES.

VI. Importance du groupe SFER-Bretagne

Nombre de membres : 140 au 1-5-1966 dont 80 dans la région de Lannion.

GROUPE DE L'EST

En dehors de son activité de recrutement de membres de la SFER parmi les élèves de l'ENSEM, le groupe de l'Est a signalé n'avoir eu qu'une conférence de M. J. PEYSSOU, Ingénieur à la CSF, Directeur du Centre de Recherches Physico-Chimiques de la CSF à Dijon, sur « Les circuits intégrés en couches minces », le jeudi 25 novembre 1965.

GROUPE DE GRENOBLE

I. Conférences organisées par le groupe en 1966

28-1-1966 : L'Électronique au service de l'homme, par J. MAX.

25-2-1966 : Le Soleil radio-électrique, par A. BOISCHOT.

29-4-1966 : Le Radio-télescope de Nançay, par J. LEQUEUX.

Juin 1966 : Production et utilisation de faisceaux intenses de particules neutres rapides, par R.J. WARNECKE.

II. Conférences auxquelles ont été invités les membres du groupe

Le Comité de coordination des Sociétés scientifiques, créé à Grenoble, permet d'étendre les invitations à l'ensemble des

membres des diverses sociétés (SFER, SFE, Société d'Astronautique, etc.).

A ce titre, nos membres ont donc pu assister au programme suivant :

21-12-1965 : La fusée Diamant et le satellite A 1, par J. C. POGGI.

18-3-1966 : L'électrotechnique cryogénique, par de LA HARPE.

24-3-1966 : L'Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales, par M. SALMON.

19-4-1966 : La spectrographie en astronomie, par E. PILLET.

L'auditoire de ces conférences a oscillé entre cent et plusieurs centaines de personnes.

GROUPE DE LYON

Comme chaque année, les activités du groupe de Lyon de la SFER ont, avant tout, consisté dans l'organisation d'une session d'études d'une durée d'une semaine, de quelques conférences, et en général, les conférences ont été organisées avec le groupe de Lyon de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRICIENS avec qui nous collaborons sur le plan local pour le développement d'activités communes.

I. Conférences

Cinq conférences ont été organisées au cours de l'année et ont réuni, en général, une centaine de participants.

Les supraconducteurs et leur application à l'électronique par M. KLEIN,

L'évolution récente dans l'industrie des câbles électriques par M. VIDAL,

Les mémoires à supraconducteurs par M. CALLET,

Les procédés des télévisions en couleurs par M. RICHARD,

Utilisation des analyseurs multicanaux dans le traitement statistique des mesures par M. SICARD, directeur adjoint du Département d'Électronique, Société Intertechnique, Paris.

II. Session d'études du 22 au 25 novembre 1965

Elle a porté sur l'« Action des rayonnements nucléaires sur les composants électroniques ».

Elle a réuni 102 participants de titres divers (chercheurs, fabricants de transistors, utilisateurs spécialistes des problèmes spatiaux, etc.) qui ont suivi 16 conférences.

Lundi 22 novembre, Président de séance : M. CORDELLE :

— les divers types de rayonnements et leur interaction avec la matière. J. DEPRAZ, IPN, Lyon ;

— détection des particules radioactives. J. TEYSSIER. CPN Toulouse ;

— rayonnement dans l'espace. A. CHABERT, IPN, Lyon ;

— radiations autour d'un accélérateur. M. BARBIER, CERN, Genève ;

— radiations autour d'un réacteur embarqué. M. LESPINASSE, CNES, Paris.

Mardi 23 novembre, Président de séance : M. le Professeur GRIVET :

— les semiconducteurs : étude des conditions de création de défauts et leurs divers effets. M. BARUCH, ENS, Paris ;

— projection d'un film sur la création de défauts ;

— méthodes électriques utilisées pour l'étude des modèles de défauts. Mesures à basse température : applications au germanium. M. ZIZINE, ENS, Paris ;

— autres méthodes utilisées pour l'étude des modèles de défauts : modèles de défauts dans le silicium ;

— effets des rayonnements sur les jonctions. Application aux cellules solaires. MM. BARUCH et ZIZINE, ENS, Paris ;

— utilisation de jonctions au silicium pour l'étude des défauts. R. SCHUTTLER, Lab. Phys. Solide, Toulouse.

Mercredi 24 novembre, Président de séance : M. le Professeur GRIVET :

— effets des radiations sur les transistors. J.J. SAMUELI, IPN Lyon ;

— effets des radiations sur les circuits intégrés. M. GLOTIN, CEN Grenoble ;

— quelques investigations dans le domaine de la fiabilité des composants électroniques soumis aux radiations, M. GUYOT, CEN Saclay ;

— comportement des détecteurs solides dans un flux de rayonnements. R. SCHUTTLER, Lab. Phys. Sol. Toulouse.

Judi 25 novembre, Président de séance : M. VASSEUR :

— méthodes et dispositifs expérimentaux utilisés pour l'étude de l'action des rayonnements sur les composants électroniques. J. PIGNERET, IPN Lyon ;

— visite des installations d'irradiations de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon et démonstrations.

L'ensemble des conférences a été publié et distribué aux participants.

Le mercredi 24 novembre, un repas placé sous la présidence de M. le Professeur GRIVET, Président de la SFER, a réuni les principaux participants et un certain nombre de personnalités lyonnaises qui ont ainsi eu l'occasion de prendre contact avec notre Société.

Cette session, placée sous la présidence de M. le Professeur GRIVET, était organisée en collaboration avec le Centre de Perfectionnement en Physique Nucléaire de Lyon.

Le groupe de Lyon poursuivra ses activités au cours de la prochaine année dans les mêmes directions et prévoit l'organisation :

d'une session de perfectionnement sur l'étude des nouvelles structures pour accélérateurs linéaires de particules, en novembre prochain,

d'une journée d'études sur le traitement de l'information en biologie et en médecine,

et d'une conférence mensuelle sur un sujet d'actualité.

GROUPE DU NORD

I. Conférences

Avec le concours de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord EISEN :

En mars, une série de quatre conférences, sur le « Traitement électronique d'information ».

1) Les circuits logiques, par J.-P. OEMICHEN, Ingénieur à la CFTH :

2) Structure générale des machines de traitement d'information, par J.-M. CONVAIN, Ingénieur chez IBM-FRANCE.

3) Utilisation de ces machines pour l'automatisation en sidérurgie, par R. ETIENNE, Ingénieur chez USINOR, Dunkerque.

4) Utilisation de ces machines pour la gestion d'un ensemble qui reçoit et livre 30 000 commandes par jour, par A. BONTE, Ingénieur à LA REDOUTE.

Avec le concours de la Société des Ingénieurs Civils de France :

En mars, conférence sur « L'ingénieur devant les problèmes économiques des entreprises », par M. FALISE, Directeur de l'Institut d'Economie d'Entreprise et de Formation Sociale pour ingénieurs.

Avec le concours de la Société Française des Electriciens Groupe Nord.

En mars, conférence sur « Les applications de l'analyse dynamique et du critère de NASLIN dans le cas des centrales thermiques » par M. CHAUSSARD, Ingénieur Chef de la section « Contrôle et Automatismes » au Laboratoire d'essais spéciaux d'Electricité de France, à St-Denis.

En novembre, conférence sur « Les grands reportages à l'ORTF. Evolution technique des moyens utilisés par le service des grands reportages à l'ORTF », par M. FRANCK, Ingénieur à l'ORTF.

Des auditoires de 200 à 300 personnes ont assisté à ces conférences dont la presse régionale s'est largement fait l'écho.

II. Relations diverses

Le groupe Nord de la SFER, entretient d'amicales relations avec les diverses associations scientifiques et les groupements régionaux d'ingénieurs, notamment avec :

la Sté Française des Electriciens,

les Ingénieurs Civils de France,

la Sté Industrielle du Nord de la France.

l'Association Française pour le Contrôle Industriel de la Qualité.

l'Association Française de Régulation et d'Automatisme.

l'Association Technique pour l'Energie Atomique,

l'Association Nationale pour la Recherche Technique, etc.

Le président du Groupe Nord de la SFER a été désigné es qualité comme vice-président de l'Union Régionale des Groupements d'Ingénieurs du Nord et du Pas-de-Calais. Délégation Régionale du CNIF. Il est également membre de la CODER (Comité de Développement Régional, Nord - Pas-de-Calais) comme « personne qualifiée ».

Le groupe Nord de la SFER a été représenté dans de très nombreuses manifestations officielles régionales, tant à la Préfecture du Nord, à la Région Economique, aux journées spécialisées de la Foire de Lille, etc.

En toutes circonstances, la presse régionale et l'ORTF ont apporté leur concours au Groupe Nord, soit pour diffuser ses communiqués, soit pour relater ses activités. La revue hebdomadaire « Nord Industriel » a accepté de mettre ses colonnes à la disposition de la SFER, dans le cadre de sa rubrique « Carrefour des ingénieurs ».

III. Importance du groupe du Nord

Le nombre effectif des adhérents résidants dans la région Nord se montait à 326 pour l'exercice 1965.

GROUPE TOULOUSE MIDI-PYRÉNÉES

Période du 15 octobre 1965 au 1^{er} mai 1966

I. Campagne de recrutement

Vingt-quatre nouvelles adhésions ont été transmises à la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET RADIOÉLECTRICIENS (SFER) à la suite de la campagne menée par le Bureau du Groupe.

II. Principales manifestations

Le Bureau du Groupe Régional de la SFER a apporté son concours à l'organisation des JOURNÉES D'ELECTRONIQUE DE TOULOUSE (JET). Nous signalons notamment que M. le Professeur CAMBOU, Vice-Président du Groupe est, en même temps, Secrétaire Général du Comité d'Organisation des JET, alors que le Professeur LAGASSE est Membre de ce même Comité.

Les JET se sont déroulées du 7 au 11 mars 1966 et ont comporté :

— un colloque scientifique organisé par le Professeur LAUDET sur « l'Informatique et ses Applications dans le domaine médical » ;

— une exposition de matériel scientifique intitulée « Prestige de l'Electronique » qui a rassemblé, dans le Hall Gascogne du Parc des Expositions, plus d'une centaine de participants ;

— des conférences et des exposés destinés aux élèves et aux étudiants toulousains ainsi qu'aux ingénieurs en activité.

Parmi ces exposés, nous signalons que le Professeur LAGASSE a présidé celui de M. BOIVIN sur : « Principes et Constitution d'une chaîne de télémessure spatiale ».

III. Sessions de perfectionnement

L'existence à Toulouse de nombreuses associations ou sociétés (UIRT, Groupe Régional de la SFE, SFP, AFITAé, etc.) qui organisent chaque année des conférences dites « Grand Public », ont incité le Bureau du Groupe Régional de la SFER à ne plus multiplier ce genre d'expériences, qui, sauf cas exceptionnel, se révèlent, en général, décevantes.

C'est la raison pour laquelle, nous nous efforçons de mettre sur pied l'organisation de sessions de perfectionnement destinées à des Ingénieurs en fonction et traitant de sujets présentant un caractère d'actualité.

Les démarches que nous avons entreprises auprès des

sociétés industrielles régionales ont conduit à des résultats relativement limités, mais nous gardons l'espoir de pouvoir, en octobre 1966, présenter une première session à une douzaine d'auditeurs.

IV. Activités futures

Le rôle principal du Bureau consiste actuellement à poursuivre la campagne de recrutement qu'il a amorcée et à se préoccuper, d'ores et déjà, de l'organisation des JET 1967.

Celles-ci comporteront les trois volets désormais classiques : l'exposition, les conférences, le colloque scientifique.

Le sujet de ce dernier intéressera, l'année prochaine, les « Effets des rayonnements nucléaires et spatiaux sur les composants électroniques ».

Les organisateurs de ce colloque seront les Professeurs CAMBOU, FERT et LAGASSE.

COMPTE RENDU DU COLLOQUE INTERNATIONAL SUR « L'INFORMATIQUE »

TOULOUSE, 8-9-10 mars 1966

Dans l'Onde Électrique de décembre 1965, nous avons annoncé que, dans le cadre des Journées d'Électronique de Toulouse, aurait lieu un Colloque international sur l'Informatique, spécialement orienté sur l'Informatique médico-hospitalière et bio-médicale.

Nos lecteurs trouveront ci-après le compte rendu de ces trois journées.

1^{re} JOURNÉE

INTELLIGENCES ARTIFICIELLES ET SYSTÈMES AUTOADAPTATIFS

M. MICHAELSON, Directeur de l'Institut de Calcul d'Edimbourg, a d'abord présenté un exposé sur « un modèle pour la perception des Structures Syntaxiques ».

M. BENZECRI, Professeur à l'Institut de Statistiques de Paris, a fait des comparaisons entre l'homme et la machine par la recherche expérimentale de la définition d'un code entre individus. Les résultats obtenus montrent que les expériences humaines fourniraient des codes plus évolués et mieux ordonnés.

Au cours de sa communication sur « la démonstration des théorèmes par une machine », M. PITRAT, Ingénieur militaire principal, a prouvé qu'on peut écrire des programmes qui arrivent à démontrer ou à refuser des théorèmes, avec un pourcentage satisfaisant de succès.

Les études effectuées par MM. CASTAN et PERENNOU, de la Faculté des Sciences de Toulouse, sur les Intelligences artificielles axées principalement sur les problèmes de reconnaissance de formes, ont porté sur les systèmes utilisant la séparation linéaire par apprentissage.

M. de POSSEL, Directeur de l'Institut Blaise-Pascal, a présenté ensuite un exemple de lecture automatique d'un texte.

M. SIMON, de la CSF, dans sa communication « sur certains réseaux itératifs », a montré que l'interaction entre neurones peut difficilement être étudiée en partant d'un petit nombre, mais devient plus facile en partant d'un réseau infini et en cherchant si, dans ce réseau, peuvent exister des modes propres de vibration analogues à des propagations d'onde.

D'après M. DONIO, Ingénieur à la SACS, l'être humain est un excellent exemple de système autoadaptatif. La

« psychologie mathématique », science de développement récent, essaie d'établir des modèles stochastiques permettant de décrire et d'analyser les processus d'adaptation de l'homme à des signaux extérieurs.

M. BORDES, Ingénieur au CNET, a présenté les résultats donnés par l'étude expérimentale d'un système d'identification automatique de caractères dactylographiés effectivement utilisés pour la rédaction des adresses postales.

Le Docteur PAGES, Professeur agrégé à la Faculté de Paris, a effectué des recherches sur la simulation des fonctions cérébrales supérieures. Il a mis en évidence que certaines possibilités du cerveau humain demeurent encore inaccessibles à l'étude : à ce niveau, la machine ne paraît pas encore en mesure d'imiter l'homme.

M. FERRIEU, Ingénieur au CNET, a étudié les problèmes posés par la réalisation d'un appareil remplaçant, pour les sourds profonds, la perception directe de la parole par celle d'un code simple facilement assimilable permettant de « reconnaître » les différents sons ou phonèmes.

2^e JOURNÉE

INFORMATIQUE MÉDICO-HOSPITALIÈRE

Elle fut présentée par M. PEYSSARD, Inspecteur Général de la Santé Publique et le Général Ferré, adjoint au directeur du CNET.

L'avenir de la construction hospitalière paraît s'orienter vers l'érection de grands ensembles. L'un des projets déposés au Ministère de la Santé accuse une surface de 147 000 m² de planchers, et la modernisation de certaines techniques.

La mécanisation de l'hôpital par l'électronique concerne, par exemple, l'archivage des dossiers des malades. M. BUREAU, Ingénieur conseil au Centre International d'Etudes Techniques, montre que la qualité du CHU de demain sera proportionnelle à la vitesse de circulation des objets et des informations, et aussi à la persistance de ces dernières. Cela condamne, pour l'avenir, l'archivage traditionnel.

M. BROUSET, du Service Cardiologique de l'Hôpital du Tondu, à Bordeaux, après avoir signalé que le dossier d'un malade contient en moyenne 5 000 renseignements, aborde

le problème de la collecte et de l'exploitation des dossiers par ordinateur en liaison avec les divers services. Il présente un système original de codification des dossiers permettant une transmission rapide à l'ordinateur et envisage, à partir de ce stockage des informations, des travaux statistiques et de documentation automatique sur une grande échelle.

M. LÉVY-SOUSSAN, du Musée Océanographique de Monaco, présente une communication se rapportant à « Précontinent III ». Les habitants de la maison sous-marine répondaient à un questionnaire codifié en commandant eux-mêmes la perforation de cartes aussitôt transmises à un ordinateur. Les médecins chargés de leur surveillance pouvaient demander, à leur gré, à la machine :

— la fiche clinique d'un jour particulier pour tous les plongeurs ;

— la récapitulation de tel à tel jour des dossiers de chaque plongeur ;

Cette opération préfigurait, en somme, les possibilités offertes aux praticiens par un ordinateur dans le cadre d'un hôpital.

Dans le domaine du « monitoring », c'est-à-dire de la surveillance automatique et permanente d'un malade grave, comme les comateux, M. le Professeur CARA, de Paris, a signalé l'expérimentation d'un dispositif original permettant la surveillance électronique de la réanimation ;

M. SPEARING, de Londres, a présenté un système capable d'analyser les formes d'onde de la pression sanguine et les courbes physiologiques ;

M. STEINBECK, Ingénieur IBM aux USA, a montré que le monitoring pouvait, au besoin, s'appliquer à des sujets en parfaite santé, comme les cosmonautes en vol.

Enfin, M. LOCKHART, du CNRS a montré que dans les centres de réanimation la surveillance automatique continue de l'électrocardiogramme est assurée actuellement de façon satisfaisante, grâce à l'emploi de capteurs en nombre relativement important. Ces dispositifs d'alarme prévenant instantanément le médecin, assument avec une vigilance parfaite la surveillance du malade.

M. KEMPF, Ingénieur IBM, a montré combien la gestion d'un hôpital serait facilitée par un système de transmission de données reliant les services de l'hôpital à une machine centrale de traitement de l'information. Un tel système allégerait le travail administratif du personnel et notamment des infirmières.

M. KOEHLIN, de l'École des Hautes Études de Paris, a attiré l'attention sur le choix des enregistreurs magnétiques suivant le service qu'on en attend et aussi sur leur emploi.

M. BESSE, de l'Hôpital du Tondu à Bordeaux, après avoir enregistré sur bande magnétique des courbes de pression intra-ventriculaires, s'est attaché à les interpréter grâce à un ordinateur. Les extensions de cette méthode à d'autres problèmes cardiologiques, ont été évoquées, notamment l'application d'un calcul automatique aux courbes de dilutions isotopiques dans les cavités cardiaques.

M. BROUSSE, Ingénieur à la CITEC Paris, s'est attaché au problème du traitement direct par les calculateurs des signaux (électrocardiogrammes et électro-encéphalogrammes notamment). Il a exposé les avantages que présente la décomposition en série de fonctions orthonormales ; il a évoqué les possibilités de réalisation pratique par filtrage analogique et par calcul numérique, et signalé les résultats excellents obtenus aux USA dans la représentation des électrocardiogrammes à l'aide d'exponentielles complexes.

MM. BONNARD et SOLA, de la Cie Bull G.E., ont fait un inventaire des utilisations possibles des ordinateurs dans les Centres Hospitaliers de l'avenir tant pour l'administration interne que pour l'administration externe et la gestion administrative, la gestion technique, la technique médicale, l'information technique médicale.

Ils ont permis aux participants d'interroger, par l'entremise d'une ligne téléimprimeurs, un ordinateur situé à Lyon et qui indiquait combien sa « mémoire » contenait, par exemple, de cas de sujets masculins éthyliques, victimes d'accidents du travail, atteints de traumatismes crâniens et décédés...

3^e JOURNÉE

INFORMATIQUE BIO-MÉDICALE

Tendances et évolution des méthodes de traitement de l'information dans le domaine bio-médical

Cette journée était placée sous la présidence du Professeur LAZORTHES, doyen de la Faculté de Médecine, et du Général FÉRRÉ, adjoint militaire au Directeur du CNET.

M. le Professeur RÉMOND, Directeur du LENA de l'Hôpital de la Salpêtrière, a fourni des exemples de l'apport de l'informatique à la médecine, en signalant, en particulier, les réalisations du MGE de Boston, l'un des plus vieux hôpitaux des Etats-Unis. On a utilisé des calculateurs implantés à 12 km de cet établissement et reliés à celui-ci par 64 télétypes, avec quatre objectifs :

— Assumer une gestion de l'hôpital,

— Diminuer la « paperasserie » qui occupait 40 % de l'activité des infirmières,

— Stocker un grand nombre de données rapidement accessibles à la recherche,

— Utiliser ces calculateurs en « time-sharing », c'est-à-dire en temps partagé. Il s'agit d'une technique donnant la possibilité à chacun des utilisateurs simultanés d'obtenir avec l'ordinateur une liaison permanente.

Les résultats obtenus sont fort probants, et de nombreux étudiants vont effectuer un stage à cet hôpital.

A l'Université de Californie, un appareillage en modernisation constante travaille 22 heures sur 24 en effectuant dans ce temps quelque 500 traitements différents de l'information. Des techniques, encore inusitées à ce stade en France, permettent d'interroger la machine à l'aide d'un « crayon électrique » ou d'un clavier perfectionné : on arrive ainsi à instituer un véritable dialogue entre l'appareil et son utilisateur. Certains systèmes sont même capables de demander une répétition de la question si, pour une dose par exemple, celle-ci dépasse un niveau donné.

Il n'est donc plus permis de dire que la machine ne délivre que des réponses « bêtes et disciplinées » puisqu'elle peut, au besoin, mettre en garde son utilisateur contre elle-même.

Ce dispositif montre, en outre, que les craintes devant des réactions des automatismes, sont injustifiées. Le professeur Rémond souligne que « la machine ne contient jamais que ce qu'on peut mettre sur du papier et, quand elle se trompe, ce n'est qu'un défaut dans notre logique ». Elle constitue donc, en quelques sorte, une gigantesque encyclopédie dont le médecin ou le chercheur peut tourner les pages avec une incomparable rapidité, telle qu'elle paraît inquiétante à nos esprits autrement conditionnés.

Le Professeur Rémond en vient ensuite à l'enseignement. Il évoque la structure particulière des Universités des Etats-Unis. Nul n'ignore que, sur un « campus » le nombre des étudiants est relativement faible, comparé à celui des professeurs et des chercheurs. Dans ces conditions, l'enseignement paraît particulièrement s'adapter aux techniques modernes.

Dans ces conditions, l'enseignement paraît particulièrement s'adapter aux techniques modernes.

Au cours de la même journée, MM. RUFFIE, FERNET et DEDIEU ont présenté une communication sur l'utilisation de la mécanographie dans la recherche hématologique et génétique, fruit d'une étroite collaboration entre le Centre Toulousain d'Hématologie du CNRS et le Laboratoire d'Informatique de la Faculté des Sciences.

M. le Docteur DISTEL, Maître-assistant à la Faculté des Sciences de Paris, étudiant les tendances du traitement de l'information en cardiologie, a groupé les problèmes abordés par les différentes équipes, sous les trois rubriques : diagnostic électrocardiographique, épidémiologie, problèmes particuliers : monitoring, électrogénèse, etc.

Du point de vue technique, selon les problèmes, des moyens très différents sont mis en œuvre : calculatrices digitales, calculateurs analogiques universels, calculateurs spécialisés, modèles physiques.

M. GAUDEAU, de l'Institut Blaise-Pascal de Paris, a présenté un exposé sur la reconnaissance et l'analyse des vectocardiogrammes.

M. BOYLE, du Center of Rumatic Diseases de Glasgow, a comparé les diagnostics donnés par la calculatrice et par un spécialiste des maladies de la thyroïde à la suite d'une étude sur 88 malades (43 avec la maladie d'Hashimoto, 26 avec le goitre simple, et 19 avec le cancer de la thyroïde). Les résultats de ces comparaisons montrent que les diagnostics calculés, en employant la théorie des probabilités, sont au moins aussi fiables que ceux donnés par le spécialiste.

M. REICHERTZ, de la Polyclinique de Bonn, a rendu compte des résultats obtenus en soumettant au diagnostic électrique cent cas d'hyperthyroïdisme avec les programmes de MM. Fitzgerald et Williams adaptés pour des études avec une IBM 7090.

Il a présenté un deuxième exposé sur les électroencéphalogrammes.

La communication de Mme GAREYTE et de M. le Professeur GASTINEL, de la Faculté des Sciences de Grenoble, avait trait au traitement des données neurophysiologiques sur calculateurs.

M. le Docteur GUÉRIN, de l'Hôpital neurologique de Lyon, a présenté les enseignements tirés de 15 ans d'utilisation de divers procédés mécanographiques pour l'établissement statistique des corrélations entre les données cliniques, paracliniques et électroencéphalographiques.

L'exposé de M. JUTIER, Assistant au Collège de France, a porté sur l'acquisition de données électrophysiologiques.

La communication de M. le Docteur RÉGNIER, du Centre de Calcul de la Maison des Sciences de l'Homme, à Paris, avait trait à la classification et à l'analyse des expressions plastiques non figuratives de malades mentaux dont le diagnostic psychiatrique était fourni.

MM. CHARPENTIER, neurochirurgien, et PARNET, Ingénieur A. et M, ont défini par quatre paramètres (sursaut, cri, fuite, morsure) le comportement de rats placés dans une cage « sourde » conçue pour sortir ces quatre données sous forme de signaux électriques. Elles sont exploitées par un enregistrement sur bande perforée et traitées par calculateur. L'analyse statistique faite permet d'étudier rapidement l'influence des facteurs agissant sur le comportement.

Après un exposé de M. GROSS, Conseiller de l'OMS à Genève, sur la Surveillance des effets fâcheux des médicaments, au moyen d'un système intégré, M. LAPLUME, Directeur d'Etudes à la SODETEG, a signalé que les enregistrements des signaux fournis par les capteurs biologiques sont, en général, interprétés directement par le praticien sans traitement préalable. Il a montré que les méthodes modernes de calcul numérique permettent d'effectuer ce traitement de façon entièrement automatique et procurent l'avantage d'une réduction des perturbations de caractère erratique et, par là même, une amélioration de la fiabilité du diagnostic.

M. SILER, du Computing Center Stade University of New York a examiné ensuite les différentes propriétés des ordinateurs numérique, analogique et hybride, et étudié leur application aux problèmes bio-médicaux. Pour que l'enregistrement, la traduction et la mise en mémoire de quantités massives d'informations n'inondent pas la mémoire des ordinateurs numériques, il a conçu une méthode hybride réduisant les informations analogiques.

Enfin, M. EDEN MURRAY, Professeur au Massachussets Institute of Technology de Cambridge, a montré que le diagnostic médical pouvait être considéré comme un problème de reconnaissance de forme.

Cette dernière journée a été marquée par la visite de M. L'Inspecteur Général FRAUDEAU, chef adjoint du cabinet du Ministre de l'Education Nationale.

COMPTE RENDU DE LA VISITE AUX CENTRALES NUCLÉAIRES
 DE L'E.D.F. DE CHINON ET SAINT-LAURENT-DES-EAUX

le 1^{er} juillet 1966

Le Directeur de l'Equipement de l'EDF, M. J. CABANIUS, avait très aimablement autorisé les visites projetées par la SFE et la SFER aux Centrales Nucléaires de Chinon et de Saint-Laurent-des-Eaux, à la date choisie par elles, le 1^{er} juillet 1966. La SNCF a réussi à placer dans ses diagrammes d'un jour de grands départs la circulation rapide d'une rame spéciale RGP entre Paris, Port-Boulet et Beaugency ; le déjeuner servi dans ses voitures entre Port-Boulet et Beaugency a permis d'utiliser au mieux le temps très réduit dont nous disposions.

Le Directeur de l'Equipement nous avait fait l'honneur de déléguer pour le représenter le Contrôleur général A. HANNOTHIAUX, accompagné de M. P. TOUREAU, Chef de Division au Service Central Nucléaire.

Près de cent membres des deux Sociétés, réunis dans la salle de conférences du site de Chinon ont écouté avec le plus grand intérêt l'exposé de M. A. HANNOTHIAUX sur la politique générale de l'EDF en matière d'énergie nucléaire, sur les projets à l'étude et les perspectives d'avenir.

Le programme établi par l'EDF en 1955 avait un caractère expérimental et comportait la construction de prototypes de puissances croissantes et l'emploi de techniques progressivement améliorées. L'objectif final était de produire de l'énergie électrique d'origine nucléaire qui soit compétitive avec l'énergie d'origine thermique. Les duplications ne devaient se faire qu'après avoir atteint la compétitivité. Ce but est en vue à Saint-Laurent-des-Eaux avec EDF 4, qui constituera une tête de série destinée à être reproduite (Saint-Laurent-des-Eaux n° 2 et Fessenheim). En outre, sur le site dit de Bugey, EDF a entrepris la

construction d'une centrale de 500 MW avec des éléments combustibles d'un type nouveau refroidis extérieurement et intérieurement (Centrale de type INCA, nom donné pour rappeler qu'elle est conçue avec des échangeurs de chaleur INCorporés dans le caisson, et des Combustibles ANNulaires).

Parallèlement à la filière principale : uranium naturel-graphite-gaz, l'EDF expérimente d'autres filières :

- à la Centrale EL 4, avec le CEA, à Brennilis-Monts d'Arrée,
- et à la Centrale de Chooz (Franco-Belge) dans les Ardennes.

Dans un exposé non moins brillant, le Directeur des Centrales de Chinon, M. Cl. BIGEARD, a résumé avec beaucoup de clarté les caractéristiques essentielles des trois Centrales EDF 1, EDF 2 et EDF 3.

Toutes trois appartiennent au programme expérimental de la même filière retenue par l'EDF : combustible uranium naturel, modérateur graphite, fluide de refroidissement anhydrique carbonique sous pression.

L'accroissement rapide de la puissance et les progrès techniques réalisés ont entraîné une diminution considérable des frais d'investissement par kW installé qui représentent pour EDF 3 moins du tiers de ceux d'EDF 1. Les puissances respectives sont en effet :

EDF 1	70 MW	électriques	nets
EDF 2	200 MW	»	»
EDF 3	480 MW	»	»

Une visite détaillée d'EDF 3, de l'Atelier des Matériaux Irradiés (AMI) et des maquettes (certaines au 1/5, d'autres au 1/6) des caissons en béton précontraint des centrales EDF 3 et EDF 4 a permis à nos membres de mieux apprécier les efforts considérables de l'EDF en matière d'énergie nucléaire.

L'après-midi était réservé à la visite du chantier de construction d'EDF 4. Certes, après l'excellent exposé de M. TOUREAU qui, d'une main experte, a reconstruit sous nos yeux en moins d'une heure le réacteur d'EDF 4, les éléments de la maquette venant tous se placer avec aisance, il eut été facile de penser que le travail en cours à Saint-Laurent-des-Eaux n'avait présenté aucune difficulté. Et pourtant la visite de l'impressionnant chantier ainsi que quelques chiffres nous ont bien obligés à nous rendre compte des tours de force qu'il a fallu accomplir : le caisson d'EDF 4, une fois équipé, pèsera 80 000 tonnes ; il a fallu trouver une solution pour faire reposer cette masse sur un sol qui, sous 5 à 6 m d'alluvions sableuses, est formé de marno-calcaires peu aptes à recevoir pareille charge.

Il a fallu construire un portique de manutentions lour-

des pour la mise en place de charges indivisibles de 600 t.

Il a fallu établir un planing rigoureux pour la construction sur place de ces éléments lourds et leur montage dans le réacteur, en bon synchronisme avec la montée du béton.

Que malgré ces difficultés que nous avons entrevues, et d'autres que nous ne soupçonnons pas, le calendrier des opérations soit bien tenu, et même légèrement en avance, est un résultat remarquable ; aussi avons-nous été très impressionnés par cette visite à Saint-Laurent-des-Eaux.

Après une journée si bien remplie quelques instants de détente ont été possibles avant de reprendre le train pour Paris ; pendant qu'un groupe est allé contempler le Château de Chambord, un autre prenait un rapide dîner sur les bords de la Loire à Beaugency, ce qui a permis au Délégué général de la SFE de se faire l'interprète de tous les visiteurs des deux Sociétés SFE et SFER pour remercier vivement le Contrôleur général A. HANNOTHIAUX et tous les ingénieurs de l'EDF qui, à Chinon comme à Saint-Laurent-des-Eaux, se sont dévoués pour rendre la visite aussi attrayante qu'instructive. Une mention spéciale à l'excellent organisateur de ces visites, M. de SAINT-OURS.

LE CONSEIL NATIONAL DES INGÉNIEURS FRANÇAIS

Nous avons reçu le 27 juin de l'Union des Associations Scientifiques et Industrielles françaises (U.A.S.I.F.), 19, rue Blanche à Paris-9^e, la lettre ci-après :

Mon cher Président,

Lors de la réunion plénière du 14 mars des Présidents des diverses Sociétés membres de l'U.A.S.I.F. ou de leurs délégués, nous avons entendu Monsieur Jean Louis, Président du Conseil National des Ingénieurs Français (C.N.I.F.), dans un exposé très complet et documenté sur la vocation de cet organisme, dont l'U.A.S.I.F. est l'un des trois groupements fondateurs.

Nous avons tous été d'accord sur l'importance qu'il y avait à ce que les ingénieurs soient mieux renseignés individuellement sur la structure de représentation de leur profession à travers les trois modes de groupement qui aboutissent au C.N.I.F. par les voies de l'U.A.S.I.F., de la F.A.S.F.I.D. et de la Société des I.C.F. Dans ce but, il a été convenu que chacune des Sociétés membres de l'U.A.S.I.F. accueillerait en bonne place dans un prochain numéro de la revue ou du bulletin qu'elle publie, un texte signé du Président du C.N.I.F., dans lequel seraient rappelées la composition, les origines et les actions de cet organisme.

Je vous envoie ci-inclus le texte définitivement mis au point par le Président LOUIS, en souhaitant que vous puissiez l'insérer dans un très prochain numéro de votre revue.

Je vous prie d'agréer, mon cher Président, l'expression de mes sentiments très cordialement dévoués.

Le Président,
signé : R. GIBRAT
à M. Jean LOUIS

Etant donné l'intérêt de la communication, la S.F.E.R., qui est membre de l'U.A.S.I.F., prête très volontiers les colonnes de l'Onde Electrique à M. Jean LOUIS, Président du Conseil National des Ingénieurs Français.

M. GIBRAT, Président de l'Union des Associations Scientifiques et Industrielles Françaises (UASIF) m'a demandé de rédiger un texte qui serait accueilli dans les publications périodiques des membres de l'Union et qui rappellerait ce qu'est le Conseil National des Ingénieurs Français (CNIF), par qui et pourquoi il a été créé, et comment s'articulent les institutions qui se retrouvent dans son sein.

Après les écrits et les discours de l'illustre fondateur du CNIF, le Président CAQUOT, et des Présidents LANGE et EPRON, ne semble-t-il pas superflu de retracer la genèse du CNIF et de rappeler comment il agit et à quelles fins ?

A la suite de mes prédécesseurs, je vais néanmoins tenter de le faire. Mais auparavant il faut que je remercie sincèrement *l'Onde Electrique* de l'hospitalité qu'elle accorde à ces lignes et de l'occasion qu'elle me fournit d'apporter aux membres ingénieurs de la Société française des Electroniciens et des Radioélectriciens le salut cordial du Conseil National des Ingénieurs Français.

L'homme est un être essentiellement sociable. Répondant à son instinct grégaire, il a toujours vécu et œuvré en troupe, en société. Mais, ses connaissances progressant, le temps est venu où il lui a fallu se spécialiser au sein d'un groupe de plus en plus nombreux et il a alors éprouvé le besoin de se réunir avec ceux de ses semblables qui exerçaient la même activité que lui, dans un sous-groupe homogène (guilde, corporation, aujourd'hui nous disons association, syndicat). Ce n'est pas la civilisation industrielle dans laquelle nous vivons, quelles que soient ses transformations actuellement prévisibles, qui affaiblira ce courant auquel les ingénieurs n'ont pas échappé ; et tout montre qu'ils ne désirent pas le contrarier, bien au contraire.

D'instinct, les ingénieurs sortis d'une même École ont désiré se retrouver dans une Association d'anciens Elèves. Les plus anciennes de ces formations remontent à 1847 pour les Ingénieurs Arts et Métiers, à 1862 pour les Centraux, à 1864 pour les Mineurs de Paris et à 1865 pour les Polytechniciens.

En 1848, les fondateurs de la Société des Ingénieurs Civils de France proposaient à tous les ingénieurs, d'où qu'ils fussent issus, de se rassembler sous le signe de l'universalité de leur art.

Mais les progrès de la science (et de sa sœur la technique) se traduisaient bientôt par un tel foisonnement de connaissances que la constitution de Sociétés scientifiques et techniques spécialisées devenait inévitable et, pour tout dire, indispensable.

En présence de la prolifération des Sociétés spécialisées, la vocation de la Société des Ingénieurs Civils de France, au lieu de s'éteindre, transcendait alors le dessein de ses fondateurs, et nous constatons aujourd'hui que cette Société devient, elle aussi, indispensable à celui qui désire entretenir, développer sa propre culture en restant informé des

grands progrès réalisés dans l'ensemble des techniques. Au surplus, toutes choses se transformant si rapidement de nos jours que nul ne sait jamais si des techniques qui lui sont aujourd'hui inutiles ou étrangères n'influenceront pas ou ne bouleverseront pas demain la sienne propre.

Quoi de plus naturel que la fédération, effectuée en 1929, des Associations d'Anciens Elèves des Ecoles dans la FASSFI, devenue en 1957 la FASFID (Fédération des Associations et Société Françaises d'Ingénieurs Diplômés) ?

Quoi de plus naturel que la fédération, effectuée en 1948, des Sociétés spécialisées dans l'UASIF (Union des Associations Scientifiques et Industrielles Françaises) ?

Aussi, les trois grandes Institutions : ICF, FASFID et UASIF étaient ou se mettaient en place, quand est né chez les ingénieurs, dans les profondeurs de leurs rangs, le grand mouvement qui s'est manifesté par la création des premières Unions d'Ingénieurs, à Lyon, Toulouse, Bordeaux.

De ces Unions régionales d'Ingénieurs qui couvrent maintenant la France entière ou presque, le Président DOUGEROLLE qui leur a consacré tant de soins avec tant de cœur, vous dira prochainement ici même ce qu'elles sont. Je présume qu'il s'interrogera aussi avec vous sur ce qu'elles pourraient être, sur ce qu'elles devraient être. Je me contenterai donc d'évoquer brièvement leur origine et d'envisager leur devenir.

En fait, ce mouvement résulte de la prise de conscience, chez les Ingénieurs, de leurs responsabilités, de leurs devoirs et du rôle grandissant qu'ils pourraient jouer dans la Nation.

Or dans la société actuelle, l'individu isolé n'a plus d'autorité, sa voix ne compte que dans la mesure où il est agréé dans un corps qui a pu entrer dans le jeu social après qu'il ait atteint lui-même, puis dépassé une certaine « masse critique ». A cet égard, les Unions Régionales, qui ont les mêmes emprises géographiques que les nouvelles Régions Economiques, semblent bien posséder la taille référentielle suffisante.

Dans les perspectives que je tracerai plus loin, les Unions Régionales ne pouvaient, d'évidence, rester isolées. Fallait-il qu'elles se fédèrent en un quatrième groupement dont les actions se seraient développées en marge de celles des trois Institutions déjà nommées, avec tous les risques de recouvrements, au moins partiels, que l'on pouvait pressentir aisément ?

Cette dernière crainte était si fondée qu'elle contribua beaucoup au rassemblement, au sein du Conseil National, des ICF, de la FASFID, de l'UASIF et des Unions Régionales d'Ingénieurs.

Il fallait, en effet, d'une part harmoniser, coordonner, sinon animer, les activités propres à chacune de ces organisations et, d'autre part, assurer la représentation globale et unique des Ingénieurs français tant à l'intérieur que hors de nos frontières.

La mission du Conseil National des Ingénieurs Français (CNIF) doit viser ce double objectif.

Le CNIF est géré par un Comité de Direction de cinquante membres choisis en raison de leur compétence dans les divers domaines intéressant l'Ingénieur. Ce Comité est renouvelable par tiers chaque année, et une importante fraction de ses membres est constituée par des « Régionaux ». Il siège trois ou quatre fois par an.

Pour la gestion courante, le Comité délègue les pouvoirs nécessaires à un Bureau composé du Président assisté de trois Vice-Présidents, désignés respectivement par les trois

fondateurs (FASFID, UASIF et ICF). Le Président peut se faire assister par un Vice-Président adjoint ; c'est le Président GALVAING qui assume actuellement cette importante fonction, avec le tact et la compétence que reconnaissent tous ceux qui ont suivi sa longue carrière de militant des mouvements d'ingénieurs.

Le Bureau du CNIF s'assure que les activités des groupements constituants ne sont pas discordantes. Il discute de l'opportunité et de l'urgence de tel ou tel problème intéressant le corps des ingénieurs, il prépare les questions à débattre et les décisions à prendre par le Comité de Direction. L'action utile, décidée d'un commun accord, est généralement du ressort de l'un ou l'autre des groupements constituants qui conservent leur autonomie propre et qui sont seuls à détenir les moyens de réalisation. Cependant le Président et les Vice-Présidents assurent les actions personnelles nécessaires aux niveaux les plus élevés.

Une Assemblée annuelle, qui réunit les délégués de nombreuses associations et les membres du Comité, entend le rapport du Comité puis exprime son avis sur les grandes orientations à prendre.

En définitive, le CNIF représente la collectivité des ingénieurs partout où cette représentation est souhaitable, et cela soit directement par son Président ou son Bureau, soit indirectement par délégation faite à l'un ou l'autre des organismes constituants.

Des efforts considérables ont été consentis par le CNIF pour obtenir, dans diverses instances administratives du pays, une représentation active ou, pour le moins, une reconnaissance d'existence officielle.

Ce n'est pas ici qu'il convient de résumer ou même d'énumérer les travaux qui ont été entrepris sous l'égide du CNIF par ses constituants. A ceux, — et j'espère qu'ils seront nombreux, — qui voudraient satisfaire leur curiosité à cet égard, je ne puis que conseiller de se reporter aux comptes rendus des Congrès de Toulouse et de Bordeaux.

S'appuyant sur ses constituants dont il contribue, par cette opération, à renforcer l'autorité, le Conseil National peut prétendre qu'il représente d'une manière authentique et efficace tous les ingénieurs, devant toutes les instances nationales et internationales.

Conjointement avec les trois grandes institutions FASFID, UASIF et Ingénieurs Civils de France, les Unions Régionales ont entrepris la tâche de guider les ingénieurs dans la voie qu'ont définie les Congrès Nationaux de 1961 et de 1965 :

- exalter la mission des Ingénieurs,
- veiller à ce que leur rang social ne soit pas contestable et, à cette fin, préserver les attributs de leur titre, entretenir leur perfectionnement post-scolaire,
- offrir leurs services aux Pouvoirs Publics dans l'apolitisme et en tout désintéressement.

Tels sont les mobiles du mouvement qu'anime le Conseil National des Ingénieurs Français et qui ne tend à rien de moins que la constitution d'un véritable Corps d'Ingénieurs voué au bien du pays.

Car les signes de notre époque, — explosion démographique, — accélération du rythme du développement scientifique (notamment dans la biologie) et du développement technique (notamment dans l'astronautique et l'atomistique) —, font présager qu'une grande mutation de notre civilisation va s'accomplir et qu'elle ne pourra se faire sans les Ingénieurs.

Il est donc temps qu'ils s'y préparent.

Correspondance

TRAVAUX DES LABORATOIRES D'ELECTRONIQUE ET DE PHYSIQUE APPLIQUEE SUR LA MODULATION DE LUMIERE PAR BIREFRINGENCE ELECTRIQUE

A la suite de l'article de J. LE MEZEC, Mme J. HENAFF et NGUYEN NGOC CHAU: Modulation de la lumière par biréfringence électrique, Application aux télécommunications, publié dans le n° 470 de l'*Onde Electrique* (mai 1966), il semble intéressant de citer les travaux effectués aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée. Ces travaux, dont une partie a été subventionnée par la Direction des Recherches et Moyens d'Essais, ont constitué, à notre connaissance, les premières réalisations européennes dans ce domaine et ont fait l'objet de communications diverses de 1964 à 1966: rapports, exposé de G. MARIE devant la Société des Ingénieurs Civils de France [1], thèse de Doctorat 3° cycle de J. DONJON [2]. On trouve en particulier, dans ces communications, la description de modulateurs de lumière à champ longitudinal, formés de 3 à 6 cristaux de KDP de dimensions $5 \times 5 \times 15$ mm collés les uns aux autres avec rotation de $\pi/2$ autour de l'axe optique d'un cristal au suivant, identiques à ceux qui sont mentionnés dans l'article de l'*Onde Electrique* précité. On y décrit également l'utilisation de ces modulateurs intégrés dans une ligne à retard, ouverte ou adaptée, excitée par un amplificateur distribué comportant 2×8 tubes E 810 F. Un ensemble amplificateur-modulateur, de 100 MHz de bande passante, a été exposé en fonctionnement (transmission d'une image de télévision) à la 60° Exposition de Physique, à Paris, du 14 au 19 décembre 1964 [3].

Ajoutons par ailleurs que ces modulateurs ont été également utilisés dans des dispositifs originaux à deux trajets optiques superposés de sens opposés, qui permettent de réduire de moitié la tension d'attaque nécessaire, pour un même nombre de cristaux, dispositifs valables pour des bandes passantes pouvant atteindre 500 MHz. L'ensemble de ces travaux est exposé dans un numéro de la revue *Acta Electronica* [4], [5].

* *

- [1] MARIE G. — La modulation de lumière et ses applications aux télécommunications. Communication présentée à la Société des Ingénieurs Civils de France, 23 avril 1964, Paris. Extrait des « *Mémoires des Ingénieurs Civils de France* », T. 117, n° 10, octobre 1964, pp. 19-30.
- [2] DONJON J. — Réalisation de modulateurs de lumière, à large bande, utilisant l'effet Pockels dans les cristaux de KH_2PO_4 . Thèse présentée à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris, Centre d'Orsay, pour obtenir le titre de Docteur 3° cycle, spécialité Electronique, le 3 mars 1965.
- [3] Catalogue 1964 édité par la Société Française de Physique, p. 800.

- [4] BILLARD P., DONJON J., MARIE G. — Application de la modulation de lumière aux télécommunications. Expérience de transmission d'une image de télévision sur une distance de 6 km. *Acta Electronica*, vol. 9, n° 4, pp. 305-313.
- [5] DONJON J., MARIE G. — Modulateurs de lumière, à large bande, utilisant l'effet Pockels. *Acta Electronica*, vol. 9, n° 4, pp. 315-385.

DÉMONSTRATION DE TRANSMISSION DE PAROLE SUR UN FAISCEAU LUMINEUX ÉMIS PAR UN LASER

Le Laboratoire Central de Télécommunications (LCT) poursuit, depuis 1961, des recherches dans le domaine des lasers à gaz et à solide et de leurs applications aux télécommunications.

Ces travaux sont financés depuis 1961 par la Société INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORP. et, pour partie, depuis 1964, par des commandes de l'Etat Français.

Dans le cadre de ces travaux, LCT a réalisé un équipement de transmission de parole sur un faisceau lumineux émis par un laser à gaz qui est notamment utilisé pour l'étude de la propagation dans l'atmosphère des faisceaux de lumière cohérente émis par les lasers.

C'est cet équipement qui a été utilisé le 27 mai au cours de l'émission télévisée PANORAMA pour transmettre une communication téléphonique sur un faisceau de lumière visible.

L'équipement comprend un laser à argon émettant un faisceau de lumière bleue (longueur d'onde $4880 \text{ \AA}$) qui est modulé par les signaux reçus par la ligne téléphonique au moyen d'un modulateur à cristaux de phosphate de potassium diacide (KDP). Le faisceau lumineux modulé par les signaux de la ligne téléphonique est reçu par un photomultiplicateur qui alimente à son tour le combiné téléphonique.

Bien que, pour les besoins de la démonstration, la transmission ait été limitée à une distance de quelques mètres, l'équipement permet, par temps clair, une transmission entre deux points distants de plusieurs kilomètres.

Cette présentation laisse entrevoir la possibilité de tirer parti de la capacité d'un faisceau lumineux comme moyen de transmission qui pourrait théoriquement permettre la transmission simultanée d'un milliard de conversations téléphoniques.

Les recherches en cours tendent à accroître la portée, et à tirer parti de l'énorme capacité du moyen de transmission que constitue un faisceau de lumière cohérente émise par un laser. Cette démonstration montre que les espoirs mis dans un exemple vient d'être diffusé par l'O.R.T.F., justifient les résultats tant théoriques que pratiques déjà obtenus, et dont cette nouvelle technique, dès 1961, étaient fondés, et les efforts actuellement faits dans ce domaine.

WESTINGHOUSE CRÉE UN PLASMA A L'AIDE D'UN LASER

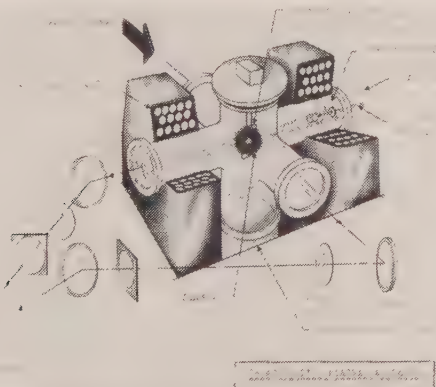
Les services de recherche de Westinghouse Electric viennent de révéler le succès d'une expérience capitale pour la physique du plasma grâce à l'utilisation d'un rayon laser. Une équipe de chercheurs de la WESTINGHOUSE ELECTRIC composée de MM. E.W. SUCOV, J.L. PACK, A.G. ENGELHARDT et A.V. PHELPS, est parvenue à créer un plasma et à le confiner au moyen d'un champ magnétique dans un espace en forme de bouteille.

On comprendra l'importance de ce résultat quand on saura que la création et l'emprisonnement d'un plasma sont les deux problèmes restant à résoudre pour achever le contrôle de l'énergie thermonucléaire. Ce sont de telles réactions nucléaires à haute température qui donnent au soleil et à d'autres astres leur énergie quasi illimitée.

L'expérience de Westinghouse, réalisée avec le concours du commissariat américain à l'énergie atomique, a substitué l'aluminium au carburant thermonucléaire.

Un puissant laser à rubis, conçu pour donner de très courts éclairs lumineux (20 milliardièmes de seconde) transforme l'aluminium en plasma à l'intérieur d'une chambre vide. Par un jeu de lentilles et de miroirs, une caméra ultra rapide prend des photos tri-dimensionnelles du plasma magnétiquement enfermé dans cette chambre.

En l'absence de champ magnétique, la caméra révèle un important plasma incandescent qui dure environ un millionième de seconde. Les particules chargées d'électricité constituant le plasma sont principalement des ions d'aluminium qui s'écartent de leur noyau à une vitesse d'environ 10 000 km/s. Dès que le champ magnétique est rétabli, il réagit au contact des ions d'aluminium, les faisant tourner en orbite et formant une bulle pulsante de gaz ionisé qui dure 50 fois plus qu'en l'absence de champ magnétique. Bien qu'éphémère, cette vie de 50 millièmes de seconde est une des caractéristiques principales des plasmas magnétiques confinés.



Les mesures effectuées indiquent que l'énergie motrice des ions est d'environ 300 eV. En d'autres termes, si toutes les particules du plasma partageaient cette énergie désordonnée et de bombardement, elles atteindraient une température de 3 millions de degrés centigrade. Cette température est 500 fois plus élevée que celle de la surface du soleil et 100 fois celle de l'étoile estimée la plus chaude.

Les chercheurs de Westinghouse ont calculé que le rayon laser émet 100 MW de puissance sur la cible d'aluminium (un disque de la taille d'une tête d'épingle) qui en absorbe environ 80 %.

En moins d'un centième de microseconde, elle passe de l'état solide à celui de gaz électriquement chargé. Cette cible est placée au centre d'un récipient de verre sous vide, muni de trois paires de bras à angles droits. Le rayon laser passe latéralement entre la première paire de bras. La seconde supporte les deux solénoïdes de l'électro-aimant qui crée le champ magnétique enfermant le plasma. La troisième renferme les circuits et canalisations pour la pompe à vide et l'appareillage de mesure.

TÉLÉVISION EN COULEUR MAJORITÉ DÉFINITIVE POUR LE SECAM III

Les travaux de la Commission Télévision du CCIR, Comité Consultatif International des Radiocommunications, se sont terminés à OSLO après une ultime réunion qui s'est tenue dans la matinée du dimanche 17 juillet. Le SECAM III est définitivement adopté par l'URSS, la France et plus de trente pays qui lui assurent désormais une majorité plus large encore que celle qu'il avait obtenue à VIENNE l'an passé.

Il convient de rappeler que, dans le but de faire adopter un système unique pour l'Europe, la France, appuyée par l'URSS, avait pris l'initiative de proposer, à titre de solution de compromis, le système SECAM IV comme standard unique pour la zone européenne de radiodiffusion.

Ce système, bien qu'insuffisamment au point, avait en effet été considéré dans différents pays — et notamment en Grande-Bretagne — comme susceptible de pouvoir faire l'unité de l'Europe dans ce domaine.

Comme l'adaptation de ce système exigeait de surseoir d'au moins six mois au démarrage de la télévision en couleur, la France avait assorti sa proposition d'un moratoire qui comportait l'engagement pour tous les pays d'arrêter le développement industriel des systèmes autres que le SECAM IV et, en particulier, celui du PAL.

Cette offre, on le sait, a été finalement repoussée par les deux principaux promoteurs du système PAL : la Grande-Bretagne et la République fédérale allemande.

Le motif invoqué par ces deux pays a été qu'ils commençaient dès août 1967 leur service de télévision en couleur et que leur degré de préparation industrielle dans le système PAL était trop avancé.

Cette position des délégations anglaise et allemande était confirmée au niveau des gouvernements de ces deux pays.

Dans ces conditions, et afin de libérer les tenants du SECAM du préjudice certain qu'un retard aurait porté à leurs intérêts légitimes, la France et l'URSS ont confirmé formellement leur choix du SECAM III et leur décision d'en pousser activement la préparation industrielle afin de commencer la diffusion des programmes couleur en 1967. Il a été en outre décidé de ne pas continuer plus avant les études du SECAM IV.

Le partage de la zone européenne est maintenant un fait acquis, mais il n'a pas dépendu de la France qu'il en soit ainsi. En tout état de cause, la robustesse des signaux SECAM constituera un facteur de sécurité pour les opérations de transcodage que ce partage rendra inévitable.

Ainsi, la technique française, assurée d'une coopération internationale grandissante, va s'établir sur une large portion de la zone européenne de radiodiffusion et plus tard, sur les continents africain et sud-américain comme l'a montré le vote d'OSLO.

Les téléspectateurs de la zone SECAM vont bénéficier d'images de haute qualité avec un récepteur simple, sans réglage, stable et d'installation aisée. Les facilités et possibilités de l'enregistrement magnétique en couleur — uniques avec le SECAM III — assorties des avantages qui en découlent sur le plan économique, vont être mise à la disposition des pays qui ont manifesté leur confiance dans la valeur du procédé français.

LE SYSTÈME NADGE

La complexité et la vitesse des armes aériennes actuelles, la nécessité de ripostes quasi-instantanées ont bouleversé, à l'échelle internationale, les données des problèmes de la défense aérienne. Ses exigences sont devenues telles, affirment les experts de l'OTAN, que l'on ne peut plus s'en tenir à des réactions manuelles et locales, artisanales en quelque sorte ; il faut passer à des manœuvres d'un ordre supérieur et qui ne peuvent se concevoir que par l'utilisation de réseaux à la fois vastes et coordonnés de systèmes électroniques.

Il y avait là, pour l'Alliance Atlantique, un des problèmes les plus importants. C'est pour y répondre que l'OTAN dut

élaborer le plan d'un programme de défense coordonné. Il s'agit du système NADGE (Infrastructure de défense aérienne de l'OTAN), qui s'étend de la Norvège à la Turquie. Les firmes électroniques qualifiées en Europe et sur le continent nord-américain furent invitées à se grouper en consortiums et à concourir pour la fourniture des équipements et l'installation du système. L'investissement est de l'ordre de cent millions de livres sterling. C'est HUCO, consortium international dirigé par HUGHES AIRCRAFT COMPANY, qui, étant le moins-disant, a été désigné.

Par son ampleur et par le perfectionnement de ses équipements, le système que HUCO aura à fournir à l'OTAN sera le plus important et le plus moderne de ceux qui aient jamais été réalisés.

Il est intéressant de noter, dans cette affaire OTAN, une innovation politico-économique : pour satisfaire l'équilibre de la balance des paiements des pays de l'Alliance, chacun participera à la réalisation du projet dans la mesure de sa contribution financière.

Le consortium Hughes, 116, rue de la Tour, à Paris-16^e, comprend :

La Compagnie Française Thomson-Houston, de Paris ;
Marconi Company Limited, de Chelmsford, Grande-Bretagne ;

Selenia S.p.A., de Rome, Italie ;

Hollandse Signaal Apparaten, de Hengelo, Pays-Bas ;

Telefunken A.G., d'Ulm, Allemagne Occidentale.

L'OTAN a voulu un système modulaire qui puisse évoluer avec les besoins propres de chaque nation et qui, conçu en fonction des problèmes de défense d'aujourd'hui, puisse recevoir les améliorations dictées par les nécessités opérationnelles et la technique de demain. L'évolution des systèmes de défense aérienne au cours de ces dernières années montre en effet qu'en face d'armes de plus en plus puissantes et perfectionnées, on tend vers des délais de riposte de plus en plus courts et vers des moyens de défense de plus en plus compliqués.

La compression des délais d'alerte, la vitesse et l'altitude des appareils de l'adversaire ont depuis longtemps rendu caducs les comptes rendus des observateurs au sol ; il n'y a plus le temps matériel de relever sur une carte la course des avions et, par des moyens manuels, de tenir à jour le tableau de la situation. De plus, la précision des armes aériennes actuelles ne dépend plus d'une météo favorable ou de l'observation directe de l'objectif au sol.

Pour fournir des délais d'alerte adéquats, les « yeux » d'un système de défense moderne sont devenus des radars à longue portée, fouillant l'espace 24 heures sur 24 et par tous les temps, capables ainsi de donner le tout premier indice d'une pénétration ennemie. C'est sur un réseau de tels radars que s'appuiera le système NADGE.

Au cœur du système se trouveront des calculateurs universels travaillant en « temps réel » ; grâce à leur rapidité,

les informations reçues seront digérées et transmises instantanément.

Des appareils de visualisation perfectionnés permettront de traduire les résultats, c'est-à-dire de rechercher et d'utiliser le renseignement ; par recherche du renseignement, on entend détection, poursuite, détermination de l'altitude, identification des avions, analyse de l'importance du raid, par utilisation du renseignement, évaluation de la menace, allocation des moyens de défense à chaque objectif, direction et contrôle de ces moyens.

Dès qu'un objectif est repéré par le radar, l'information est transmise électroniquement à un centre de commandement où elle apparaît immédiatement sur l'écran d'une console sous forme de « blip », pour employer le terme consacré.

Simultanément, l'information est envoyée à un analyseur vidéo, appareil qui détermine si le « blip » représente bien une cible, ou s'il résulte du brouillage de l'adversaire ou, plus simplement d'un écho parasite. Les résultats de cette première analyse sont transformés en données numériques assimilables par le calculateur.

L'information est ensuite acheminée sur le corrélateur, ensemble calculateur-mémoire. Son rôle est d'enregistrer le « blip » parmi tous les autres « blips », de noter s'il s'agit vraiment d'une cible ou d'un écho parasite, de se souvenir à mesure que le « blip » se déplace s'il s'agit de la même cible ou d'une nouvelle.

Du corrélateur, l'information est renvoyée à la console dont il a été question ci-dessus où elle apparaît sous forme de symbole digitalisé. Ce symbole est superposé au « blip » primitif résultant de l'information vidéo brute. L'opérateur dispose ainsi de deux moyens de poursuivre la cible : l'information brute et, sous forme de symbole, celle qui a été digérée par le corrélateur.

La durée de cette suite d'opérations ne dépasse pas le millième de seconde.

L'identification de la cible peut alors être accomplie de plusieurs façons, on peut tout simplement interroger par radio le pilote de l'appareil ; on peut faire appel au système d'identification par signaux électroniques codés ; ou comparer, grâce au calculateur, les informations obtenues sur la cible à celles qui sont emmagasinées dans sa mémoire ; enfin le responsable de la défense aérienne peut envoyer un intercepteur à la rencontre de l'objectif pour vérifier visuellement.

En ce qui concerne les engins sol/air, la localisation précise de la cible est immédiatement transmise aux batteries choisies, ou bien le chef de la défense peut électroniquement lancer des intercepteurs et, quel que soit le temps, les ramener en sûreté sur leurs bases au retour de leur mission.

Tel est, en fin de compte, l'objet du système NADGE. Mettant en œuvre les équipements mêmes qui ont servi à détecter, identifier, marquer et poursuivre les cibles, à transmettre les informations et les ordres, à déterminer les armes de défense les mieux placées, il guidera ces dernières — engins ou intercepteurs — sur leur objectif.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES par rapport à l'étalon Cs₂ en 10⁻¹⁰

Valeurs journalières moyennes

Juillet 1966	GBZ 19,6 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz
1	—	— 300,2	— 300,3	0	— 0,1
2	— 299,9	— 300,8	— 300,1	0	— 0,2
3	— 299,8	— 300,1	— 300,1	+ 0,1	— 0,2
4	—	—	—	— 0,2	— 0,3
5	—	—	—	— 0,1	—
6	—	— 300,0	— 300,0	+ 0,1	0,3
7	— 300,6	— 299,5	— 299,1	0	— 0,2
8	—	— 299,9	— 299,0	0	— 0,2
9	— 300,3	— 300,3	— 299,5	+ 0,1	— 0,1
10	— 300,3	— 300,3	— 299,3	+ 0,2	— 0,1
11	— 300,9	— 300,3	— 299,9	+ 0,1	— 0,2
12	— 300,3	— 300,3	— 299,8	0	0,2
13	— 300,7	— 300,3	— 299,8	0	— 0,2
14	— 300,6	— 300,0	— 299,9	0	— 0,2
15	— 300,9	— 300,2	— 299,9	0	0,2
16	— 300,5	— 300,5	— 300,0	+ 0,1	— 0,2
17	—	—	—	0	— 0,4
18	—	—	—	0	—
19	—	— 300,2	— 300,7	0	0,3
20	—	— 300,2	— 300,2	0	— 0,4
21	—	— 300,1	— 300,4	+ 0,1	0,3
22	—	— 300,1	— 300,1	+ 0,1	— 0,3
23	—	—	—	+ 0,1	— 0,2
24	—	— 300,2	— 300,3	+ 0,2	— 0,2
25	—	— 300,2	— 300,0	+ 0,2	— 0,1
26	—	— 300,0	— 299,7	+ 0,1	0,2
27	—	— 300,2	— 300,0	+ 0,1	— 0,3
28	—	— 300,3	— 300,0	0	— 0,3
29	—	— 300,4	— 300,1	0	— 0,3
30	—	— 300,1	— 300,3	+ 0,1	— 0,3
31	—	—	—	0	— 0,3

Les enregistrements de phase ont été effectués par l'intermédiaire d'un oscillateur à rubidium.

Août 1966	GBZ 19,6 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	MSF 60 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz
1	—	— 300,2	—	—	+ 0,1	— 0,3
2	—	—	—	—	+ 0,1	— 0,2
3	—	—	—	—	+ 0,1	— 0,2
4	—	— 299,8	— 299,8	—	+ 0,3	— 0,2
5	—	— 300,1	— 299,5	—	+ 0,2	— 0,2
6	—	— 300,1	— 299,8	—	+ 0,2	— 0,1
7	—	— 300,0	— 300,0	—	+ 0,3	— 0,1
8	—	— 300,0	— 299,7	—	+ 0,3	— 0,1
9	—	— 299,7	— 300,0	—	+ 0,2	0
10	—	— 299,6	— 300,0	—	+ 0,3	— 0,1
11	—	— 300,0	— 300,0	—	+ 0,2	— 0,1
12	— 300,5	— 300,0	— 299,7	—	+ 0,2	0,3
13	— 300,4	— 300,1	— 299,7	— 299,9	+ 0,2	— 0,1
14	— 301,0	— 300,3	— 299,7	— 299,7	+ 0,3	— 0,1
15	— 301,2	— 300,1	— 299,6	— 299,7	+ 0,3	— 0,1
16	— 301,8	— 300,4	—	— 299,4	+ 0,1	— 0,1
17	— 300,6	— 300,1	—	— 299,6	0	— 0,2
18	— 300,0	— 300,1	— 300,0	— 300,0	+ 0,1	— 0,1
19	— 300,7	— 300,0	— 299,7	— 300,1	+ 0,2	0
20	— 300,7	— 300,2	— 299,8	— 299,5	+ 0,4	— 0,1
21	— 300,9	—	— 300,1	— 299,7	+ 0,4	0
22	— 300,8	— 300,0	— 300,0	— 300,1	+ 0,4	— 0,1
23	— 302,6	— 299,7	— 299,9	— 300,2	+ 0,2	— 0,2
24	— 301,8	— 300,2	—	— 300,5	0	— 0,1
25	— 302,3	— 300,2	—	— 300,1	+ 0,1	— 0,1
26	— 302,0	— 300,2	— 300,3	— 300,1	+ 0,2	— 0,2
27	— 302,0	— 300,1	— 300,6	— 300,4	+ 0,2	— 0,2
28	— 301,2	— 300,0	— 300,4	— 300,5	+ 0,1	— 0,2
29	— 301,9	—	— 300,3	— 300,7	+ 0,1	— 0,3
30	— 301,3	— 300,7	— 300,8	— 301,3	0	0,4
31	— 301,9	— 300,1	—	— 300,7	0	0,5

Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs₂ du Département « Fréquences » du C.N.E.T.

RAPPORT DU DÉLÉGUÉ GÉNÉRAL A LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE

La Commission de la Recherche Scientifique et Technique a reçu du Commissariat Général du Plan une double mission :

— préparer les éléments d'une politique scientifique et définir, dans le cadre de celle-ci, les programmes d'équipement de la recherche publique civile ;

— dresser un programme d'expansion de la recherche technique et du développement industriel des inventions. Les directives du Gouvernement concernant la compétitivité technique des industries françaises associent le secteur privé et les pouvoirs publics ;

— les crédits sur l'attribution desquels la Commission a compétence pour émettre avis et recommandations ne représentent qu'une partie de l'ensemble des sommes dépensées en France pour la recherche ; mais ils conditionnent en fait la vitalité de tous les secteurs scientifiques et techniques, publics ou privés, qui se situent en aval. Un programme cohérent de recherche publique, qui s'intègre dans une politique nationale de Recherche et de Développement, ne saurait être établi sans tenir compte des autres options publiques : recherche nucléaire, spatiale et militaire, et des impératifs techniques et financiers qui s'imposent aux entreprises.

La Commission de la Recherche constitue ainsi un « carrefour » où se rencontrent les différents éléments qui concourent à la définition de la politique scientifique nationale.

Le rapport général de la Commission présente successivement :

- la situation de la recherche française à la fin du IV^e Plan,
- les programmes du V^e Plan pour :
 - le secteur de l'enveloppe-recherche,
 - le secteur public hors-enveloppe : recherche spatiale civile, recherche liée à l'énergie atomique, recherche militaire,
 - le secteur des entreprises et des organisations professionnelles,
 - la contribution française à la coopération scientifique internationale,
- la mise en œuvre des investissements projetés et notamment :
 - les besoins prévisionnels en personnels de recherche,
 - l'organisation de la recherche en secteur public, structures d'exécution et structures de coordination,
 - les mesures destinées à favoriser le financement de l'effort de recherche des entreprises,
 - les mesures destinées à favoriser l'aboutissement rapide des résultats de la Recherche au niveau de l'exploitation industrielle.

La Commission de la Recherche Scientifique et Technique a été à même d'élaborer ce document grâce à l'esprit de coopération et au souci du bien public qui anime l'ensemble de ses membres. Le rapport tient compte de la priorité reconnue par le Gouvernement à la recherche dans l'effort national d'investissement, et fournit à tous les responsables de l'activité scientifique et économique, publique ou privée, la base de référence indispensable à leur réflexion et à leur action.

Ce rapport est en vente au prix de 35 F à La Documentation Française, 16, rue Lord-Byron, Paris 8^e, C.C.P. Paris 9060-98.

PUBLICATIONS DE RADIOTECHNIQUE COPRIM - R.T.C.

Dans sa série « Application des Semiconducteurs », R.T.C. vient de sortir la publication :

XXIII — Application des semiconducteurs — Récepteurs à transistors : I. Récepteur MA/MF de grande classe.

Dans sa série « Manuels Techniques RTC », une nouvelle édition 1966-67 du volume VI Transistors, annule et remplace l'édition datée 1964-65.

La première publication est disponible gratuitement, la seconde peut être obtenue au prix de 15 F, au bureau de documentation de RTC, 130, av. Ledru-Rollin, Paris XI^e.

PUBLICATIONS DU COMMISSARIAT A L'ÉNERGIE ATOMIQUE

Le C.E.A. a fait paraître dernièrement les brochures illustrées suivantes :

- Centre de Production de Plutonium de Marcoule.
- Centre d'Études Nucléaires de Cadarache.
- Rapport annuel de 1965.
- Bilan et perspectives : juin 1966.

Ces brochures peuvent être obtenues auprès du Service des Relations Publiques du CEA, 29 à 33, rue de la Fédération, Paris-XV^e.

REVUE TECHNIQUE CECLES-ELDO

La Revue Technique de l'Organisation Européenne pour la Mise au Point et la Construction de Lanceurs d'Engins Spatiaux (CECLES-ELDO), vient de sortir son premier numéro sous les presses de Gauthier-Villars.

Elle se présente sous forme d'une brochure illustrée 17×24 d'une soixantaine de pages ; les articles y sont publiés dans la langue de leurs auteurs.

CATALOGUE D'APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES ROHDE ET SCHWARZ

Nous signalons, pour mémoire, la récente parution d'un catalogue d'appareils de mesures électroniques qui nous a semblé particulièrement intéressant et clair pour ceux qui ne sont pas rebutés par la langue allemande. On peut se le procurer chez Rohde et Schwarz, France, 33, boulevard Berthier, Paris XVII^e.

PUBLICATIONS DE L'U.I.T.

L'U.I.T. vient de publier la *Convention internationale des Télécommunications*, Montreux, 1965.

Ce document, issu des travaux de la Conférence de plénipotentiaires, Montreux, 1965, a pour objet de faciliter les relations et la coopération entre les peuples par le bon fonctionnement des télécommunications tout en reconnaissant à chaque pays le droit souverain de les réglementer. Les pays et groupes de territoires qui deviennent parties à la Convention constituent l'Union Internationale des Télécommunications.

Cette Convention de Montreux, 1965, abroge et remplace, à partir du 1^{er} janvier 1967, la Convention internationale des télécommunications de Genève, 1959, dans les relations entre les gouvernements contractants.

La Convention internationale des télécommunications est donc la charte de base de l'U.I.T. De ce fait, elle constitue un document de référence très utile pour tous ceux qui s'intéressent au développement des télécommunications à l'échelle mondiale. Elle comprend environ 250 pages et est éditée en trois langues séparées (française, anglaise et espagnole) ; son prix de vente est de 7 F suisses l'exemplaire.

L'U.I.T. a publié en outre le Protocole additionnel facultatif concernant le *Règlement obligatoire des différends*. Ce protocole, qui peut être livré séparément de la Convention, a fait également l'objet de trois éditions séparées (française, anglaise et espagnole), son prix de vente est de 1,50 F suisse l'exemplaire.

Adresser les demandes à la Section des ventes de l'Union internationale des télécommunications, Place des Nations, 1211-Genève-20, Suisse.

UNE PUBLICATION CONSACRÉE AUX PRODUITS A BASE DE SILICIUM - SILICONE

La DOW CORNING INTERNATIONAL Ltd publie une revue trimestrielle traitant des nouvelles possibilités d'emploi offertes aux produits à base de silicium - silicone dans les secteurs importants de l'industrie. Cette publication doit permettre aux ingénieurs, projeteurs et spécialistes de fabrication de

se tenir au courant des perspectives que leur ouvrent les progrès constants réalisés dans le domaine des silicones.

Le MATERIALS NEWS INTERNATIONAL est publiée en quatre langues (allemand, anglais, espagnol et français). Dans cette revue illustrée de 16 pages sont étudiés les produits à base de silicones, toujours plus nombreux, qui vont des lubrifiants aux matières à mouler, en passant par les antimoussants, les élastomères et les diélectriques.

Pour recevoir régulièrement le MATERIAL NEWS INTERNATIONAL, il suffit d'écrire sur papier à en-tête à la Dow Corning International, Ltd., 25, rue de la Loi, Bruxelles 4, Belgique.

Dans le cadre du programme d'expansion de ses activités en Europe, Dow Corning vient d'installer à Bruxelles, à l'adresse indiquée ci-dessus, une direction pour l'Europe, ainsi que des services techniques et commerciaux.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

UNE GAMME COMPLÈTE DE SEMICONDUCTEURS EN BOÎTIER PLASTIQUE PRÉSENTÉE PAR TEXAS INSTRUMENTS

Il y a quelques mois, T.I. avait lancé sur le marché un transistor de puissance en boîtier plastique, le TIP 14, à très faible tension de saturation ($V_{CEB} = 0,1$ V nominal à 200 mA), h_{21E} linéaire : 30 nominal à 500 mA et 1 A, une excellente fréquence de réponse (60 MHz nominal).

Développant cette technique, ce sont maintenant les transistors bipolaires germanium et silicium, transistors à effet de champ, transistors unijonction, transistors de puissance, redresseurs au silicium et circuits intégrés, que TEXAS INSTRUMENTS propose en boîtier plastique.

Parmi les nouveaux dispositifs on note :

Les circuits intégrés en boîtier plastique enfichable à 14 connexions, conçus pour une utilisation facile dans des montages par soudure à la vague. La plupart des 150 types de circuits intégrés T.I. seront disponibles dans ce boîtier.

Nouveaux amplificateurs bipolaires SILECT TM à faible bruit, faible niveau, de la série PNP 2N 4058 - 2N 4062 avec un h_{21E} nominal de 200 à $I_C = 1$ mA. Dans les utilisations en FM, RF-IF, les 2N 4254 - 2N 4255 sont intéressants par leur faible capacité en contre-réaction ($C_{cb} = 0,65$ pF maximum) gain élevé (2 dB nominal GUM à 100 MHz) et faible bruit ($FB = 2,8$ dB nominal à 100 MHz).

Nouveau transistor à effet de champ, le SILECT TM TIXS 42, canal N, s'ajoute à la série de transistors à effet de champ TI. en boîtier plastique ; c'est le premier chopper en boîtier plastique produit à ce jour. Sa faible résistance « ON » (70 Ω maximum) et son faible courant (5 nA maximum à 25 °C) en rendent l'emploi facile pour les commutateurs rapides, le remplacement de relais et les convertisseurs analogiques numériques TIS 34. Ce dispositif canal N est prévu pour être utilisé dans la partie VHF des téléviseurs, radio FM et équipements de communications.

Nouveaux transistors germanium à structure plane sous plastique pour les applications haute fréquence en AM-FM et télévision.

Le TIXM 10, pour les amplificateurs RF et les mélangeurs, a un h_{21E} de 16 dB minimum, 22 dB maximum à 100 MHz, $r_b C_c = 6$ pF maximum ; le facteur de bruit est de 4 dB maximum à 200 MHz. Le TIXM 11, pour les oscillateurs et amplificateurs IF, a un h_{12E} de 29 dB minimum, 39 dB maximum à 10 MHz, 30-50 dB à 455 kHz et 14 dB à 100 MHz. Les connexions de ce boîtier plastique sont semblables à celles du TO 18.

Redresseurs au silicium sous plastique.

La série 1N 4001 à 1N 4007 a des dimensions deux fois moindres que les redresseurs sous epoxy courants, et ce type de dispositif est plus économique que ceux en boîtier verre ou métal. Cette série 1 ampère a une gamme de tension entre 50 et 1 000 V.

Nouveau transistor unijonction au silicium sous boîtier plastique.

Le TIS 43 a été obtenu en alliant la technologie du transistor unijonction à structure plane et la technique de conditionnement sous boîtier plastique SILECT TM. Grâce à cela, le TIS 43 a un courant de fuite 20 fois moindre que les unijonctions au silicium allié en boîtier TO 18 dont le prix est double.

La résistance aux chocs et vibrations a été triplée par rapport à celle des transistors unijonction normaux : le TIS 43, en boîtier plastique moulé SILECT TM, supporte une accélération constante de 60 000 G sans dégradation. Au cours d'essais de durée de vie en fonctionnement, ces dispositifs ont accumulé 155 000 transistors/heures sans une seule défaillance. Ces résultats permettent d'utiliser le TIS 43 dans les applications industrielles et militaires.

On peut utiliser ce transistor en oscillateurs, circuits détecteurs de courant et de tension, multivibrateurs, générateurs de signaux, circuits astables et bistables. Le TIS 43 est également bien adapté pour servir de déclencheur de redresseur commandé.

Ses caractéristiques principales : $I_{EO} = 10$ nA maximum à 25 °C ; $\eta = 0,55$ minimum, 0,80 maximum ; $r_{OB1} = 4,0$ k Ω minimum, 9,1 k Ω maximum ; $V_{bb} = 3,0$ V minimum.

NOUVEAUTÉS UNITRODE

UNITRODE, représentée en France par SPETEEC, 12, rue Le Châtelier, Paris 17^e, annonce la récente sortie :

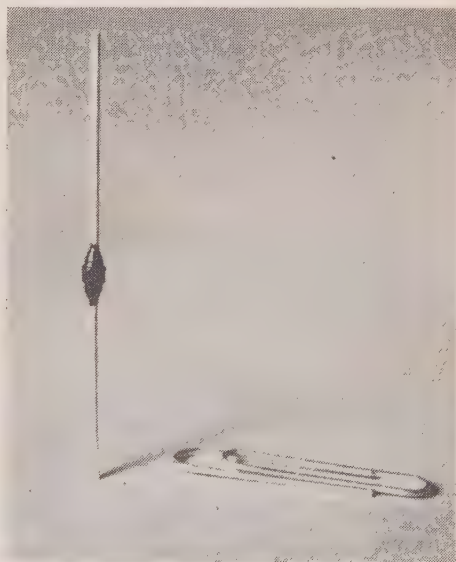
● 1° d'une diode redresseuse au silicium 4 ampères à sorties axiales :

Caractéristiques :

- 4 A à 25 °C (6 A avec ventilation).
- 100 A pendant 8 ms - courant inverse 0,5 μ A.
- TIC : de 50 à 800 V.

UNITRODE annonce même la sortie prochaine d'une diode : 8 A, TIC jusqu'à 600 V, de dimensions hors tout approximatives : $\varnothing$ 7,5 mm. longueur = 18 mm. 200 A en surcharge (8 ms).

● 2° d'une diode Zener capable d'absorber en transitoire 250 W, puissance double que peut absorber une diode Zener de 10 W (fixation à tige filetée) et se rapprochant



de la puissance en transitoire d'une diode de 50 W. Cette diode est également à sorties axiales et de diamètre de 3,7 mm environ.

Caractéristiques :

- Dissipation : 5 W, 250 W en surcharge.
- Tension : de 6,8 à 400 V.

— *Impédance* dynamisme faible pour toutes les tensions, avec coude très prononcé.

Ces performances, nous dit le constructeur, sont obtenues grâce à une construction et à un procédé technologique particuliers, propres à toutes les *diodes Unitrode*, consistant en une soudure métallurgique d'une pastille au silicium entre deux cylindres de même diamètre ; après quoi, un manchon en verre spécial est fondu *sur toute la jonction* et donne une structure monolithique, sans vide, qui préserve la jonction de toutes contaminations possibles ultérieures.

Il résulte de cette constitution et de sa faible résistance thermique que les caractéristiques électriques sont stables et ne changent pas, même après une surcharge ou des conditions d'environnement extrêmes. Après des essais de durée de vie de 1 000 heures dans des conditions normales de fonctionnement, les spécifications électriques des diodes sont inchangées.

NOUVELLE DIODE UHF A EFFET SCHOTTKY

La nouvelle diode UHF à effet Schottky TIXV.305, produite par TEXAS INSTRUMENTS est conçue pour être utilisée dans les tuners UHF, détecteurs vidéo, mélangeurs micro-ondes, et toutes applications en commutation très rapide ; elle apporte aux utilisateurs de diodes à pointe une amélioration sensible des performances et de la fiabilité.

Sa faible perte de conversion et son faible facteur de bruit (6 dB nominal à 900 MHz) permettent de réaliser des tuners UHF qui améliorent sensiblement la qualité de l'image en noir ou en couleurs (particulièrement dans les zones marginales).

Pour les applications en commutation, la TIXV.305 a un temps de recouvrement exceptionnel ($t_{rr} = 50$ picosecondes nominal). La puissance nécessaire pour l'oscillateur local est faible. Le bruit de ce nouveau dispositif est de 0,5 mV. La charge stockée est pratiquement nulle.

La technologie utilisant l'effet Schottky supprime les contacts à pointe si fragiles et augmente sensiblement la résistance aux chocs et aux vibrations. La TIXV.305 supporte une accélération constante de 20 000 G et des chocs à 1 500 G.

NOUVELLE SÉRIE DE DIODES AU SILICIUM MESA

TEXAS INSTRUMENTS livre depuis quelque temps une nouvelle série de diodes au silicium de commutation (TID 40 à TID 44). La technologie mesa a été utilisée car elle permet d'obtenir ces caractéristiques de tension élevée et de fort courant mieux que d'autres techniques, y compris la structure plane.

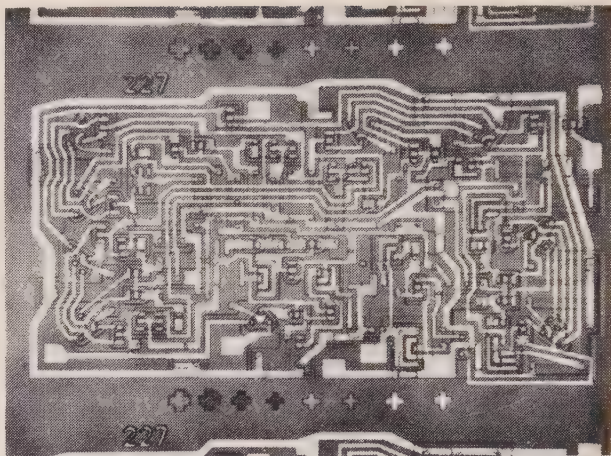
Ces diodes admettent en effet une tension de 250 V avec un courant de 200 mA à 1 V.

La technique de production de ces diodes sous boîtier verre avec deux sorties axiales, formant à la fois les contacts et les connexions du dispositif (technologie UNI/G), leur permet de supporter chocs et vibrations aux limites exigées par les applications industrielles ou militaires.

NOUVELLE SÉRIE DE CIRCUITS INTÉGRÉS A FONCTIONS MULTIPLES SYLVANIA : DIVISEUR DE FRÉQUENCES A DÉCADES

SYLVANIA ELECTRIC PRODUCTS INC. vient d'annoncer la mise à disposition du premier diviseur de fréquences à décades construit sous forme de circuit intégré monolithique réalisé pour l'industrie sur une seule pastille. Il est destiné aux ordinateurs et contient 40 circuits-portes intégrés réalisés au moyen de 116 transistors, résistances et diodes.

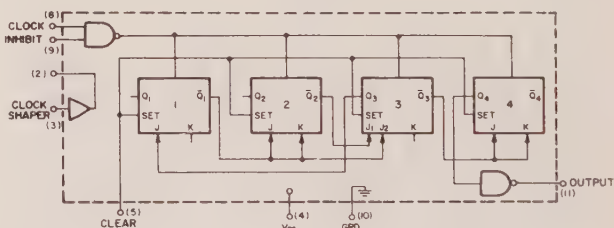
Le développement de ce sous-système ordinateur indépendant, de très faibles dimensions, est particulièrement intéressant pour les applications possibles dans les domaines de l'aviation, des satellites et de l'espace, partout où les dimensions et le poids sont de toute première importance.



Le diviseur de fréquence à décades est un sous-système complet à fonctions multiples établi sur une pastille à circuits intégrés de dimensions standards. Il comporte 40 circuits portes réalisés au moyen de 116 transistors, résistances et diodes.

Ces nouveaux diviseurs à décades sont sept fois plus petits et consomment deux fois moins de puissance que les dispositifs actuellement en service.

Dans ses applications au domaine des communications, le diviseur de fréquences à décades réalisé par Sylvania permet d'obtenir une série de fréquences précises à partir d'une fréquence étalon. Jusqu'ici, pour réaliser cette fonction, il était nécessaire d'utiliser plus de 40 circuits-portes intégrés, sous forme de modules séparés.



Dans le domaine du traitement de l'information, ce dispositif synchronisera le moment exact de la transmission de l'information entre des systèmes ordinateurs éloignés et créera des impulsions numériques extrêmement précises qui permettront les opérations de synchronisation entre les ordinateurs principaux et les équipements auxiliaires.

Le diviseur à décades Sylvania pourra traiter des signaux d'entrée tant numériques qu'analogiques et fournira des signaux de sortie à ondes carrées dont la fréquence sera exactement 1/10 de la fréquence d'entrée. De plus, ce circuit acceptera et divisera de tels signaux pour des fréquences jusqu'à 30 kHz ; en outre, des signaux analogiques de basse fréquence de l'ordre de 5 Hz peuvent être divisés par 10 d'une manière absolument précise.

Les diviseurs à décades de la série SM 50 sont des circuits à six étages dont le premier sert à la mise en forme du signal d'entrée. Ce signal est divisé par cinq d'une manière synchrone dans les trois étages suivants. Le signal sortant du quatrième étage est dédoublé par le cinquième, ce qui complète la division par 10. Le sixième et dernier étage est un étage tampon donnant de 6 à 15 sorties possibles, tant en courant continu qu'alternatif.

Les entrées et les sorties de ces réseaux numériques sont parfaitement équilibrées et adaptées aux caractéristiques d'entrée et de sortie de la série des circuits intégrés universels SUHL à haut niveau logique. La série SM 50 des diviseurs à décades est conçue pour travailler dans la gamme de température de -50°C à $+125^{\circ}\text{C}$ et est livrable sous la nouvelle forme de module enfichable Sylvania à deux rangées de contacts, ou sous la forme du module plat TO-85.

Le diviseur de fréquences à décades est actuellement au stade de production préliminaire et il est prévu que cette série sera livrable en Europe vers la fin de l'année 1966.

Caractéristiques de fonctionnement :

- Gamme de fréquences : 5 Hz à 30 MHz.
- Puissance consommée : 150 mW.
- Bruit de fond maximal : ± 1 V.

NOUVEAUX CONNECTEURS POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

SOURIAU, 9, rue Gallieni, 92-Billancourt, annonce la sortie de nouveaux connecteurs pour circuits imprimés, série 8610. Ils sont au pas de 1,27 mm (1/10 de pouce) et du type « broches et douilles ». Ils se composent de deux parties :

— Le connecteur embase, qui peut être mâle ou femelle, et dont la fixation est réalisée au moyen d'équerres métalliques rapportées, munies ou non d'écrous flottants ;

— Le connecteur mobile, sur lequel la carte circuits imprimés est fixée parallèlement ou perpendiculairement, et dont les équerres d'extrémité sont dotées de guides.

Cette gamme comporte actuellement les brochages 23 et 33 contacts et sera disponible dans les brochages correspondant à la normalisation en cours.

Ces contacts sont disposés en quinconce sur deux rangées, au pas de 2,54 mm ; divers modes de raccordement devant être utilisés :

- fût à souder à l'étain,
- précâblage pour soudure électrique,
- queues droites ou queues coudées à souder à l'étain sur cartes circuits imprimés,
- contacts à sertir, démontables,
- contacts pour raccordement par connexion enroulée (wire-wrap).

Ils sont protégés par une sous-couche d'argent 10 μ et une couche d'or 2 μ . Leur repérage est effectué par chiffres sur l'isolant diallyl-phtalate.

Leurs caractéristiques principales sont les suivantes :

- Contacts diamètre 0,8 mm.
- Intensité admissible max. 3 A.
- Tension d'essai au sol 500 V eff.
- Tension de claquage au sol 1 000 V eff.
- Résistance de contact 0,002 Ω .
- Résistance d'isolement sous 500 V cc 5 000 M Ω .
- Température d'utilisation : -55 °C $+125$ °C.
- Endurance 1 000 manœuvres.

LES P.M.D. CHEMICALS PRÉSENTENT QUATRE PRODUITS NOUVEAUX POUR LE TRAITEMENT DES CIRCUITS IMPRIMÉS ET DES SEMICONDUCTEURS

Après une période de recherches et de développement intensifs, P.M.D. Chemicals Ltd. de Coventry, fabriquent et lancent les premiers produits d'une gamme entièrement nouvelle de composés chimiques, destinés à la confection des circuits imprimés avec trous conducteurs.

Ces nouveaux produits, distribués dans le Benelux et la France par P.M.D. Continentale S.A., Bruxelles, consistent en un décapant polyvalent pour la gravure, une solution d'étamage chimique et deux agents de nettoyage spéciaux. Auparavant, P.M.D. distribuait une gamme de produits de métallisation chimique américains ; la diffusion en est actuellement interrompue.

● Le décapant polyvalent, CUPRETCH, est une solution d'acide chromique modifiée qui a été développée spécialement pour la gravure des circuits imprimés et pour lutter contre l'érosion latérale sous-jacente. Le décapant s'emploie avec l'or, le nickel doré, l'étain-nickel, l'étain-plomb, l'or et le nickel chimiques, la plupart des réserves organiques, et il s'élimine facilement de la surface des laminés par rinçage à l'eau.

Chaque litre de solution CUPRETCH dissoudra 38 g de cuivre, et l'usage de machines à jets ou à barbotage permettra d'accroître cette quantité de plus d'un tiers.

CUPRETCH est habituellement livré à l'état de solution doublement concentrée, et devra être entreposé à la température ambiante ou dans un endroit frais.

● Le STANIMERSE, permet l'étamage chimique simple, par dépôt d'étain pur sur le cuivre et ses alliages, ainsi que sur le plaqué, étain-plomb. Conférant au cuivre et à l'étain-plomb une excellente protection contre la corrosion, STANIMERSE augmente la soudabilité de ce dernier et présente de nombreux avantages pour les fabricants de circuits imprimés, d'équipement électronique et de semiconducteurs.

STANIMERSE, qui est livré sous la forme d'une poudre à dissoudre dans l'eau acidulée, produit des dépôts d'une densité telle qu'une couche de 1,2 μ résistera deux heures à l'attaque par l'acide chromique concentré. Un litre de STANIMERSE permettra d'étamer au moins 1,4 m² avec une épaisseur approximative de 0,6 μ .

● D'un pH voisin de la neutralité, les nouveaux produits de nettoyage au trempé P.M.D. CUPRANET S et L sont particulièrement indiqués pour le traitement des circuits imprimés, parce qu'ils n'ont pas d'action nocive sur les laminés de cuivre, ni sur les réserves photosensibles ou sérigraphiques.

Les produits CUPRANET contiennent des agents de chélation et éliminent les mouillures et les pâtes à polir résiduelles. Le cuivre des circuits est nettoyé et désoxydé en une seule opération.

CUPRANET S se recommande pour un travail à chaud (température supérieure à 65 °C), tandis que CUPRANET L peut être utilisé à la température ambiante, toutefois son pouvoir nettoyant augmente avec la température.

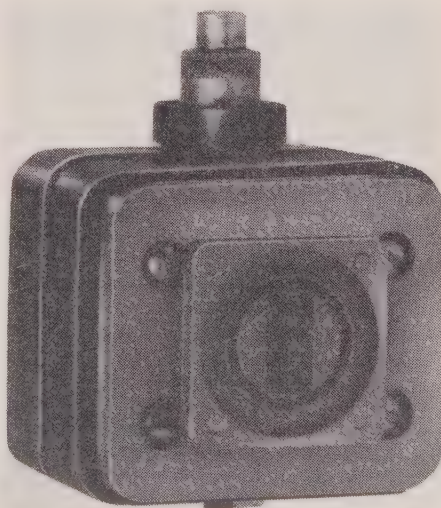
● Avec LEVELEX, les P.M.D. ont mis au point un procédé chimique de nivellement du cuivre et de ses alliages, par décapage dans une solution acide contenant des agents brillantiers.

Utilisée pour le traitement des pièces avant placage, la solution produira des surfaces chimiquement propres et brillantes, ce qui contribuera à améliorer l'aspect et la tenue à la corrosion des pièces finies.

A une température d'environ 20 °C, LEVELEX décaper le cuivre à la vitesse de 3 μ /mn. Une finition brillante du cuivre s'obtient, par simple immersion dans LEVELEX, en 60 s.

MICROWAVE ASSOCIATES PRÉSENTENT DEUX NOUVEAUX MAGNÉTRONS RADIOPHARES RÉGLABLES

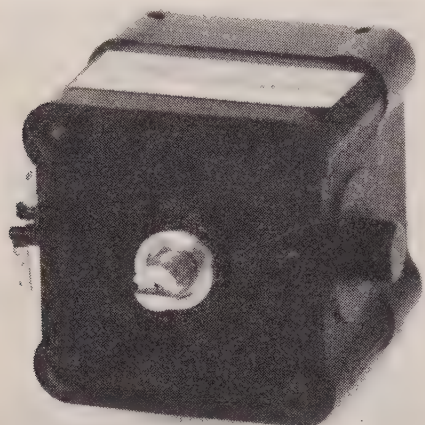
● Le magnétron radiophare MA260 de 1 kW à pulsations positives pour la bande Ku, est un des développements les plus récents de MICROWAVE ASSOCIATES.



Il présente un dispositif compact et robuste réglable dans la gamme de 16 à 16,5 GHz ; il reçoit une ration de service de 0,001, sa tension anodique de crête est 3 kV, son courant anodique de crête est 1,6 A, et l'espace entre pulsations est de 0,5 μ s.

Le principe de base des pulsations du MA260 est le même que pour les autres magnétrons de Microwave Associates. En plus de la construction simplifiée de modulateur, ce genre de magnétron produit une meilleure performance spectrale et a une fiabilité très améliorée.

● Le MA212T est un magnétron réglable de 35 W. Il opère dans la bande de fréquences 8,8 à 9,6 GHz en utilisant une nouvelle technique de réglage.



Garanti pour une durée minimale de 300 heures, ce magnétron est à pulsations positives et a une puissance de crête entre 20 et 30 W. Son anode isolée et sa cathode reliée au sol lui assurent fiabilité et longue vie. Les applications des magnétrons se trouvent dans les phares de navigation, les radars légers, les équipements de sol pour engins téléguidés, les radiophares répondants et les radars aéroportés.

Pour renseignements complémentaires, s'adresser à MICRO-WAVE ASSOCIATES — Hyde House, the Hyde — Edgware Road — London NW9.

UN NOUVEAU TYPE DE LASER POURRAIT ACCÉLÉRER LA MISE AU POINT DE MÉMOIRES OPTIQUES

IBM vient de mettre au point, sous contrat avec les Services Techniques de l'Armée Américaine, un nouveau type de laser.

L'appareil expérimental permet le positionnement d'un rayon lumineux sur environ 131 072 points différents d'une surface dont la dimension n'excède pas celle d'une tête d'allumette ; ce positionnement peut être répété 100 000 fois en l'espace d'une seconde.

On peut en envisager l'application suivante : le passage de ce rayon à travers un « masque » portant les caractères alphabétiques et symboles usuels pourrait faciliter la mise au point de dispositifs d'impression plus rapides, de taille plus réduite et à la sûreté accrue, dispositifs sur lesquels disparaîtraient touches et barres à caractères. On dirigerait ensuite le rayon sur un papier photographique pour obtenir le texte écrit normalement. En raison de l'extrême luminosité du rayon laser, cet appareil conviendrait parfaitement à l'affichage lumineux.

CHALUMEAUX A PLASMA POUR PLAQUES ÉPAISSES

La construction d'avions et d'engins spatiaux exige souvent des matériaux ne pouvant pas être travaillés par les méthodes classiques de soudage électrique ou de découpage

et soudage autogènes. Les chalumeaux à plasma se prêtent à ce travail, avec leur température de fonctionnement supérieure à 15 000 °C ; leur vitesse de coupe est très élevée. Siemens a présenté à la Foire de Hanovre un dispositif complet de découpage à plasma, constituant une unité mobile.

Un chalumeau à plasma comprend essentiellement une cathode et une buse refroidie à l'eau. Des électrons s'échappent de la cathode et, sous la forme d'un arc, se précipitent sur l'anode constituée par la pièce à découper et le métal de la buse.

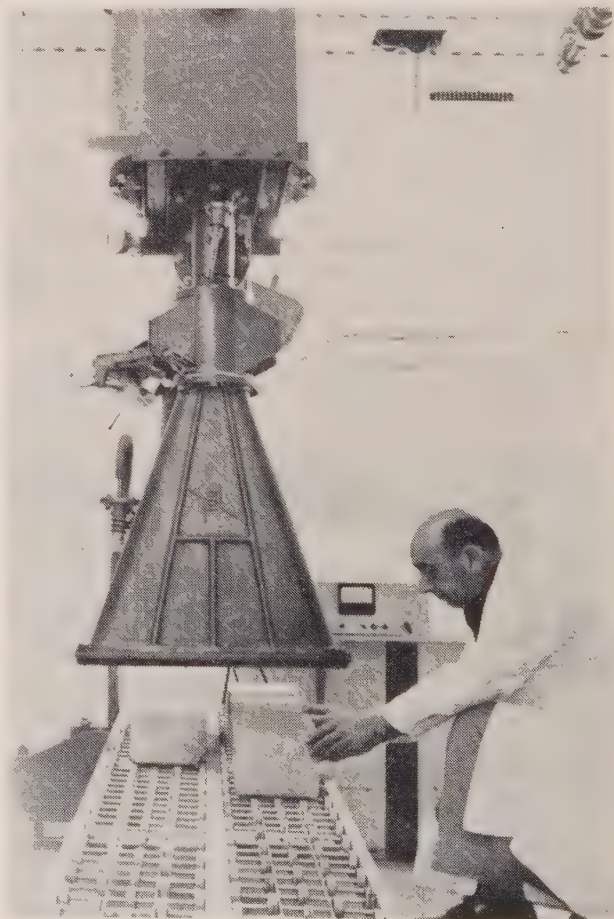
Le gaz de travail — généralement de l'argon, de l'azote ou de l'hydrogène — se transforme en plasma dans l'arc. Le plasma atteint la pièce qui est distante d'environ 8 mm, la fait fondre en une fraction de seconde au point d'impact et souffle le matériau liquide hors de la saignée. Ce phénomène se déroule en un temps si court que la vitesse de coupe est un multiple de celle des chalumeaux classiques à gaz combustible. Un chalumeau à plasma permet en outre d'obtenir des surfaces de coupe extrêmement propres.

Pour la projection de métaux, de leurs oxydes ou de céramiques, le matériau est ajouté au plasma sous forme de poudre. Les petites particules de poudre fondent dans le jet de plasma, dont la vitesse et la température sont réduites. Ces particules projetées sur la pièce y adhèrent avec une grande résistance.

UTILISATION DES ACCÉLÉRATEURS DE PARTICULES DANS LES TECHNIQUES DE REVÊTEMENT

Une machine électronique, le Dynacote vient d'être présentée à New York par la Société RADIATION DYNAMICS Inc. pour les revêtements instantanés (peintures, laques, teintures) sans solvants, elle utilise les radiations atomiques.

Elle a l'avantage d'une vitesse de fonctionnement exceptionnelle pour tous revêtements sur métal, bois, papier, tissus, plastiques ou céramiques, et permet des économies



substantielles en remplaçant des solides polymères classiques par des monomères plus économiques. En outre, elle élimine les solvants et les fours de cuisson et réduit de 10 à 1 l'espace nécessaire aux équipements. Enfin, les revêtements irradiés ouvrent la voie à des propriétés que l'on ne pouvait avoir avec des revêtements à base de solvants.

L'utilisation de l'énergie atomique en toute sécurité, constitue une révolution technologique. La machine, d'un prix approximatif de 50 000 \$, est fabriquée industriellement dans l'usine de RADIATION DYNAMICS Inc. à Wesbury (New Jersey).

Le Dynacote est un petit accélérateur de particules d'une capacité de 300 keV qui produit un rayon contrôlé d'électrons à haute vitesse. C'est une application réduite du Dynamitron de RADIATION DYNAMICS accélérateur de 4 MeV, utilisé en laboratoire.

Il peut être mis en route en moins d'une minute alors que certains fours à peinture nécessitaient deux jours avant d'atteindre leur équilibre calorifique.

Il n'exige que trois jours d'arrêt par année pour entretien et contrôle. La formation du personnel chargé de son utilisation ne demande pas plus d'une journée.

Comme il s'agit d'un accélérateur à relativement faible voltage, la protection totale du personnel ne nécessite qu'une plaque de plomb de 1 cm autour du foyer d'irradiation, toutefois le personnel doit rester à 3 mètres de l'appareil. Son rayon de balayage varie de 60 cm à 1,50 m.

LE SOLEIL FOURNIT L'ÉNERGIE NÉCESSAIRE À UN RADIOTÉLÉPHONE

Au Ghana, on utilise le soleil pour fournir le courant nécessaire à la marche d'un radiotéléphone installé pour les appels d'urgences sur une autoroute. Livré par la firme britannique d'électronique THE PLESSEY Co. Ltd., Ilford, Essex, ce matériel serait le premier à fonctionner ainsi.

Dix cabines radiotéléphoniques sont placées à des intervalles de 3,2 km, le long de l'autoroute. Ces cabines sont reliées à des terminus radio entièrement transistorisés qui ne consomment qu'un watt de puissance quand ils sont en service.

Le rayonnement solaire est recueilli par un ensemble de cellules monté — avec le terminus radio, ses accus et un régulateur de charge — sur un mât de 12,20 m de hauteur surmonté d'une antenne directionnelle. La puissance de l'émetteur est d'environ un tiers de watt.

Les terminus du réseau, à Accra et à Tema, sont reliés entre eux par une ligne radiotéléphonique séparée.

Un automobiliste ayant besoin de secours peut appeler le terminus de Tema simplement en pénétrant dans une des cabines et en soulevant le combiné. Il obtient immédiatement sa communication et personne ne peut gêner son appel. Comme le préposé du terminus n'a pas besoin d'appeler les cabines, le récepteur est des plus simples.

Les constructeurs disent que le faible prix des appels, le fonctionnement dans un sens seulement et l'emploi de l'énergie solaire pour recharger les accumulateurs au cadmium-nickel rendent l'installation très économique et très pratique dans les endroits suffisamment ensoleillés.

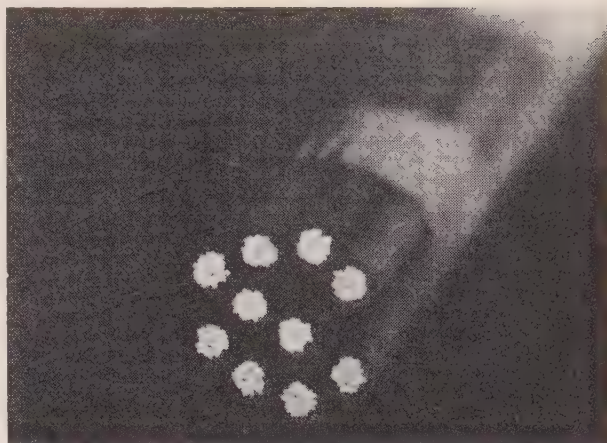
UN NOUVEAU MODE DE TRANSMISSION DE LA LUMIÈRE MIS AU POINT PAR DU PONT

La société DU PONT vient de mettre au point des fibres plastiques capables de transmettre la lumière comme les fils de cuivre conduisent l'électricité.

Ce nouveau dispositif qui sera vendu sous la marque « Crofon », se révèle tenace et flexible. Jusqu'à ce jour, le seul matériau utilisé à des fins identiques était le verre, qui manque de souplesse.

Le « Crofon » ne sera disponible en Europe qu'en 1967, en quantités restreintes et uniquement à des fins d'expérience.

Parmi les applications de ces guides lumineux on peut citer l'éclairage d'emplacements très difficilement accessi-



bles, ou celui de plusieurs objets à partir d'une source de lumière unique ; ce dernier cas se révèle d'un très grand intérêt dans les industries automobile et aéronautique pour la réalisation des tableaux de bord. Ce nouveau système permet également de concentrer la lumière sur une surface très réduite. Enfin, ces nouveaux guides lumineux flexibles peuvent être utilisés pour acheminer la lumière jusqu'à des cellules photoélectriques actionnant divers appareils et dispositifs de mesure et de commande.

En optique des fibres, la lumière suit, à l'intérieur d'une âme transparente, un trajet en zig-zag sous l'effet des réflexions internes successives dues à la réflexion totale. Chaque fibre plastique qui compose un guide lumineux « Crofon » est formée d'une âme de méthacrylate de polyméthyle recouverte d'une enveloppe de matière plastique spéciale à indice de réfraction plus faible. Ces fibres sont rassemblées en faisceaux et enfermées dans une gaine de résine polyéthylène « Alathon » de Du Pont. Le nombre des brins que renferme chaque faisceaux détermine la quantité de lumière qui sera transmise.

À la différence des fibres de verre utilisées jusqu'ici pour la fabrication des guides lumineux, la matière plastique peut être produite en des longueurs pratiquement illimitées. Il en résulte que le produit mis au point par Du Pont peut être employé directement dans tous les procédés de fabrication automatiques. Cette invention permettra désormais des applications de série interdites jusqu'alors par le prix élevé de la construction dans le domaine de l'optique des fibres.

Les nouveaux guides lumineux en matière plastique sont extrêmement tenaces et flexibles. Une fibre de 0,25 mm, par exemple, peut être nouée et serrée sans risque de rupture. Les guides lumineux peuvent donc être pliés sur des courbes de très faibles diamètres et soumis sans danger à des flexions et vibrations répétées.

Les guides lumineux « Crofon » demeurent flexibles jusqu'à -40 °C. Ils peuvent être soumis à une température de 80 °C au maximum en utilisation prolongée.

Des études préliminaires sont en cours avec la collaboration de la General Motors Corporation. La première application commerciale du « Crofon », mise au point par la division « Packard Electric », sera l'éclairage des accessoires du tableau de bord qui équipera plusieurs modèles 1967.

UN RELAIS PHOTO-ÉLECTRIQUE QUI NE RÉPOND QU'À UNE SOURCE LUMINEUSE MODULÉE

Un relais photo-électrique inventé par PHOTAIN CONTROLS Ltd., Randalls Road, Leatherhead, Surrey, est insensible à tous les éclairages naturels ou artificiels autres qu'une lumière modulée électroniquement, fournie par une source lumineuse blanche ou infra-rouge.

Nous citerons parmi les applications possibles : les avertisseurs de rupture de papier ; le tri et le comptage des cartons ; la pulvérisation automatique ; la protection des machines ; l'ouverture automatique des portes ; le contrôle des niveaux ; la détection des pannes de transporteurs et

de machines; les signaux d'alarme d'effraction; le réglage de l'alignement des bords des feuilles imprimées.

Le faisceau lumineux est modulé électroniquement par un oscillateur à transistors qui commande la lampe de projection. Le bloc récepteur, dont le temps de réponse est d'un mégacycle, décèle une oscillation et actionne un relais par l'intermédiaire du circuit d'accord de son amplificateur. Si le faisceau lumineux est interrompu ou si la fréquence est modifiée extérieurement, le relais met en marche immédiatement un signal avertisseur ou procède à un réglage.

Le système peut fonctionner sur toute distance jusqu'à 30 m avec un faisceau de lumière blanche et jusqu'à 300 m avec un faisceau infra-rouge.

LES DÉTECTEURS DE PROXIMITÉ HONEYWELL

Les détecteurs de proximité permettent de déceler le passage d'une pièce métallique à distance, sans aucun contact avec celle-ci.

HONEYWELL en exécute deux catégories :

I — LES DÉTECTEURS MAGNÉTIQUES (SÉRIE FR) qui comportent deux aimants permanents agissant sur une ampoule à contact sec par déséquilibre du champ. Ils sont sensibles aux métaux ferromagnétiques seulement.

Ils existent en deux modèles d'encombrement identique :

- 4 FRI avec distance de détection de 12,5 mm
- 6 FRI avec distance de détection de 19,5 mm.

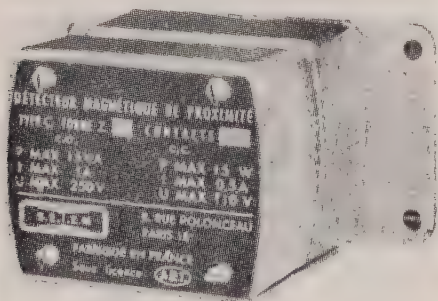
II — LES DÉTECTEURS ÉLECTRONIQUES qui se composent d'une sonde compacte reliée à un panneau amplificateur à transistors comportant un relais débouchable.

Les détecteurs électroniques se subdivisent en deux classes :

A) Les détecteurs électroniques ferromagnétiques qui ont un champ de détection maximal de 12,5 mm.

La sonde 4 FB 15 est en acier inox, l'ensemble est absolument étanche, permettant l'utilisation sous l'eau ou l'huile à une pression allant jusqu'à 7 kg.

L'amplificateur 20 FC 15 est alimenté en 220 V CA.



B) Les détecteurs électroniques tous métaux. Du fait de leurs possibilités plus étendues, ces modèles prennent une position prépondérante dans la gamme.

Ils se composent également : d'une sonde, d'un amplificateur et d'un relais.

La sonde, d'encombrement généralement plus faible que celle des appareils ferromagnétiques, possède un embout en résine phénolique moulé haute pression, étanche à l'humidité et aux projections de liquides.

Tous les métaux : or, cuivre, argent, aluminium, titane, magnésium, acier, nickel, mercure, etc., peuvent exciter la sonde qui existe en trois modèles.

— la 6 FSI. Sonde avec champ de détection de 19 mm (modèle standard).

— la 205 FSI. Champ de détection de 12,7 mm. Le contour extérieur et l'arrière de cette sonde est enveloppé d'un boîtier en acier qui la protège des influences parasites. Elle permet de travailler sur des ensembles métalliques très

compacts nécessitant seulement une zone de dégagement restreinte.

— la 16 FSI, d'un diamètre extérieur de 75 mm, sensible à tous les métaux, peut détecter des pièces d'acier de grandes dimensions à une distance de 44 mm. Elle est, par contre, moins sensible aux petits objets que la 6 FSI.

La série des amplificateurs possède 9 types différents et il y a lieu de signaler la nouveauté d'Honeywell le relais statique 10 FHI, particulièrement adapté aux problèmes détecteurs demandant une cadence de fonctionnement très élevée.

Pouvoir de coupure : 5 A en 120 V CA sur circuit inductif ou résistif.

Courant de pointe maximale : 11 ampères durant une seconde, pouvant être répété après un repos de 9 secondes.

Temps de réponse : 1 microseconde minimum en fonction de la fréquence du courant utilisé.

Pour plus amples détails, consulter HONEYWELL, 6 à 18, rue Avalée, 92-Malakoff.

DÉTECTEURS DE PROXIMITÉ SEIEM

La S.E.I.E.M. présente son détecteur magnétique de proximité du type C à fente, à commande par lame, ayant pour particularité de ne nécessiter aucun élément d'alimentation spécial.

Il se compose de deux boîtiers « type métallurgie » en zamac qui, assemblés, laissent entre eux une fente de 9,5 ou 19 mm selon les modèles.

L'un des boîtiers contient un aimant permanent, l'autre un roseau à contact sous vide, tous ces éléments étant noyés dans un vernis du type araldite. Le passage d'une lame en matériau magnétique dans la fente libère le contact qui peut être soit normalement ouvert, fermé ou inverseur.

N'ayant aucune partie mécanique mobile, la durée de vie de l'appareil peut excéder 100 millions d'opérations; ayant un temps de réponse de 1/1 000 de seconde et une précision de répétition de $\pm 0,08$ mm, ce détecteur est particulièrement adapté à tout problème de positionnement précis, fin de course, détection ou comptage dans des atmosphères poussiéreuses ou humides.

NOUVEAUTÉS ROCHAR-ELECTRONIQUE

Parmi les appareils nouveaux présentés par ROCHAR-ELECTRONIQUE, 92-Montrouge, nous avons noté :

FRÉQUENCEMÈTRE - CHRONOMÈTRE - PÉRIODEMÈTRE A. 1360 CH.

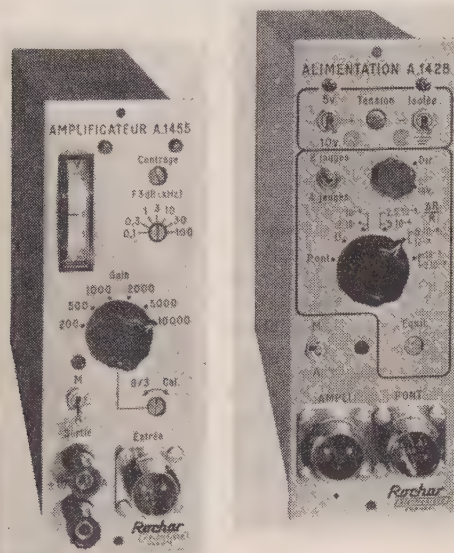
Fréquencemètre - chronomètre - périodemètre 2,2 MHz. Lecture 5 chiffres. Sensibilité en fréquence : de 25 mV à 100 V, impédance suivant la sensibilité choisie : 2,2 - 100 k Ω ou 1 M Ω . Stabilité : $\pm 5.10^{-5}$ par semaine. Temps de



comptage (0,01 - 0,1 ou 1 s) xN, N. compris entre 1 et 12. Emploi en chronomètre de 50 μ s à 1 jour, mise en forme et seuils incorporés. Emploi en périodemètre : mesure de 1 à 12 périodes.

AMPLIFICATEUR CONTINU A. 1455.

Appareil dérivé de l'amplificateur A. 1338 dont il constitue une version améliorée. Gain : 200, 500, 1 000, 2 000, 5 000, 10 000 (réglage de 1/3 à 1 par tournevis). Sortie 10 V, 20 mA. Bande passante (commutable) : jusqu'à 100 kHz. Bruit : 5 μ V eff. Impédance d'entrée différentielle : >1 M Ω .



EXTENSOMÉTRIE : A. 1428.

Boîtier d'alimentation et d'équilibrage pour pont de jauges de contrainte (120 Ω ou 360 Ω). Associé au A. 1338 ou au A. 1455, il constitue un ensemble de mesure complet. Tension d'alimentation du pont : 5 ou 10 V (ajustage : ± 20 %). Débit : 100 mA max. Réglage du zéro : ± 1 % par potentiomètre. Etalonnage interne en $\Delta R/R$: 10^{-4} , $2,5 \cdot 10^{-4}$, $5 \cdot 10^{-4}$, 10^{-3} .

OSCILLATEUR VOBULATEUR SALIES 1110

SALIES, 11, rue Léon-Morane, Paris-15^e, vient de mettre sur le marché le premier Générateur de Fonctions réalisé en France. Cet appareil qui porte le n° 1110 a trois fonctions : générateur, vobulateur, convertisseur à tension/fréquence.

Il délivre simultanément des signaux triangulaires, rectangulaires, sinusoïdaux et des impulsions brèves. Sa gamme d'utilisation s'étend de 0,01 Hz à 100 kHz en 7 décades.

Totalement transistorisé au silicium, d'encombrement réduit 145 $\times$ 180 $\times$ 280 mm, l'appareil ne pèse que 6 kg.

En voici les caractéristiques principales :

Signaux délivrés :

1° 2 sorties principales déphasées de 180°. Sinusoïdes, signaux carrés ou signaux triangulaires sélectionnés par commutateur à 3 positions. Impédance : 600 Ω . Niveau maximal : 5 V sur 600 Ω ou 10 V en circuit ouvert. Atténuateur continuellement réglable de 0 à 40 dB. Sorties symétriques par rapport à la masse.

2° 1 sortie auxiliaire signaux carrés. Impédance 50 Ω . Niveau maximal : 1 V sur 50 Ω , 2 V en circuit ouvert. Atténuateur continuellement réglable de 0 à 40 dB.

3° 1 sortie d'impulsions de synchronisation. Impédance 1 k Ω . Amplitude fixe : environ 2 V.

FONCTIONNEMENT EN OSCILLATEUR

— Précision de l'affichage en fréquence : 1,5 % de la valeur pleine échelle.



— Stabilité en fréquence (à température et charge constante).

— Sur 10 mn : 0,5 pour 1 000.

— Sur 24 h : 1 pour 1 000.

— Coefficient de température : <1 pour 1 000 $^{\circ}$ C.

— Stabilité de la fréquence en fonction du secteur : meilleure que $1 \cdot 10^{-4}$ pour ± 15 % secteur.

— Réponse en fréquence :

— de 0,1 Hz à 10 kHz : ± 1 %.

— de 10 kHz à 100 kHz : ± 3 %.

FONCTIONNEMENT EN VOBULATEUR

— Vobulation réglable de 0 à 100 % sur charge décade.

— Réponse en fréquence :

— de 0,1 Hz à 10 kHz : ± 1 %.

— de 10 kHz à 100 kHz : ± 3 %.

— Fréquence de vobulation : ajustable de 0,01 Hz à 100 Hz en 4 décades.

— Sortie de balayage : dent de scie synchrone de l'exploration en fréquence. Amplitude : 6 V sur 10 k Ω .

FONCTIONNEMENT EN CONVERTISSEUR TENSION/FRÉQUENCE (CFE)

— Impédance d'entrée : 10 k Ω .

— Linéarité : $\leq \pm 1$ % par décade.

— Dynamique : un signal de 0 à 7 V génère une variation de fréquence de rapport 10.

NOUVEL OSCILLOSCOPE A DOUBLE FAISCEAU ET A TRÈS GRANDE SENSIBILITÉ POUR LA RECHERCHE B.F.

La gamme des oscilloscopes PHILIPS vient d'être complétée par le modèle à double faisceau type PM 3238 équipé d'un tube cathodique à deux canons, de 13 cm de diamètre et à tension de post-accélération de 4 kV.

C'est un appareil développé spécialement pour la recherche dans le domaine B.F. La sensibilité élevée (50 V/cm) et un grand facteur de réjection du mode commun (50 000) rendent possible l'étude de toutes sortes de signaux à faible niveau provenant de sources diverses.

Le PM 3238 comporte deux amplificateurs verticaux différentiels à couplage direct, pouvant être montés en cascade pour obtenir une sensibilité d'environ 2,5 V/cm. Il permet d'effectuer aussi des mesures X-Y avec une sensibilité de 50 V/cm.

Les amplificateurs verticaux ont une bande passante de 0 à 200 kHz et une sensibilité réglable de 50 V/cm à 5 V/cm alors que les amplificateurs horizontaux ont une bande passante de 0 à 250 kHz et une sensibilité réglable de 100 mV/cm à 5 V/cm.

La gamme des vitesses de la base de temps étalonnée s'étend de 5 en 5 s/cm avec un maximum de 250 s/cm en utilisant l'agrandissement de 20 fois ; d'autre part, l'oscilloscope comporte un dispositif de relance de la course de la base de temps.

Le déclenchement est interne ou externe, automatique ou monocourse.

Ses dimensions sont $41 \times 30 \times 67$ cm et son poids est de 43 kg.

MICRO-ANALYSEUR DÉCELANT TOUS LES ÉLÉMENTS JUSQU'AU BORE INCLUS

Un micro-analyseur à sonde à électrons, construit par ASSOCIATED ELECTRICAL INDUSTRIES Ltd., 33, Grosvenor Place, Londres S.W.1. et qui passait pour un des meilleurs, vient de voir ses possibilités encore élargies, grâce à l'adjonction d'un bloc éclairant, d'une grande chambre à spécimens et d'une caméra à lignes Kossel.

L'appareil trouvera de nouvelles applications dans les recherches métallurgiques, géologiques et biochimiques, parce qu'on peut maintenant déceler, très vite et avec une grande précision, la présence d'oxygène, d'azote et de carbone.

Jusqu'ici, les micro-analyseurs étaient incapables de déceler les éléments situés au-dessous du sodium dans la table atomique, par suite de l'absence de cristaux ou de détecteurs analyseurs d'une sensibilité suffisante. On vient maintenant de lancer les cristaux de phthalate acide de potassium et de stéarite et le nouveau micro-analyseur, capable de déceler les rayons X « faibles », permet de découvrir la présence de tous les éléments jusqu'au bore inclus.

Le cristal de phthalate acide de potassium sert à réfléchir les rayons X pour le sodium et le fluor ; il sert aussi à l'analyse du silicium, de l'aluminium et du magnésium. Le cristal de stéarite sert à déceler l'azote, le carbone et le bore.

On peut employer quatre cristaux avec le micro-analyseur et une nouvelle chambre peut les recevoir tous les quatre. Elle permet d'examiner optiquement le spécimen tandis qu'il se trouve dans le faisceau d'électrons ; elle donne un service complet pour les spécimens de x à y jusqu'à 44,5 mm de diamètre et permet d'examiner sur des surfaces plus petites des échantillons de plus grandes dimensions. On peut aussi examiner des lamelles de verre de 5,10 sur 2,5 cm. Une fenêtre coulissante permet la transmission de rayon X plus puissants et l'isolement de la chambre pour le changement des échantillons.

LE RÉCEPTEUR PROFESSIONNEL HRO-500

Fabriqué par NATIONAL RADIO COMPANY, cet appareil connaît une réussite extraordinaire aux U.S.A., aussi bien pour les radio-amateurs, que pour l'armée de terre, la marine, l'aviation et les laboratoires. C'est, semble-t-il, le plus complet des récepteurs actuellement sur le marché.

Il couvre, sans trou, la bande 5 kHz à 30 MHz (VLF et HF) avec une sensibilité meilleure qu'un micro-volt sur toute la gamme.

Entièrement transistorisé, sa consommation est faible. Il fonctionne aussi bien sur 110 V ou 220 V alternatif que sur 12 V continu (version portable HRO-500 P). Réception en BU, BLS, AM, CW.

Ses possibilités sont grandes. Réception de trafic, fac-similé, étalon de fréquences, top horloges, etc. Equipé d'un synthétiseur de fréquence, sa stabilité et sa précision sont remarquables (lecture à 200 Hz sur toute la bande).

Cet appareil qui est actuellement utilisé par le Centre National d'Etudes Spatiales, les P. et T., etc., est mis en vente en France par Ad. AURIEMA-France, 35, rue Pergolèse, Paris-16°.

COMMUNIQUÉS

COURS

LES COURS DU B.T.E.

Comme chaque année, le BTE, Association interprofessionnelle pour l'Étude du Travail, organise une série de cours ou stages partout où il peut être réuni un auditoire suffisant (une soixantaine de localités en France, en Belgique, en Suisse, en Espagne et même en Argentine, au Brésil et en Uruguay).

Pour l'année 1966-67, les cours et stages prévus sont les suivants :

Cours à l'usage des ingénieurs sur la gestion de la production ; Information des ingénieurs et cadres sur la gestion de la production ; Cours à l'usage des ingénieurs d'entretien ; Agents d'étude du travail ; Agents de méthodes de fabrication ; Agents de méthodes d'entretien ; Information de la Maîtrise et des Ouvriers ; Ordonnancement des fabrications ; Simplification et préparation des travaux administratifs ; Etablissement et contrôle des coûts de production ; Formation à l'emploi des méthodes MTM et CDC.

Pour tous renseignements et inscriptions, s'adresser :

— par correspondance : BTE, 27, rue de Bassano, Paris-8° ;

— par téléphone : 924.92.74 ;

— par visite : BTE, 8, rue Alfred-de-Vigny, Paris-8° ;

ou à la permanence de Lyon : 24, rue de la République. Tél. 37.35.26.

CONGRÈS

PREMIER CONGRÈS SUISSE DE LA CHIMIE du 17 au 22 octobre 1966 à Bâle

Sur l'invitation de l'Association suisse des Chimistes, aura lieu à Bâle, du 17 au 22 octobre 1966, en même temps que l'ILMAC 66 — 3° Salon international de la technique de labo-

ratoire, de la technique de mesure et de l'automatique en chimie —, le premier Congrès suisse de la Chimie, avec une série de conférences spécialisées.

Ce congrès constitue la 70° manifestation de la Fédération européenne du Génie Chimique.

Les thèmes des conférences embrassent les aspects économiques de l'industrie chimique suisse, l'automatisation dans les procédés de charge, les méthodes radio-chimiques dans la chimie analytique, le champ d'activité et l'importance de la chimie clinique, ainsi que des problèmes d'appareillage, des questions concernant l'instrumentation et les méthodes de physique en chimie dans la recherche chimique et dans la pratique.

En raison du large éventail des sujets qui seront traités, la manifestation devrait susciter un intérêt plus grand encore que les conférences spécialisées de l'ILMAC 1959 et 1962, auxquelles ont assisté 2 700 spécialistes de 18 pays.

Des renseignements plus détaillés peuvent être obtenus auprès du Secrétariat de l'ILMAC 66, CH-4000 Bâle 21.

13° SYMPOSIUM SUR LA FIABILITÉ Washington, 10-12 janvier 1967

Le prochain Symposium annuel sur la Fiabilité se tiendra du 10 au 12 janvier 1967 au Sheraton Park Hotel, Washington, D.C. Ce sera la 13° réunion consécutive du Symposium annuel sur la Fiabilité (à l'origine Symposium National sur la Fiabilité et le Contrôle de la Qualité en Électronique). Ces Symposiums ont été organisés pour permettre des échanges d'informations sur cette nouvelle discipline qu'est la Fiabilité. Le Symposium est rapidement devenu un événement majeur dans le domaine de la fiabilité par la valeur des rapports qui y sont présentés. Ces rapports traitent des pratiques établies, ainsi que de l'état d'avancement des recherches les plus récentes.

La demande de produits fiables dans les marchés commerciaux et gouvernementaux commence à avoir des effets économiques importants sur les nations ainsi que sur les compagnies privées. Le Symposium doit donc envisager simultanément les aspects techniques et les aspects économiques de la Fiabilité. C'est pourquoi le thème choisi pour ce prochain Symposium est : Fiabilité — Coût — Performances. L'accent sera mis sur les relations entre ces trois facteurs dans le développement et la fabrication de produits et de systèmes.

Pour tous renseignements supplémentaires s'adresser au Centre de Fiabilité, CNET, 3, avenue de la République à 92-Issy-les-Moulineaux. Tél. 253.31.17.

COMPTE RENDU DU SÉMINAIRE TECHMATION SUR LES ACCESSOIRES DE SPECTROGRAPHIE S.R.L. et WILKS

Plus de 160 personnes ont assisté au séminaire organisé, début avril, par la Société TECHMATION. Son thème était : Accessoires pour Spectroscopie par Transmission et Réflexions multiples.

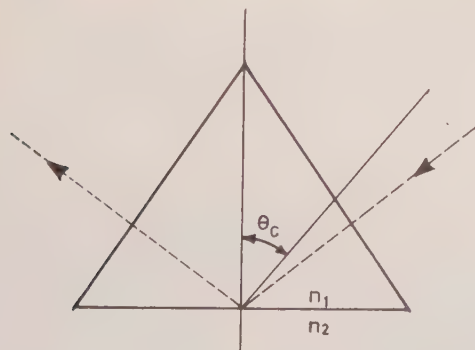
● M. BLANC, de la Société Techmation, présenta tout d'abord les *nouveaux accessoires SRL/OPL* fabriqués en Grande-Bretagne, s'adaptant sur tous les spectrophotomètres anglais et américains. Bien que de conception classique, ils présentent de nombreuses innovations et améliorations : ainsi un trait important de la *cuve IR à épaisseur variable* est la possibilité de *lecture directe et exacte des épaisseurs jusqu'à 0,5 μ* à toutes les épaisseurs. Un autre avantage considérable offert par SRL est *l'augmentation de durée de vie des fenêtres*, en dépit de polissages répétés : leur amincissement est compensé par des cales en téflon qui rattrapent la diminution d'épaisseur des fenêtres et permettent à la cuve de couvrir toujours la gamme primitive.

SRL construit aussi de très nouveaux accessoires, comme la cuve IR pour essais à haute ou basse température (—160 à +210 °C).

● M. P. WILKS, Président de la Société WILKS, exposa ensuite le principe de la spectroscopie par *Réflexions Internes Multiples IR/UV*.

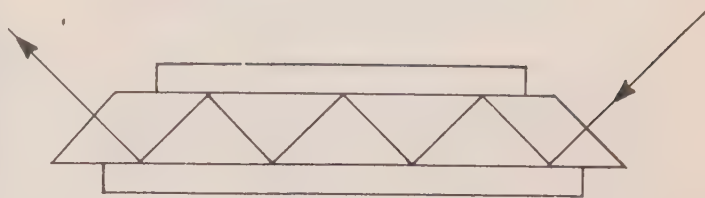
Retenons les points principaux :

1° Lorsqu'un faisceau de radiation pénètre un prisme, il subit une réflexion totale quand l'angle de pénétration sur la surface qui sépare l'échantillon du prisme est plus grand que l'angle critique (fonction de l'indice de réfraction : $\sin \theta_c = n_1/n_2$ où n_1 est l'indice de réfraction du prisme et n_2 celui de l'échantillon).



2° Cependant, le faisceau pénètre légèrement au-delà de la surface réfléchissante avant d'être réfléchi. Si on met en contact avec la surface réfléchissante d'un cristal spécial à poli optique, un matériau qui absorbe sélectivement les radiations, le faisceau incident pénètre de quelques longueurs d'ondes dans le matériau à chaque réflexion totale et perd de l'énergie sur les longueurs d'onde d'absorption du matériau.

Le balayage en fréquences par un spectromètre permet par conséquent d'obtenir le spectre d'absorption caractéristique du matériau. *L'absorption est fonction :*



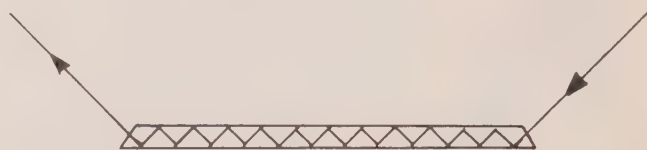
a) de la profondeur de pénétration du faisceau, elle-même fonction :

- de la longueur d'onde de la lumière,
- de l'indice de réfraction de l'échantillon et de la surface réfléchissante,
- de l'angle d'attaque du faisceau incident ;

b) de la capacité d'absorption propre de l'échantillon ;

c) de la surface de contact cristal/échantillon ;

d) des dimensions du cristal : plus il sera long et peu épais, plus il y aura de réflexions multiples.



En jouant sur ces différents paramètres, on peut donc obtenir un spectre d'absorption pratiquement identique à celui qu'on aurait en transmission, et sans franges d'interférences.

3° Le principe énoncé plus haut permet de comprendre que le faisceau infra-rouge ne traverse pas l'échantillon, mais pénètre seulement la surface de celui-ci : c'est pourquoi la spectroscopie par réflexions internes multiples est idéale pour l'étude des solides, états de surfaces, enduits, poudres, films, plastiques, etc.

M. WILKS présenta ensuite les nombreux accessoires de sa Société et, en particulier, les cellules à simple ou double faisceau *directement adaptables sur la plupart des spectromètres*, les supports d'échantillons et le système de récupération MIR-15 permettant le *piégeage de micro-fractions à la sortie d'un chromatographe*.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

PROCÉDÉ POUR LA COMMANDE AUTOMATIQUE DES UNITÉS DE PRODUCTION DE SOUFRE

Un procédé d'automatisation des unités de production de soufre a été récemment mis au point par la Société Nationale des Pétroles d'Aquitaine, le plus important producteur mondial de soufre à partir du gaz naturel.

Le matériel utilisé comprend un calculateur d'optimisation associé à un système permettant de mesurer de façon continue les pertes en soufre, afin de maintenir le rendement de l'installation à son niveau maximal.

A Lacq, ce procédé a permis à la fois d'augmenter la production et de réduire considérablement les risques de pollution de l'atmosphère. C'est la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON qui a conçu et réalisé les équipements électroniques nécessaires.

A la suite de cette réalisation, la Société Nationale des Pétroles d'Aquitaine et la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON ont conclu un accord pour la commercialisation de ce procédé. Aux termes de celui-ci, la SNPA apportera dans le monde entier son assistance aux firmes désireuses de l'utiliser, et confiera la mise au point et la construction des équipements électroniques à THOMSON, qui a déjà réalisé de nombreuses installations d'automatisation à l'aide de calculateurs analogiques et numériques.

ENTRE AMSTERDAM ET ZAAANLAND DES SONDES RADAR SURVEILLENT LE TRAFIC DANS LE TUNNEL COEN

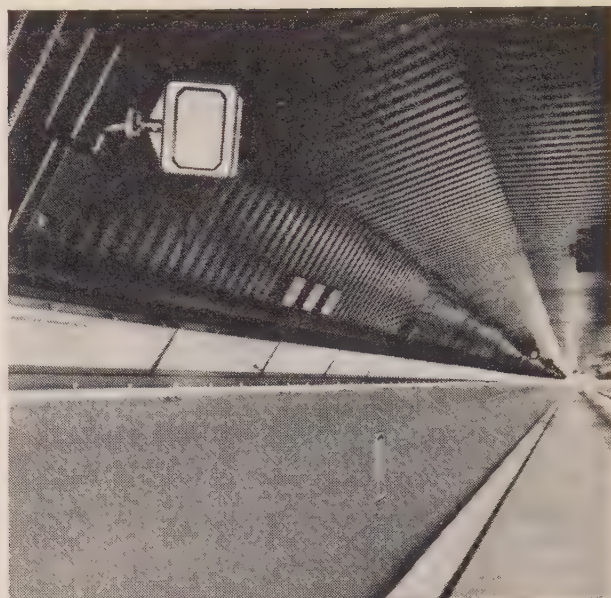
Le troisième tunnel sous-marin de Hollande vient d'être ouvert au trafic. Le tunnel Coen passe sous le canal de la Mer du Nord, au nord-ouest d'Amsterdam. A l'endroit où il se trouve, les autos devaient franchir le canal par bacs.



Pour l'économie hollandaise, le trafic des navires sur les voies fluviales ou maritimes a une importance aussi vitale que le trafic automobile qui s'accroît d'année en année. C'est pourquoi, il y a déjà 25 ans, on a construit le tunnel sous la Meuse à Rotterdam, l'un des plus modernes d'Europe, actuellement utilisé quotidiennement par 60 000 voitures, alors que les grands transatlantiques passent au-dessus pour gagner ou quitter le troisième port du monde. Le tunnel sous la Meuse a été suivi d'un tunnel ferroviaire et routier près de Velsen. Après trois ans et demi de travaux, le troisième, celui de Coen, est enfin terminé. Son coût, y compris l'élargissement, devenu nécessaire, du Canal de la Mer du Nord, se monte pratiquement à 45 millions de florins.

On n'a pas seulement prévu une ventilation variable et un éclairage réglable des tubes de circulation larges de 9,25 m et d'une hauteur de 5 m, mais aussi, et pour la première fois dans un tunnel tant en Europe qu'en Amérique, un dispositif électronique de surveillance du trafic pour lequel TELEFUNKEN a livré soixante sondes radar. Sur la voie de droite de chacun des tubes, on a disposé, à des intervalles d'environ 50 m, trente sondes radar réglées pour des vitesses différentes. Elles délivrent des impulsions électriques surtout lorsque la vitesse du trafic tombe au-dessous d'un certain seuil, c'est-à-dire lorsqu'un « bouchon » commence à se former. Chaque sonde délivre ses informations, par l'intermédiaire d'un câble à huit conducteurs, au local de contrôle qui se trouve au-dessus du chemin de câble, entre les deux tubes. Ces informations permettent, entre autres, de déterminer à quel endroit se trouve un éventuel bouchon. Dans ce cas, et toujours automatiquement, la caméra de télévision affectée à chaque partie du tunnel se met en service, et le personnel de surveillance peut juger de la situation et interdire de dépasser ou d'entrer dans le tunnel, voire même dévier des voitures hors du tunnel.

Ce système rapide de détection des « bouchons » par radar, mis au point par TELEFUNKEN, permet, en gagnant du temps d'éviter l'accumulation fortuite de voitures dans le tunnel.



Dans le tunnel Coen, qui relie Amsterdam avec la Hollande du Nord (schéma à droite), les ingénieurs de Telefunken ont installé soixante sondes radar (à gauche, l'une d'entre elles).

TÉLÉCOMMANDE - TÉLÉSIGNALISATION DU PORT DE MARSEILLE

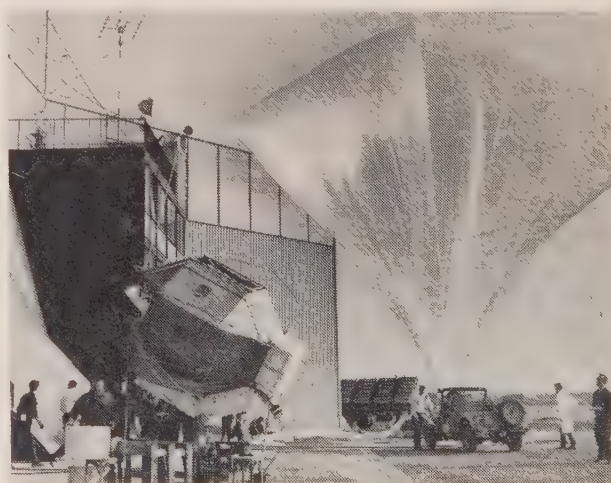
La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques — CGCT — a mis en service dernièrement un système de commande centralisée du réseau de distribution électrique du port de Marseille.

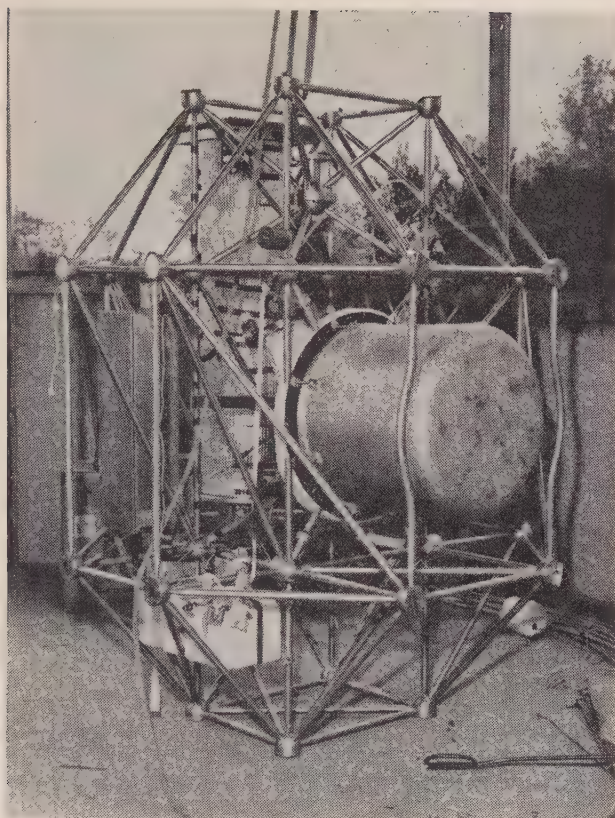
Ces équipements permettent d'assurer, depuis un dispatching central, l'exploitation des réseaux de 30 kV, 5 kV, 220 et 380 V, qui alimentent toute l'infrastructure du port. Entièrement électroniques, ils sont capables d'assurer, sans aucune défaillance ou erreur, la transmission d'une information provenant d'un point quelconque du réseau en moins de 3/10 de seconde. L'ensemble utilise près de 10 000 transistors et près de 25 000 diodes.

En France et dans le monde entier, la CGCT a déjà réalisé plus de 600 liaisons de Télécommande - Télésignalisation représentant un total d'environ 30 000 appareils exploités à distance.

UNE NACELLE STABILISÉE POUR L'ÉTUDE DE LA STRATOSPHERE

Le Centre National d'Études Spatiales a procédé, à partir de son centre d'Aire-sur-Adour, au lancement d'un ballon





stratosphérique auquel était suspendue une nacelle stabilisée pouvant être orientée avec une extrême précision dans la direction d'un astre quelconque et permettant ainsi, grâce à divers instruments de physique, d'effectuer des observations variées.

Entraînée par un ballon de 50 000 m³, gonflé à l'hydrogène, la plateforme réalisée par une équipe de techniciens du Centre de Recherches de la COMPAGNIE DES COMPTEURS a fait preuve de performances remarquables pour son premier essai en vol. L'acquisition et le maintien du pointage de la nacelle vers le soleil se sont effectués avec une précision de l'ordre de 12" et, au cours de la phase de pointage (environ 50 minutes), il a été possible, grâce à un télescope, d'effectuer des photographies du soleil en lumière ultraviolette.

Pendant les 4 heures qu'a duré le vol, les télémesures ont permis de constater que les équipements fonctionnaient de façon satisfaisante malgré les conditions rigoureuses auxquelles était soumise la plate-forme : pression de 11 mbars (1/100^e de la pression atmosphérique) à une altitude de 31 km, après la traversée des couches froides de l'atmosphère à une température de -65 °C.

Après avoir effectué une descente en parachute à une vitesse de plus de 5 m/s, la plate-forme a été récupérée intacte à 35 km d'Aire-sur-Adour.

Un dispositif d'acquisition permet à cette nacelle le pointage sur n'importe quel astre, ce qui lui confère un caractère vraiment universel. Par une simple addition de composants spéciaux, deux extensions importantes sont possibles :

— la première dite « pour visée inertielle » assure le pointage sur un point du ciel non défini par une étoile ou la photographie, avec une très longue durée de pose, d'un champ important sans mouvement apparent des points lumineux étudiés ;

— l'autre extension possible consiste à permettre des séquences successives d'acquisition et de pointage sur plusieurs cibles au cours d'un même vol.

Cependant, dans l'avenir immédiat, c'est un second essai en vol avec pointage sur une étoile qui doit avoir lieu à Aire-sur-Adour.

LE PREMIER RÉSEAU DE TÉLÉCOMMUNICATIONS TROPOSPHÉRIQUE

Un nouveau système de télécommunications partant de Leghorn en Italie, et allant jusqu'à Bremerhaven en Allemagne et de Heidelberg aux abords de Paris a été réalisé et installé par les Laboratoires de l'International Telephone & Telegraph Corporation (ITT).

Ce nouveau système qui fait partie d'un réseau de télécommunications par liaisons troposphériques relie un certain nombre de pays de l'Europe de l'Ouest, et constitue une réalisation unique par sa capacité, et par l'étendue des liaisons établies.

En outre, il peut lancer des messages en priorité, et établir des liaisons téléphoniques immédiates avec une station ou avec l'ensemble des stations du réseau.

Les techniques les plus modernes de l'ITT ont trouvé leur application dans cette réalisation particulièrement remarquable dans le domaine de l'électronique et des télécommunications.

LIAISON HERTZIENNE POUR TV EN ESPAGNE

La Télévision Espagnole a passé une importante commande de matériels faisceaux hertziens à la CSF.

Le 18 juillet dernier a été inaugurée la nouvelle liaison hertzienne Madrid - Valence - Alicante qui achemine les deux programmes de Télévision Espagnole.

Les matériels qui viennent d'être mis en service fonctionnent sur une longueur d'onde de 5 cm et sont entièrement transistorisés, ce qui leur assure une parfaite sécurité de fonctionnement.

D'autres liaisons du même type sont en cours d'installation dans le Nord de l'Espagne.

LA TÉLÉVISION AU CONGO

Le Gouvernement de la République Démocratique du Congo a passé commande aux Sociétés Françaises CSF et THOMSON de l'équipement des Centres d'émission et de production de la nouvelle télévision congolaise à Kinshasa.

Au terme de ces accords le matériel doit être livré de façon à permettre le démarrage des émissions le 24 novembre prochain, anniversaire du nouveau régime. Malgré ces délais très courts toutes dispositions ont été prises par CSF et THOMSON pour pouvoir tenir les engagements signés, c'est ainsi que le matériel d'émission a été réceptionné dès février dernier par les techniciens de la Télévision congolaise et les Délégués du Gouvernement.

DISPOSITIF POUR L'IRRADIATION EN PILE DES MATÉRIAUX FISSILES

ALCATEL a reçu du Centre d'études nucléaires de Grenoble une commande de fours « CYRANO ». L'un de ces équipements fabriqués sur plans du CEA a été livré récemment.

Les dispositifs « CYRANO », sont utilisés dans les piles piscines à eau légère pour l'irradiation de crayons de bioxyde d'uranium gainé, dans des conditions de puissance et de température équivalentes à celles de réacteurs de puissance. L'irradiation des échantillons se fait dans un mélange sodium potassium pressurisé à 60 bars (hélium), la température de gaine étant de 600 °C.

DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION FRANÇAIS POUR UN RÉACTEUR NUCLÉAIRE ALLEMAND

Pour la première fois, l'industrie française va exporter en Allemagne des caméras de télévision spécialement conçues pour l'industrie nucléaire. Ce sont des caméras à tubes Vidicon « fedem » réalisées par THOMSON-TELE-INDUSTRIE, filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON. Elles

seront utilisées pour la surveillance d'un réacteur nucléaire en cours d'installation à Kahl, près de Darmstadt, en République Fédérale d'Allemagne.

D'un diamètre de 60 mm seulement, ces caméras étanches sont prévues pour fonctionner dans les conditions de température et de rayonnement régnant au cœur d'un réacteur nucléaire. Elles permettent notamment d'observer les barreaux de combustible dans leur bassin de stockage et de vérifier l'état des canaux à l'intérieur desquels ils sont introduits.

Rappelons que les Centrales nucléaires de Chinon et, à Cadarache, le réacteur « Rhapsodie » utilisent déjà des caméras de ce type.

CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques — CGCT — a reçu de l'Administration des PTT une commande pour une extension de 4 000 lignes Pentaconta au central de « LYON-VILLEURBANNE » et une autre de 2 000 lignes à celui de « BORDEAUX-AQUITAINE II ».

Avec ces deux extensions, les centraux de « LYON-VILLEURBANNE » et de « BORDEAUX-AQUITAINE II » auront une capacité de 14 000 lignes et de 4 000 lignes respectivement.

En outre, l'Administration des PTT a également commandé à la CGCT 1 000 lignes Pentaconta pour le central « éclaté » de « POUDRETTE », rattaché à « LYON-VILLEURBANNE », et 1 000 lignes Pentaconta pour celui de « TALENCE », rattaché à « BORDEAUX-AQUITAINE II ».

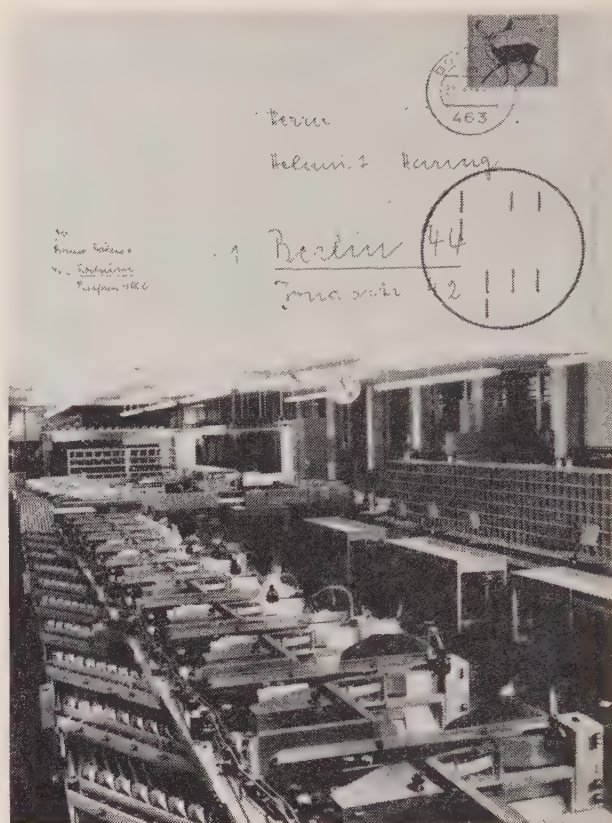
Enfin la CGCT a remis à l'Administration des PTT le Central téléphonique de « LILLE-WASQUEHAL » d'une capacité de 5 000 lignes ; il desservira les abonnés de Lille et des environs.

ÉQUIPEMENT AUTOMATIQUE DE TRI DU COURRIER A BOCHUM

Le 8 juillet, un équipement ultramoderne de tri automatique des lettres a été mis en service expérimental à la poste principale de Bochum, en République Fédérale Allemande. Des bureaux de poste en Allemagne et à l'étranger sont déjà équipés de dispositifs similaires de TELEFUNKEN.

Le nombre de lettres à trier à la poste principale de Bochum atteint plus de 100 000, tant au départ qu'à l'arrivée. Aux périodes de forte correspondance, par exemple vers Noël, la quantité journalière est même beaucoup plus élevée.

Que les machines, avec leur mécanique et leur électronique, assurent une grande partie du travail de routine ne peut que satisfaire les agents du tri. Le travail manuel, au point de vue rapidité, arrive loin derrière la cadence des machines. C'est seulement si la Poste utilise toutes les techniques modernes de l'automatisation et de la rationalisation



Lettre portant les huit traits caractéristiques identifiant sa destination. Chacun des codeurs de la poste de Bochum imprime sans arrêt un signe lumineux sur des milliers de lettres ; ce signe codé sert à l'aiguillage automatique de chaque lettre vers son lieu de destination.

que le trafic postal est sûr et la transmission des lettres rapide.

Quelques quarante mille lettres à l'heure seront dirigées électroniquement vers les cases correspondant à leur destination. Afin que les lettres trouvent, en une fraction de seconde, le bon chemin, elles sont d'abord dirigées vers des postes de codage avant d'être acheminées vers le tri mécanique entièrement automatique.

Le numéro postal est déterminant, car les machines ne réagissent pas à l'écriture manuelle ou dactylographiée normale, des dispositifs capteurs leur permettent de déchiffrer et de traiter des signaux lumineux. Le codeur imprime un signe codé sur chaque lettre passant devant lui, en agissant sur un clavier comprenant des touches de chiffres et de lettres. Pour le courrier au départ, le numéro postal est frappé puis imprimé automatiquement sur la lettre en encre fluorescente. Le courrier arrivant, à trier par quartier et numéro de boîte postale, est également codé à l'aide de la même encre.

Un codeur peut traiter quelques milliers de lettres à l'heure. Les postes de codages sont en parallèle, à Bochum il y en a douze, afin que le tri ne souffre d'aucun retard malgré le travail manuel ainsi intercalé. Les lettres quittent les postes de codage à travers un aiguillage à dix directions et parviennent au dispositif de tri commun à tous les postes. Au départ, le tri préalable répartit le courrier en grandes catégories, telles que régions de tri, bureaux locaux, poste aérienne, étranger, etc.

Les lettres cheminent rapidement jusqu'aux points de stockage intermédiaire, puis elles arrivent par des ascenseurs à l'entrée des deux grandes machines à trier. Le code lumineux de chaque lettre est lu électroniquement. Le numéro postal constitue le signal commandant la position des aiguillages des voies rapides de l'électronique. Des décodeurs à tores de ferrite et des circuits de commutation, semblables à ceux des calculatrices électroniques modernes, constituent le cœur du décodeur-trieur. On l'appelle souvent

le livre d'adresse électronique, car on y a enregistré magnétiquement les numéros postaux et les cases correspondantes. La comparaison du signal délivré par la lettre avec ceux mis en mémoire dans le décodeur-trieur détermine quel trajet la lettre doit emprunter. En quelques secondes la lettre atteint celle des cent cases de la machine à laquelle elle est destinée.

Chaque case de chacune des machines peut être utilisée pour plusieurs destinations. Des cartes colorées séparent alors les différents paquets. Chaque paquet est ficelé après interposition d'une étiquette portant le lieu de destination imprimé et est dirigé par un tapis roulant vers la mise en sac.

CARNET DES SOCIÉTÉS

D'IMPORTANTES FIRMES AMÉRICAINES DEVIENNENT LES LICENCIÉES DE CSF POUR LES TUBES « CARCINOTRONS »

D'importantes firmes américaines viennent d'acquiescer un droit de licence sur les brevets américains de CSF, protégeant le tube électronique dit « Carcinotron », découvert et mis au point par les laboratoires de Corbeville.

WATKINS JOHNSON, HUGGINS LABORATORIES, HUGHES AIRCRAFT, VARIAN ASSOCIATES et LITTON INDUSTRIES, à la suite du gouvernement américain qui avait acquis un droit de licence en ce domaine pour ses besoins militaires, ont obtenu une licence des brevets « Carcinotron » pour les besoins civils du marché américain et étranger.

FUSION THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT

Le 29 juillet 1966 a eu lieu, sous la présidence de Monsieur Ernest CORDIER, l'Assemblée générale mixte THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT.

Les actionnaires ont adopté les conclusions des rapports des Commissaires nommés par l'Assemblée générale extraordinaire du 23 juin 1966 pour apprécier la valeur des apports faits à la Compagnie :

— à titre de fusion par les Sociétés HOTCHKISS-BRANDT, BUC AVIATION, BRACHET et RICHARD et PIED SELLE,

— à titre de scission-fusion par la Société Française d'Etudes et de Constructions Electroniques COTELEC.

La Compagnie, dont le capital se trouve porté de 183 542 000 F à 239 580 000 F, prend désormais le nom de Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT.

L'Assemblée a également procédé à la nomination des nouveaux administrateurs de la Compagnie : MM. Paul RICHARD, Jacques BERTHOUD, Jean de LACHOMETTE, Jean PALTHEY et Raoul de VITRY d'AVAUCOURT.

A l'issue de l'Assemblée, le Conseil d'Administration de la Compagnie a nommé M. Paul RICHARD Vice-Président de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT, assistant le Président.

C.F.T.

Le Conseil d'administration de la COMPAGNIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION, sous la présidence de M. PONTE, Président-Directeur Général de la CSF, a accueilli comme nouveaux administrateurs représentant le Groupe EUROPE N° 1 « Images et Son », les diverses sociétés et personnalités du Groupe FLOIRAT, qui viennent de prendre une importante participation dans le capital de la CFT :

MM. : Sylvain FLOIRAT, Henri de FRANCE, Roger CREANGE, Pierre LEFRANC, Henri DOLBOIS ;

ces deux derniers respectivement Président et Directeur Général de la SOFIRAD.

Rappelant que la présidence de la Société doit échoir successivement à un représentant des trois principaux groupes d'actionnaires et qu'il avait lui-même eu l'honneur de pré-

sider par deux fois aux destinées de la Société, notamment pendant les dernières années de mise au point du procédé SECAM, M. PONTE, en accord avec les représentants de la COMPAGNIE DE SAINT-GOBAIN, a proposé au Conseil de confier la présidence de la CFT à M. Sylvain FLOIRAT, Président d'EUROPE N° 1 « Images et Son ».

M. FLOIRAT a remercié le Conseil de cette marque de confiance et déclaré qu'il entendait s'attacher particulièrement au développement des activités diverses de la Société.

CRÉATION DE GEREC

● La « COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ », la « COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL » et la Société « LEBON & Cie » ont récemment constitué le « Groupement pour l'Etude et la Réalisation d'Ensembles Contrôle-Commande : G.E.R.E.C. ».

Ce Groupement rassemble, dans le domaine « contrôle-commande » des centrales thermiques et thermo-nucléaires, les moyens des Sociétés du Groupe de la Compagnie LEBON et de celles des Groupes de la C.G.E. et de la C.S.F., notamment de la « Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Electroniques de Contrôle-CITEC ».

Il constitue un ensemble homogène dont l'expérience et la compétence sont consacrées par les références de premier ordre acquises par les Sociétés du Groupement, références parmi lesquelles figurent notamment les trois centrales nucléaires de CHINON et celle, en cours de réalisation, de SAINT-LAURENT-DES-EAUX.

La création de G.E.R.E.C. marque un nouvel effort de l'industrie française dans le sens d'une concentration de ses moyens.

Le Bureau du Groupement est composé, pour la première année, de M. A. WILK, Président, et de M. A. COUTRIS, Vice-Président. La Direction Générale en a été confiée à M. M. MERY, Directeur Général, et à M. J. AURICOSTE, Directeur Général Adjoint.

CRÉATION D'UN GROUPEMENT POUR L'ÉTUDE ET LA RÉALISATION DES SATELLITES DE L'E.S.R.O.

Un groupement européen dénommé EST (European Satellite Team) vient d'être créé pour l'étude et la construction de satellites et d'engins spatiaux, il comprend des firmes industrielles appartenant à cinq pays : ELLIOT AUTOMATION pour la Grande-Bretagne, la FABBICA ITALIANA APPARECCHI RADIO (FIAR) pour l'Italie, FOKKER pour les Pays-Bas, ALLMANA SVENSKA ELEKTRISKA AB (ASEA) pour la Suède et, pour la France, la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON.

Dans les pays membres du Centre Européen de Recherche Spatial (CERS/ESRO), ces Sociétés sont parmi celles qui, à l'heure actuelle, possèdent l'expérience et des moyens importants dans le domaine de la recherche spatiale et de la mise en œuvre de systèmes complets de satellites. EST a choisi GENERAL ELECTRIC comme conseil pour assurer à ses propositions techniques le bénéfice de l'expérience des réalisations spatiales américaines.

La première tâche d'EST sera de répondre prochainement à un appel d'offres lancé par l'E.S.R.O. pour la réalisation des deux satellites scientifiques européens TD 1 et TD 2, qui seront mis sur orbite en 1969 et 1970, depuis les Etats-Unis, à l'aide de fusées Thor Delta. Ces satellites, qui seront lancés à 6 mois d'intervalle environ, auront notamment pour mission d'étudier l'activité solaire et son influence sur la terre, les aurores boréales, les rayonnements cosmiques, et d'effectuer des observations astronomiques.

Dans le cadre des projets TD 1 et TD 2, la C.F.T.H. sera responsable de l'étude et de la réalisation de l'ensemble du système de télécommunications à bord de ces satellites, c'est-à-dire des équipements de télécommande, de télémesure et des antennes. Elliot Automation, chef de file du programme TD 1 et TD 2, réalisera le système de stabilisation des satellites, tandis que FIAR fournira les dispositifs d'alimentation électrique de bord, Fokker la structure mécanique des satel-

lites et A.S.E.A. les auxiliaires au sol et certains systèmes de contrôle embarqués. La SODETEG, filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, assurera l'intégration de l'ensemble des instruments scientifiques placés à bord des satellites.

TRANSITRON ELECTRONIC CORPORATION

Le Dr David Bakalar, Président de TRANSITRON ELECTRONIC, annonce qu'après l'implantation d'une usine de fabrication à Maidenhead, Grande-Bretagne, il a été décidé d'installer en France une nouvelle usine de production de semiconducteurs au sein du Marché Commun.

Dans un premier stade, TRANSITRON construit une usine de 2 000 m² sur un terrain de plus de 2 ha dans la commune de Saint-Marcel près de Vernon, Eure.

Actuellement en cours de réalisation, l'usine compte démarrer sa production dès le début de l'année 1967 et l'effectif y atteindrait rapidement une centaine de personnes.

TRANSITRON qui est spécialisée dans le développement et la fabrication de matériel professionnel fabriquera dans son usine française des produits à haute fiabilité.

TRANSITRON est, avec ses filiales, le 4^e producteur mondial de semiconducteurs.

Après avoir activement participé aux programmes militaires américains et européens (Hawk, Minuteman, Titan, etc.) TRANSITRON poursuit ses efforts dans les programmes militaires et spatiaux (TFX, Gémini, Apollo, etc.) ainsi que dans la réalisation des grands ensembles de calculateurs électroniques de la dernière génération.

TRANSITRON possède en effet actuellement une gamme étendue de produits à haute fiabilité, depuis les diodes silicium ultra-rapides jusqu'aux circuits intégrés monolithiques HLTTL, en passant par les transistors à très haute fréquence, éléments de références de tensions, thyristors solides, etc.

L'organisation commerciale de TRANSITRON qui est implantée en Europe depuis six ans dans 14 pays différents, va permettre à la France d'être l'un des plus gros exportateurs de ses fabrications dans le Marché Commun puisqu'il est envisagé que 50 % de ses produits français lui seront destinés.

LA DOW CORNING ET LES MARCHÉS EUROPÉENS

La DOW CORNING CORPORATION, fondée en 1943, est une société américaine dont le capital est partagé entre les sociétés CORNING GLASS WORKS et DOW CHEMICAL Cy. Son Siège Social est établi à Midland (Michigan) où la DOW CORNING possède des bureaux, des laboratoires de recherches et l'usine de fabrication de silicones la plus importante du monde. La société possède également cinq autres usines dans différentes villes des Etats-Unis.

La DOW-CORNING CORPORATION vient d'annoncer l'établissement à Bruxelles de son siège européen en vue d'une extension de ses efforts commerciaux en Europe. De plus, la DOW CORNING installe des bureaux commerciaux et techniques régionaux en Italie, en France et en Allemagne.

M. A. William RHODES, vice-président de la DOW CORNING INTERNATIONAL, a été nommé Directeur Général pour la zone européenne et résidera à Bruxelles.

La DOW CORNING estime que le potentiel fantastique que représentent les silicones justifie un contact plus direct avec le marché européen. Dans cinq ans, croit-elle, plus de 30 % du chiffre d'affaires sera réalisé au moyen de produits ou d'applications nouveaux.

L'intention de la Société est d'installer plus tard en Europe des usines de fabrication. Des études de marché et des investigations d'ordre économique sont en cours pour déterminer la gamme de produits qui seront fabriqués.

Il ne sera jamais possible de fabriquer en Europe les 850 produits que la DOW CORNING fait aux Etats-Unis, mais

la gamme complète de ses produits sera toujours à la disposition du marché européen.

L'activité de la DOW CORNING est centrée sur les silicones et le silicium extra pur; la totalité de ses efforts a toujours été consacrée à ces seuls domaines. C'est la raison du succès de la société.

L'usage des silicones s'est largement répandu depuis l'époque de leur lancement, il y a presque 25 ans. Il n'y a guère d'industries qui actuellement n'y fassent appel sous une forme ou une autre.

Leurs applications sont extrêmement diverses: lubrifiants pour basses ou hautes températures de service; agents anti-moussants pour la pétrochimie et l'industrie alimentaire; vernis pour carrosseries et mobilier; peintures et revêtements résistant aux intempéries; produits d'étanchéité pour l'industrie et le bâtiment; additifs perfectionnés pour mousses de polyuréthane; produits isolants pour l'industrie électrique, électronique ou des télécommunications; résines et caoutchoucs divers, supprimant les problèmes d'environnement spécifiques aux missiles et aux engins spatiaux.

Les silicones rendent aussi des services appréciables en médecine et en pharmacie. Des éléments en caoutchouc de silicone, remplaçant certains tissus ou organes, ont pu être implantés dans le corps humain avec plein succès.

Les silicones doivent leur réussite à certaines propriétés qu'elles sont seules à posséder: les températures extrêmes sont sans action sur elles; elles ignorent la corrosion, le vieillissement et l'oxydation; elles ont d'excellentes propriétés diélectriques; elles n'absorbent pas l'eau et ont une bonne résistance aux produits chimiques ou aux milieux ambiants corrosifs.

Etant donné leur structure chimique, les silicones peuvent être produits sous des formes diverses allant des produits liquides volatils aux produits solides stables; on les trouve sous forme de fluides, de résines, de caoutchouc et de graisses.

LA COMPAGNIE HUGHES AIRCRAFT

La Compagnie HUGHES AIRCRAFT est un des chefs de file de l'industrie du monde libre dans le domaine des systèmes de défense. Au cours des quinze dernières années, elle a fourni pour plus de 4 milliards de dollars de systèmes électroniques ainsi qu'une grande variété de sous-ensembles et composants.

L'un des plus récents succès de HUGHES AIRCRAFT a été l'atterrissage spectaculaire du SURVEYOR sur la lune. Depuis plus de dix ans, tous les avions de l'Armée de l'air américaine utilisent les systèmes de conduite de tir et les missiles air/air de HUGHES.

Les bâtiments à propulsion nucléaire de la Marine américaine, l'« ENTERPRISE » et le « LONG BEACH », sont équipés de systèmes radars-calculateurs dont les antennes de détection et de poursuite sont installées sur une superstructure remarquable par sa forme cubique. A l'intérieur de ces bâtiments, dans les salles d'opérations, les fonctions de commande et de contrôle sont effectuées grâce aux tableaux de visualisation du système de traitement des données tactiques pour la Marine (N.T.D.S.).

Depuis plusieurs années, un système mobile de défense aérienne conçu et réalisé par HUGHES, le MISSILE MONITOR, est mis en œuvre par l'Armée américaine pour participer à la défense aérienne de l'Europe.

Pionnier du domaine des satellites de communication stationnaires ou à orbite synchrone, c'est HUGHES AIRCRAFT qui a fourni les célèbres SYNCOM II et III ainsi que l'EARLY BIRD de la COMSAT.

C'est également HUGHES qui a construit le réseau de poursuite MARK I-B des satellites militaires de communication récemment mis en place par l'Administration militaire américaine. Ce système permettra de faire communiquer entre eux tous les points du globe où n'existent pas de câbles et où les radiocommunications ne sont qu'intermittentes.

La Compagnie HUGHES AIRCRAFT emploie plus de 25 000 personnes dans ses usines de Californie et ses bureaux installés dans les principales villes du monde libre. Actuelle-

ment, l'usine HUGHES de Fullerton (Californie) réalise les systèmes de défense aérienne du Japon, de la Belgique, des Pays-Bas, de l'Allemagne de l'Ouest et de la Suisse.

FAIRCHILD INSTRUMENTATION ÉTABLIT SON SIÈGE EUROPÉEN EN GRANDE-BRETAGNE

FAIRCHILD INSTRUMENTATION, division de la Fairchild Camera and Instrument Corporation, des Etats-Unis, a créé une société britannique (la Fairchild Instrumentation Limited) et ouvert un bureau à Isleworth, près de Londres.

Il deviendra le siège des activités de Fairchild Instrumentation dans toute l'Europe occidentale et le Proche-Orient. Toutefois la société continuera à avoir des représentants pour la vente sur place en Europe.

Fairchild Instrumentation est un des principaux fournisseurs d'ensembles d'essais et mesures à semiconducteurs dans le monde entier. La firme est également très bien placée pour la fabrication d'enregistreurs graphiques, voltmètres numériques, oscilloscopes et amplificateurs.

L'adresse du nouveau siège européen est : Fairchild Instrumentation Limited, Grove House, 551 London Road, Isleworth, Middlesex, Angleterre. Téléphone : 01 560 0838. Télex : 24693.

BIBLIOGRAPHIE

Calcul des circuits à transistors, Rédigé par les ingénieurs de la Texas Instruments incorporated, traduit de l'américain par A. PASQUIOU et P. ESCARON, Ingénieurs.

Au cours des dernières années, un grand nombre de transistors à jonction de type nouveau dont l'emploi est de plus en plus fréquent, fabriqués selon les techniques de diffusion, ont été créés : transistors méso, planar, et plus récemment les transistors épitaxiés.

L'ouvrage classe en cinq catégories tous les transistors actuellement utilisés ; ils y sont décrits avec leur mode de fabrication. Quatre grandes parties : considérations fondamentales, montages continus et basse fréquence, circuits hautes fréquences, dispositifs de commutation, permettent une étude progressive et approfondie ; en outre de nombreux schémas et tableaux rendent son assimilation plus facile. Une annexe sur les transistors à effet de champ complète l'exposé.

Dans cette traduction de l'ouvrage américain « Transistor circuit design », les symboles américains ont été conservés afin de permettre au lecteur désireux de remonter aux sources, de s'y retrouver plus aisément. L'ouvrage intéressera ceux qui suivent le développement de l'électronique : professionnels, ingénieurs, techniciens, étudiants et élèves des écoles spécialisées.

Dunod, Editeur 1965. Un volume de 604 pages 16x25, avec 453 figures. Relié toile sous jaquette. 75 F.

Tables de Barlow. Carrés, cubes, racines carrées, racines cubiques, inverses des nombres entiers de 1 à 12 500.

Les Tables de Barlow qui sont bien connues et appréciées

d'un large public de scientifiques, d'ingénieurs et de techniciens, viennent d'être rééditées. Celles-ci permettent les calculs arithmétiques les plus compliqués et les plus difficiles.

Outre le carré, le cube, les racines carrées et cubiques ainsi que l'inverse des nombres de un à douze mille cinq cents, ces Tables donnent les factorielles des nombres de un à cent, la puissance quatrième et l'inverse de la racine carrée des nombres de un à mille ; y figurent également les puissances, jusqu'à la dixième, des nombres de un à cent et jusqu'à la vingtième des nombres de un à dix. On trouvera enfin des tables de constantes et des coefficients de la formule du binôme.

Pour éviter de rendre ces tables trop volumineuses, les valeurs des racines carrées, des racines carrées de 10 n, des racines cubiques et des inverses ont été divisées en deux parties : principale et annexe. Les parties annexes se trouvent dans les colonnes elles-mêmes et les parties principales au début et à la fin de chaque colonne. Un changement de partie principale est indiqué par un astérisque : la partie principale en début de colonne est associée aux parties annexes situées au-dessus de l'astérisque ; la partie principale en fin de colonne est associée aux parties annexes situées au-dessous de l'astérisque.

Pour les valeurs de n inférieures à six mille deux cent cinquante, la partie principale de la racine carrée de 10 n est toujours un multiple de dix ; pour les valeurs supérieures à six mille deux cent cinquante, la partie principale est un entier. Il n'y a pas d'astérisques dans les colonnes des inverses.

Dunod, Editeur 4^e édition 1966. Un volume de 272 pages 14x22. Relié souple. 14 F.

PETITES ANNONCES

702 C. — Pour diriger son service des achats, une entreprise de 1^{er} plan (techniques de pointe) recherche pour Paris

INGÉNIEUR ÉLECTRONICIEN GRANDE ÉCOLE

Le candidat :

- supervisera les divers secteurs du service des achats,
- décidera de l'application de la politique d'achats (marchés importants),
- négociera avec les fournisseurs étrangers (en particulier U.S.A.),

● traitera les problèmes d'importation de matériels.

Les conditions préalables pour présenter une candidature sont :

- l'expérience de la fabrication des composants électroniques,
- quelques années de travail aux U.S.A.,
- la capacité à négocier.

Situation et rémunération de haut niveau

SELE-CEGOS

42, av. Ste-Foy, Neuilly-s.-Seine

Env. C.V. détaillé s/réf. OE 120 en indiquant niveau de rémunération souhaité.

703 C. — AMERICAN MANUFACTURER WANTS ENGLISH SPEAKING FRENCH ELECTRONIC ENGINEER, SALES ORIENTED, EXCELLENT OPPORTUNITY TO MANAGE NEW FRENCH SALES OFFICE, PROFIT SHARING PLAN WITH SALARY, SUBMIT RESUME, REPLIES CONFIDENTIAL, BOX 17.

IS QUI MESUREZ LES TEMPÉRATURES
entre -110° et $+9000^{\circ}\text{C}$

AVEC : PRÉCISION ($\pm 1\%$)
FIDÉLITÉ ($\pm 0,25\%$)
SENSIBILITÉ ($\pm 0,15\%$)

et cherchez une RÉPONSE RAPIDE (ms à μs)

• A DISTANCE • SANS CONTACT
dans des CONDITIONS ATMOSPHÉRIQUES
DIFFICILES (CO_2 - vapeur d'eau) avec possibilité
• DE RÉGULATION • ET D'ENREGISTREMENT

utilisez vos

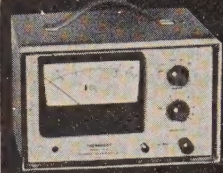
PYROMÈTRES A RADIATION PAR INFRA-ROUGES

FRUIT DE LA TECHNIQUE AMÉRICAINE LA PLUS AVANCÉE



- TRANSISTORISÉS
donc peu encombrants
- ROBUSTES ET MANIABLES
permettant l'exploration
de surfaces

LIVRAISON RAPIDE



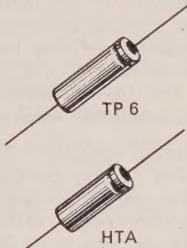
134, AVENUE DE MALAKOFF - PARIS 16^e
TÉLÉPHONE 727-43-09 • TÉLEX 25002 PARIS

CENTRES LYON 3^e : 166, AVENUE BERTHELOT
RÉGIONAUX NICE : 11, AVENUE VALDILETTA
TOULOUSE : 15, RUE JOSEPH-VIE

NOS INGÉNIEURS ÉTUDIERONT VOS PROBLÈMES ET VOUS CONSEILLERONT SANS ENGAGEMENT DE VOTRE PART

MALLORY

P.R. MALLORY & CO. Inc.



VIBREURS



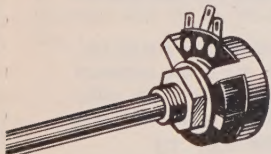
REDRESSEURS
SILICIUM

SÉRIE HAUTE
FIABILITÉ

SÉRIE FP

HTA
haute
temp.

CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES



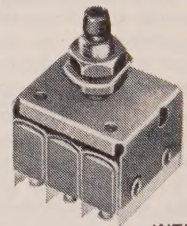
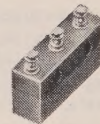
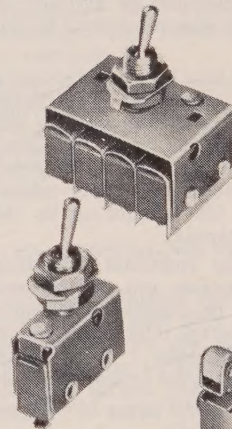
POTENTIOMÈTRES BOBINÉS



PILES AU MERCURE

RAPY

interrupteurs subminiatures

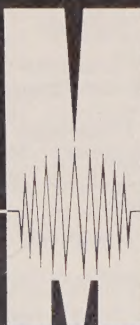


INTERRUPTEURS
INVERSEURS
uni-bi-tri et tétrapolaires
à levier ou à poussoir
levier long ou court

Voyants lumineux • Connecteurs multibroches et circ. imp. • Supports
lampes et transistors • Passages isolants • Interrupteurs subminiatures

METOX 86, RUE VILLIERS DE
L'ISLE ADAM, PARIS 20^e
636.31.10

PARIS
14 - 21
Avril 67



mesucora 67
exposition internationale et congrès

mesure • contrôle • régulation • automatisme

61^e exposition de physique



PALAIS DE LA DÉFENSE



TOUS RENSEIGNEMENTS : C.F.E. EXPOSITIONS • INFORMATION : 40, RUE DU COLISÉE • 75-PARIS 8

L'industrie choisit TRANSITRON HLTTL

pourquoi?

parce que la technique HLTTL offre:

La gamme la plus avancée de circuits logiques universels disponibles.

Combinaison de performances irréalisables dans toute autre forme de circuits logiques monolithiques.

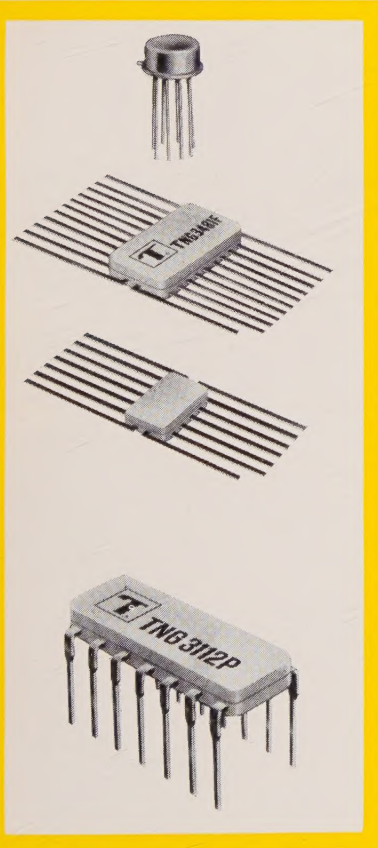
Immunité au bruit élevée	800 mV
"Fan-out" élevé	15 min.
Fréquence de comptage élevée	20 Mc/s min.
Faible temps de propagation	10 nSec. max.
Possibilité de fonctionner sur charge capacitive jusqu'à	300 pF

Une gamme étendue de circuits logiques compatibles, comprenant:

Gates:	Simple et multiple NAND/NOR, NAND/OR plus expanders
Flip-Flops:	Gated 2 phases, Charge Storage et Master Slave
Line, Lamp et Clock Drivers	

Boitiers divers:

14 ou 22 fils, verre-céramique "Flat package"
14 fils verre-céramique "enfichable"
8 ou 12 fils TO5 "court"



T

TRANSITRON ELECTRONIC

29 avenue de l'Opéra, Paris 1er OPE.69.89 Telex: 21697

Distributeur: E.T.I. 73 avenue de Neuilly, Neuilly-sur-Seine, Seine.

COMPAGNIES ASSOCIÉES À LONDRES ET MUNICH

Représentants à: Amsterdam · Copenhague · Milan · Oslo · Stockholm · Vienne · Berlin Ouest · Zurich

LA FORMULE
LA PLUS SIMPLE
EN COMPOSANTS
PROFESSIONNELS...



...FIABILITÉ
+ PRIX
+ DÉLAIS

= 205
93
09

UNE
TECHNIQUE
AFFIRMÉE • DES
PRIX COMPÉTITIFS
UNE GRANDE FIABI-
LITÉ • UNE QUALITÉ
CONSTANTE • DES DÉ-
LAIS MINIMUM TENUS
TECHNIQUE AFFIRMÉE
DES PRIX COMPÉTITIFS
UNE

GRANDE
FIABILITÉ
E QUALITÉ
NE CONST
DÉLAIS MI
TECHNIQU
AFFIRMÉE
DES PRIX C
MPÉTITIFS
E GRANDE
FIABILITÉ
QUALITÉ
CONSTA

- FILTRES
- LIGNES A RETARD
- INDUCTANCES
- TRANSFORMATEURS
- ATTENUATEURS

DES DÉLAIS MINIMU
TECHNIQUE AFFIRMÉE
ES PRIX COMPÉTITIFS



DÉPARTEMENT COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

QUALITÉ CONSTANTE
DÉLAIS MINIMUM TEN
TECHNIQUE AFFIRMÉE
PRIX COMPÉTITIFS
NE FIABILITÉ
STANTE
FIR
ITE
RIX

214-216, RUE DU Fg SAINT-MARTIN
PARIS 10° - TÉL. 205-93-09 et COM. 53-53