

L'ONDE ÉLECTRIQUE

45^e ANNÉE - N° 462

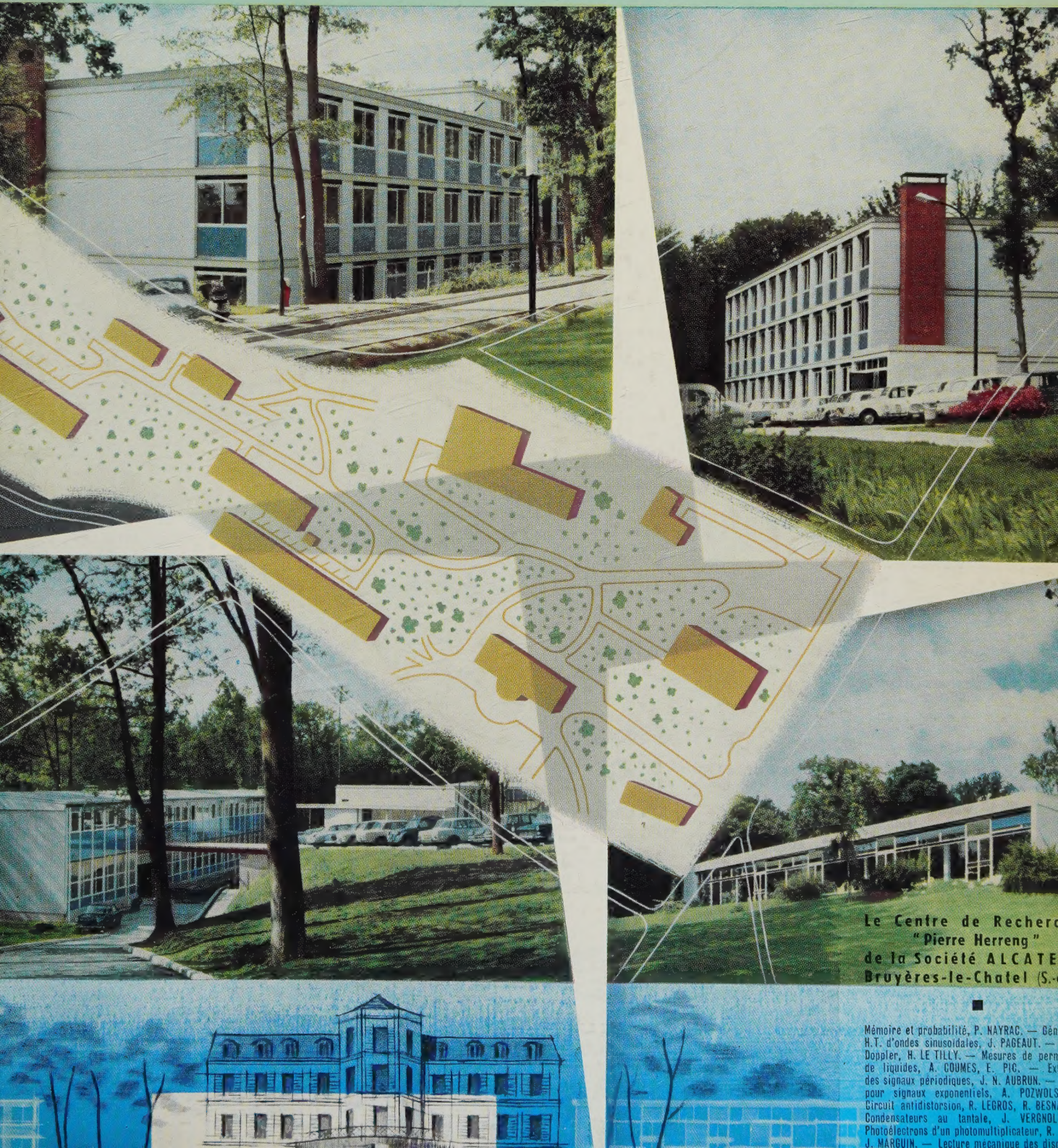
SEPTEMBRE 1965

P R I X : 10 F

revue mensuelle de la

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Le Centre de Recherche
"Pierre Hereng"
de la Société ALCATEL
Bruyères-le-Châtel (S.-

Mémoire et probabilité, P. NAYRAC. — Gén.
H.T. d'ondes sinusoïdales, J. PAGEAUT. —
Doppler, H. LE TILLY. — Mesures de permé-
abilité, A. COUMES, E. PIC. — Ex-
pression des signaux périodiques, J. N. AUBRUN. —
pour signaux exponentiels, A. POZWOLSKI.
Circuit antidistorsion, R. LEGROS, R. BESNARD.
Condensateurs au tantale, J. VERGNOL.
Photoélectrons d'un photomultiplicateur, R.
J. MARGUIN. — Lecture mécanique des dis-

G É N É R A T E U R S A M / F M

à **1,8**
220 MHz
EN 4 GAMMES

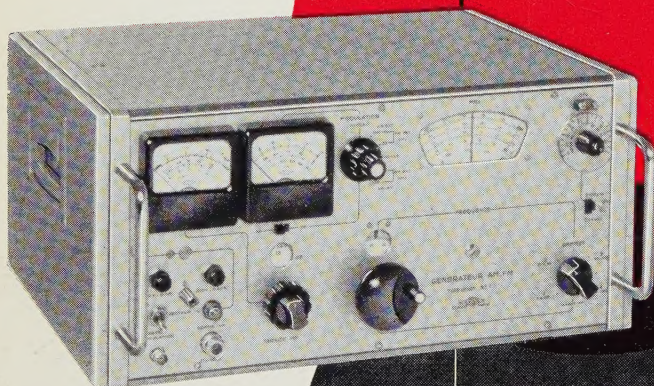
RÉGLAGE FIN DE LA FRÉQUENCE CENTRALE

$\Delta F : \pm 25 \text{ kHz}$
 $\Delta F : \pm 100 \text{ kHz}$

TYPE

LF 101 B

FERISOL



1 mW/50 Ω

ATTÉNUATEUR
0 à 130 dBm

M O D U L A T I O N

AM : 0 à 50 %
1.000 Hz

FM :
0 à 25 kHz
0 à 100 kHz

POSSIBILITÉ DE MODULATIONS
AM ET FM SIMULTANÉES

- Lecture directe de la fréquence • Vernier de fréquence : 4.000 points de lecture
- Précision 0,5 %, Stabilité : $5 \cdot 10^{-6}$
- Niveau de sortie 1 mW/50 Ω • Atténuation : 0 - 130 dBm. $Z_s = 50 \Omega$ • Modulation FM intérieure : 1.000 Hz. FM extérieure : de 30 Hz à 100 kHz
- Excursion de 0 à 100 kHz en 2 gammes

- Distorsion $\leq 3 \%$ de 1,8 MHz à 220 MHz pour une excursion de 0 à 100 kHz et $\leq 1,5 \%$ pour une excursion de 0 à 25 kHz. AM parasite en FM : $\leq 4 \%$ • Modulation AM intérieure : 1.000 Hz. AM extérieure : 30 Hz à 20 kHz • Taux : de 0 à 50 % • FM parasite en AM $\leq 1 \text{ kHz}$ • Possibilité de modulation AM et FM simultanées.

Ets GEOFFROY & Cie
INGÉNIEUR-DOCTEUR
CONSTRUCTEUR



SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 5.250.000 F

18, AVENUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES
(S.-&-O.) - TÉLÉPHONE 923 08-00 (5 LIGNES GROUPÉES)

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH 1401

L'ONDE ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S.F.E.R., 10, av. Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).
Tél. : 253-04-16.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON,
40, rue de Seine, Paris 6^e
Tél. : 633-18-93.

Abonnement (1 an,
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
" extrait des statuts ".

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. DOMENACH, 161, bd
Saint-Germain, Paris 6^e -
Tél. : 222-41-97.

Secrétariat : 13, rue Charles-
Lecocq, Paris 15^e,
Tél. : 250-88-04 et 250-88-05.

*

Sur notre couverture

Le Centre de Recherches « Pierre HERREN » à
BRUYÈRE-LE-CHATEL (S.-&-O.) où se poursuivent
les études avancées de la Sté ALCATEL sur
la Physique du Solide dans les domaines cryo-
génique, supraconducteur, thermoélectrique, etc.,
l'utilisation des hyperfréquences en télécommu-
nication, télémesure, détection électromagnétique,
etc., l'emploi des circuits logiques et des tech-
niques numériques pour le contrôle des processus
industriels.

Les Laboratoires de PARIS et de MONTROUGE
permettent à ALCATEL de jouer un rôle éminent
dans tous les autres domaines de l'électronique
professionnelle.

ALCATEL : 69, rue de Monceau - Paris-8^e
LAB 60-50

45^e année

Septembre 1965

10 F

N° 462

SOMMAIRE

Mémoire et probabilité P. NAYRAC	1035
Générateur haute tension d'ondes sinusoïdales de période longue J. PAGEAUT	1042
Radars Doppler de navigation H. LE TILLY	1047
Emploi d'un té pour des mesures en micro-ondes de la permittivité de liquides à faibles pertes ; influence de la dissymétrie du té A. COUMES, E. PIC	1056
Aspects théoriques et expérimentaux de l'extraction des signaux périodiques J.N. AUBRUN	1062
Filtre pour signaux exponentiels A. POZWOLSKI	1078
Circuit anti-distorsion pour les étages amplificateurs à lampes et à transistors R. LEGROS, R. BESNARD	1081
Condensateurs au tantale à forte charge et à haute tension J. VERGNOLLE	1093
Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumière cohérente et incohérente (limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques) R. MARCY, J. MARGUIN	1102
Lecture mécanique des disques : progrès récents. Comparaison avec les rubans magnétiques A. DILLET	1110
La synchronisation des télémesures codées (1 ^{re} partie) J.P. MAGNIN, G.C. CHAZOT	1117
Vie de la Société	1125
Correspondance	1131
Informations et documentation technique. Communiqués et bibliographie	1136

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1965)

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

Président désigné pour 1966

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

Vice-Présidents

MM. M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.
E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

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 à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Trésorier

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

Secrétaires

MM. J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à la C.F.T.H.
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

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 la R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

Rédaction de l'Onde Electrique

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef, Président du Comité de Rédaction.
M. J. DUSAUTOY, Ingénieur E.S.E., Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique. Tél. 225.24.19.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. CI. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	M. O. CAHEN
5	Composants électroniques	M. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. DU CASTEL	M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. R. LEHMANN	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. CSECH	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. 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 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

MÉMOIRE ET PROBABILITÉ, par P. NAYRAC, *Professeur de Clinique Neurologique et Psychiatrique à la Faculté de Médecine de Lille*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1035 à 1041).

Après avoir donné une idée du fonctionnement du cerveau en ce qui concerne la mémoire et montré que l'on ne peut le comparer aux meilleurs ordinateurs, basés, d'ailleurs, sur des principes d'organisation entièrement différents, l'auteur se tourne vers une conception probabiliste du fonctionnement cérébral.

On imagine un réseau dans lequel, par suite de l'établissement d'un stimulus, les éléments reçoivent un accroissement de pondération, positif ou négatif, tel que ce réseau donnera une réponse semblable à un second stimulus de même nature.

Ce réseau a donc acquis une tendance à coupler entre eux ses divers éléments et cela d'autant plus que leur ressemblance devient plus grande pour une même transformation.

GÉNÉRATEUR HAUTE TENSION D'ONDES SINUSOIDALES DE PÉRIODE LONGUE, par J. PAGEAUT, *Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal. CNRS Grenoble*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1042 à 1046).

Le fonctionnement du générateur électrostatique haute tension à transporteur isolant autorise une régulation électronique poussée. Cela permet d'obtenir une réponse haute tension linéaire à un signal basse tension de référence. L'association convenable de deux générateurs haute tension permet d'obtenir une sinusoïde d'une centaine de volts d'amplitude crête à crête à des fréquences limitées, du côté des basses uniquement, par le pilote.

L'étude présente un générateur donnant une sinusoïde de 100 kV crête à crête, de 1/120 Hz de fréquence.

RADARS DOPPLER DE NAVIGATION, par H. LE TILLY, *Electronique Marcel Dassault*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1047 à 1055).

La navigation à l'estime prend une importance de plus en plus grande, tant pour les avions civils que militaires. Des émetteurs-récepteurs aéroportés permettent de calculer, en utilisant l'effet Doppler, les composantes de la vitesse sol dans un trièdre lié à l'avion. La navigation peut donc s'effectuer à partir de références de cap et de verticale.

Dans cet article, on décrit succinctement le principe d'un tel matériel et les différentes servitudes qui lui sont propres. On conclut en tentant de prévoir l'avenir de ce type de détecteur de vitesse, en face de son jeune concurrent : le navigateur à inertie.

EMPLOI D'UN TÉ POUR DES MESURES EN MICRO-ONDES DE LA PERMITTIVITÉ DE LIQUIDES À FAIBLES PERTES ; INFLUENCE DE LA DISSYMMÉTRIE DU TÉ, par A. COUMES et E. PIC. *Laboratoires d'Electronique et de Radioélectricité. Faculté des Sciences. Grenoble*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1056 à 1061).

L'association d'une cellule de mesure à longueur variable et d'un té magique permet de déterminer avec une bonne précision la permittivité complexe en micro-ondes de liquides à faibles pertes. La méthode décrite ne nécessite aucune impédance étalon. On étudie l'influence de la dissymétrie du té sur la précision de la mesure, ce qui conduit à modifier le montage pour minimiser cette influence. Les résultats expérimentaux confirment les calculs.

ASPECTS THÉORIQUES ET EXPÉRIMENTAUX DE L'EXTRACTION DES SIGNAUX PÉRIODIQUES, par J.-N. AUBRUN, *Chargé de Recherches au CNRS. Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences. Orsay*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1062 à 1077).

Il est possible de détecter la forme réelle d'un signal périodique noyé dans le bruit à l'aide de procédés appropriés. Les plus caractéristiques d'entre eux sont décrits ici ainsi qu'un dispositif opto-électronique nouveau. On étudie leur comportement théorique ainsi que les limitations technologiques de l'amélioration du rapport signal/bruit. Une étude complète de l'échantillonnage et de la détection synchrone est ici présentée, et les résultats expérimentaux sont en excellent accord avec les prévisions. Tous ces dispositifs réalisent soit une moyenne, soit un filtrage du signal, et l'on démontre en conclusion l'équivalence de ces deux traitements. Les relations générales obtenues permettent de caractériser tout traitement linéaire des signaux périodiques.

FILTRE POUR SIGNAUX EXPONENTIELS, par A. POZWOLSKI, *Docteur ès Sciences*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1078 à 1080).

Soit un signal électrique de la forme

$$y = Ae^{at} + \sum_{i=1}^n B_i e^{-b_i t}$$

où le premier terme du second membre est la réponse intéressante tandis que les suivants sont des parasites qui altèrent cette réponse. On donne une méthode qui permet d'obtenir la réponse cherchée sans qu'il soit nécessaire d'attendre l'amortissement des termes parasites. Cette méthode consiste essentiellement à combiner le signal y avec ses n premières primitives affectées de coefficients convenables dont on donne le mode de détermination. Les opérations mises en jeu s'effectuent aisément à l'aide d'amplificateurs du type de ceux employés en calcul analogique.

CIRCUIT ANTI-DISTORSION POUR LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS A LAMPES ET A TRANSISTORS, par R. LEGROS, *Professeur à la Faculté des Sciences de Caen. Directeur du Laboratoire d'Electronique des semiconducteurs et R. BESNARD, Diplômé d'études supérieures techniques, Caen*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1081 à 1092).

Les auteurs présentent les résultats de mesures de distorsions par harmoniques sur des étages amplificateurs à lampes (triode et pentode) et à transistors (à jonctions et à effet de champ) munis d'un nouveau circuit destiné à réduire ces distorsions. La méthode consiste essentiellement à connecter dans le circuit de cathode, ou d'émetteur, une résistance non linéaire convenablement choisie, qui linéarise la caractéristique dynamique de l'étage. Ce circuit est constitué par une résistance et une diode polarisée. Les mesures, faites sur les quatre types d'étages, et pour diverses valeurs des paramètres, ont montré que l'efficacité du circuit est généralement bonne, malgré sa simplicité.

CONDENSATEURS AU TANTALE A FORTE CHARGE ET A HAUTE TENSION, par J. VERGNOLLE, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, Centre de Recherches Physico-Chimiques, Puteaux*. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1093 à 1101).

L'expérience montre que les difficultés rencontrées dans la réalisation de condensateurs électrolytiques à anodes poreuses frittées croissent avec la tension de formation et de service et avec la grosseur de ces anodes. L'auteur essaie d'analyser les phénomènes d'épuration lors du frittage et d'anodisation ultérieure, en attribuant les difficultés observées à une épuration et à une formation hétérogènes dans la masse : l'application des lois classiques de la diffusion aux problèmes thermiques peut, par analogie, être immédiatement transposée à ces cas particuliers.

SUMMARIES OF THE PAPERS

SOME THEORETICAL AND EXPERIMENTAL ASPECTS OF PERIODIC SIGNALS PROCESSING, by J.N. AUBRUN, *Chargé de Recherches au CNRS, Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences d'Orsay*. L'Onde Electrique, September 1965. (pages 1062 to 1077).

The true shape of a recurrent signal can be detected in noise by mean of appropriate devices. The most typical of them are described here, as well as a new opto-electronic device. Their theoretical behaviour and their technological capability limit in signal/noise improvement are studied. An exhaustive survey of sampling and locking is presented and experimental results are in excellent agreement with it. This all devices have to realize either an averaging or a smoothing of the signal, and the equivalence between this two process is demonstrated in the conclusion. General equations are obtained which permit to carактерize any recurrent signal linear process.

FILTER FOR EXPONENTIAL SIGNALS, by A. POZWOLSKI, *Docteur ès Sciences*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1078 to 1080).

The writer considers an electrical signal of the form

$$y = Ae^{at} + \sum_{i=1}^n B_i e^{-b_i t}$$

where the first term of the second member is the response of importance while those which follow are dissimilar ingredients which alter that response. A methode is described which makes it possible to obtain the required response without waiting for reduction of the parasitic terms. This method consists basically of combining the signal y with its n first ingredients derived from convenient coefficients for which a method of determination is given. The operations involved can be easily carried out using amplifiers of the type employed in analogue computers.

ANTI-DISTORTION CIRCUIT FOR AMPLIFIER STAGES USING VALVES AND TRANSISTORS, by R. LEGROS, *Professeur à la Faculté des Sciences de Caen, Directeur du Laboratoire d'Electronique des semiconducteurs* and R. BESNARD, *Diplômé d'études supérieures techniques, Caen*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1081 to 1092).

The writers describe the results of harmonic distortion measurement on amplifier stages using valves (triodes and pentodes) and transistors (junction and field-effect) where a new circuit has been provided to reduce these distortions. The method consists basically of connecting in the cathode or emitter circuit a suitably chosen non-linear resistance which linearises the dynamic characteristic of the stage. This circuit is made up of a resistance and a polarised diode. The measurements, made on four types of stage and for various values of their parameters, have shown that the effectiveness of the circuit is generally high, despite its simplicity.

TANTALUM CONDENSERS OF HIGH CHARGE AND HIGH VOLTAGE, by J. VERGNOLLE, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, Centre de Recherches Physico-chimiques, Puteaux*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1093 to 1101).

Experience shows that the difficulties encountered in the manufacture of electrolytic condensers using porous irregular anodes increases with the forming voltage and the length of service and the size of these anodes. The writer attempts to analyse the purification phenomena at the time of the etching and the final anode formation, attributing the observed difficulties to the purification process and a mixed formation in the body of the material. The application of the well-known laws of diffusion in thermal problems can by analogy be directly transferred to these special cases.

MEMORY AND PROBABILITY, by P. NAYRAC, *Professeur de Clinique Neurologique et Psychiatrique à la Faculté de Médecine de Lille*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1035 to 1041).

The author gives an idea of the brain operating about the memory and points out that it cannot be compared to the best calculating machine, which are founded on entirely different organization principles.

Then he turns towards probability conception of brain operating. One devises network in which, consequently to the establishment of a stimulus, the elements receive an increase of positive or negative ponderation so that such a network will give the same response for a second stimulus of same kind. This network has obtained a tendency to connect themselves its different elements and the more as their likeness becomes greater for a same transformation.

GENERATOR FOR HIGH VOLTAGE SINUSOIDAL WAVES OF LOW FREQUENCY, by J. PAGEAUT, *Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du métal, CNRS, Grenoble*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1042 to 1046).

The operation of the high voltage electrostatic generator using transported charges makes possible advanced electronic regulation. This makes it possible to obtain a linear high tension response in relation to a low voltage reference signal. A suitable association of two high tension generators thus makes it possible to have a sinusoid of a hundred or so volts in amplitude peak-to-peak at a frequency limited basically only by the pilot.

The account describes a generator giving a sinusoid of 100 kV peak-to-peak at 1/120 cycle frequency.

DOPPLER RADAR FOR NAVIGATION, by H. LE TILLY, *Electronique Marcel Dassault*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1047 to 1055).

Navigation by dead reckoning is becoming more and more important both for civil aircraft and military aircraft. By the use of the Doppler effect, transmitter/receivers in the aircraft make it possible to calculate the component of speed over the ground with a device carried in the aircraft. Navigation can thus be carried out by reference to land distances and the vertical ingredient.

This article describes briefly the principle of an apparatus of this kind and the different uses which are appropriate for it. An attempt is made in conclusion to foresee the future of this type of speed indicator in relationship to its newer competitor, inertial navigation.

UTILISATION OF A TEE FOR THE MEASURE OF LOW LOSS LIQUID PERMITTIVITY IN MICROWAVE. INFLUENCE OF THE DISSYMETRY OF THE TEE, by A. COUMES and E. PIC, *Laboratoires d'Electronique et de Radioelectricité, Faculté des Sciences, Grenoble*. L'Onde Electrique, September 1965 (pages 1056 to 1061).

The complex permittivity of low loss liquids is measured with a magic tee and a variable length cell. The device needs no calibrated impedance. The perturbation due to the dissymetry of the tee is studied and the device is modified to minimize this perturbation. Experimental results are in good agreement with theory.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

STATISTIQUE DES PHOTOÉLECTRONS D'UN PHOTOMULTIPLICATEUR ÉCLAIRÉ EN LUMIÈRES COHÉRENTE ET INCOHÉRENTE (LIMITE ULTIME DE SENSIBILITÉ DES RÉCEPTEURS OPTIQUES), par R. MARCY et J. MARGUIN, C.F.T.H. Service d'Etudes Techniques avancées. Bagneux. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1102 à 1109).

Etude de la limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques et principalement des photomultiplicateurs.

Pour pouvoir mesurer la sensibilité limite des tubes 150 AVP et 150 CVP sans être gêné par le bruit thermique, le récepteur est refroidi à la température de l'azote liquide.

Dans ce cas, lorsque le niveau de la source est extrêmement faible, les photoélectrons arrachés à la photocathode se traduisent à la sortie du tube par des impulsions nettement distinctes, réparties aléatoirement dans le temps.

Un comptage du nombre de ces impulsions, dans un temps donné, permet de définir la loi de probabilité temporelle de l'émission des photoélectrons.

Cette mesure a été effectuée en utilisant successivement une source classique constituée par une lampe au tungstène et un laser.

Dans les deux cas, la loi de probabilité trouvée est une loi de Poisson. Ce résultat montre que la limite de sensibilité d'un récepteur optique est la même avec une source classique et avec un laser.

Ce dernier peut donc constituer la source émettrice d'une liaison optique, ce qui permet de bénéficier de la haute cohérence spatiale et temporelle du laser, sans être gêné par une perte de sensibilité quelconque inhérente à l'emploi de celui-ci.

LECTURE MÉCANIQUE DES DISQUES : PROGRÈS RÉCENTS. COMPARAISON AVEC LES RUBANS MAGNÉTIQUES, par A. DILLET, Ingénieur I.S.E.P. Docteur-Ingénieur C.E.N. Saclay. L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1110 à 1116).

On rappelle les différentes distorsions qui prennent naissance lors de la lecture d'un disque stéréophonique : distorsions géométriques de contact, effet de pince, distorsion d'angle d'attaque vertical. On indique ensuite les perfectionnements récents (jusqu'à septembre 1964) qui permettent de les réduire : angle d'attaque normalisé, pointes de lecture elliptiques. On fait également le point des problèmes de détérioration des disques (reliés aux paramètres mécaniques des attelages mobiles), ainsi que des problèmes à résoudre au niveau des bras de lecture lors de l'utilisation de lecteurs aux paramètres mécaniques améliorés. Un tableau récapitule les performances.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES (1^{re} partie), par J.P. MAGNIN, Directeur des Etudes, Electro-mechanical Research, Sarasota (Floride) et G.C. CHAZOT, Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique. Rueil-Malmaison (S.-et-O.). L'Onde Electrique de septembre 1965 (pages 1102 à 1109).

Les problèmes posés par la synchronisation d'un message codé transmis par télémesure sont évoqués, ainsi que leurs solutions possibles. Cet article traite plus spécialement de la synchronisation de bit (ou synchronisation primaire) des messages P.C.M. Après une rapide description des différents types de modulation de l'information, les caractéristiques du synchronisateur de bits sont dégagés : il devra reconstituer, par l'utilisation des filtres optimaux, le message numérique d'entrée perturbé par des signaux d'origine diverse et reproduira, au moyen d'une boucle à verrouillage de phase, le rythme numérique de base.

OMISSION

A la page 932 de notre numéro de juillet-août 1965, figure l'article de M. A. SEPTIER sur les *Résonateurs supraconducteurs et leurs Applications* ; une ligne étant tombée à la composition, les titre et qualité de l'auteur ont été omis. M. SEPTIER, bien connu du monde scientifique, est, comme déjà précisé dans le résumé de son article, Directeur Scientifique au CNRS, il collabore à l'Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences, à Orsay.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

RECENT ADVANCES IN RECORD PLAYING. COMPARISON WITH MAGNETIC TAPE, by A. DILLET. *Ingénieur I.S.E.P. Docteur-Ingénieur C.E.N. Saclay. L'Onde Electrique*, September 1965 (pages 1110 to 1116).

The various distortions which arise when reaching a stereo record are reviewed : tracing distortions, pinch effect, tracking distortions. The recent (up to September 64) advances minimizing these distortions are described : standardized slout angle, elliptical styli.

The problem of damaging the records (in connection with mechanical parameters of styli) is also surveyed, together with the tone-arms questions arising when mechanically improved cartridges are used. A comparative chart checks the various results.

SYNCHRONIZATION OF CODED TELEMEASUREMENTS (1st part) by J.P. MAGNIN, *Directeur des Études, Electromechanical Research, Sarasoto (Floride)* and G.C. CHAZOT, *Chef de Département, Société d'Instrumentation Schlumberger, Division Electronique — Rueil-Malmaison (S.-et-O.)*. *L'Onde Electrique*, September 1965 (pages 1102 to 1109).

Problems set by synchronization of a coded message transmitted by telemeasurement are called to mind with their possible solutions. This article more specially discusses of the bit synchronization (or primary synchronization) of the P.C.M. messages. After a short description of the different modulation types of the information, characteristics of the bits synchronizator are exhausted it must reconstitute, by using optimum filters, the input digital message disturbed by various sources signals and it will reproduce, by mean of a locking phase loop, the digital basic rythm.

PHOTOELECTRON STATISTICS FOR A PHOTOMULTIPLIER LIT BY COHERENT AND NON-COHERENT LIGHT (ULTIMATE SENSITIVITY LIMIT FOR OPTICAL RECEIVERS), by R. MARCY and J. MARGUIN, *C.F.T.H. Services d'Etudes Techniques Avancées. L'Onde Electrique*, September 1965 (pages 1102 to 1109).

A study of the ultimate sensitivity limits for optical receivers and especially for photomultipliers.

In order to measure the sensitivity limits of the 150 AVP and the 150 CVP tubes without trouble from thermal noise the receiver is cooled to the temperature of liquid nitrogen.

In these circumstances when the level of the source is extremely weak the photoelectrons displaced from the photocathode appear at the output tube as discrete pulses distributed randomly in time. The counting of the number of pulses within a given time leads to a definition of the time probability for the emission of photoelectrons.

This measurement has been made using successively a conventional source in the form of a tungsten lamp and a laser.

In these two cases the probability law found is a Poisson law. This result shows that the limit of sensitivity for an optical receiver is the same with a conventional source as with a laser.

The latter can therefore form an emitting source of an optical circuit which makes it possible to use the advantage of high coherence in the laser without being troubled by any loss of sensitivity which might have been thought inherent in the use of it.

MÉMOIRE ET PROBABILITÉ*

PAR

P. NAYRAC

*Professeur de Clinique Neurologique et Psychiatrique
à la Faculté de Médecine de Lille*

Comme en beaucoup d'autres chapitres, les notions de contrôle et d'information ont été pour le Neurologue, dans le domaine des phénomènes de la mémoire, une lumière mais aussi une tentation.

Il y a quelques années, la mode était de créer des dispositifs éducatifs, capables d'acquiescer des réflexes conditionnés, forme élémentaire de mémoire.

G. WALTER créait sa *Machina docilis*. ZEMANEK utilisait l'échauffement progressif d'un fil conducteur. Avec MASSE, j'ai réalisé un modèle électronique de réflexe conditionné dont le principe était la charge progressive d'un condensateur. Cela ne menait pas loin, car les mécanismes utilisés étaient visiblement très différents des mécanismes cérébraux. Or, un modèle n'a d'intérêt que s'il introduit un isomorphisme.

Donc considérons d'abord comment se présente en biologie, le problème de la mémoire.

* *

On sait que les habitudes verbales, motrices ou sensorielles, cessent de pouvoir s'exprimer dans le comportement après certaines lésions cérébrales. On sait même que les diverses sortes d'aphasies, d'agnosies, d'apraxies, sont produites de préférence par la destruction de certaines aires assez bien localisées de l'écorce cérébrale. On peut parler même, si l'on veut, de « centres » à condition de prendre ce mot au sens anatomo-clinique et non au sens psychophysiologique ; on peut, à la rigueur, parler de « centres d'aphasie », mais non de « centres du langage ». Cela est bien établi, depuis plus d'un demi-siècle.

Les souvenirs aussi sont éventuellement intéressés par les agressions qui atteignent le système nerveux central. Dans la sismothérapie, le passage du

courant dans le diencéphale entraîne des troubles réversibles de la mémoire des faits récents. Les encéphalopathies éthyliques ont montré que l'amnésie du syndrome de KORSKOW est amenée par des lésions rhinencéphaliques assez précises, intéressant, entre autres, les corps mamillaires : PENFIELD, de son côté, par excitation péroopératoire de l'écorce, a pu provoquer la réviviscence spontanée de certains souvenirs.

Il y a donc sûrement un substrat physique de la mémoire. C'est d'ailleurs nécessaire dans la perspective de la théorie de l'information. L'information qui est, en somme, l'organisation des phénomènes physiques, ne peut apparaître spontanément au sein du désordre moléculaire. Habitudes et souvenirs introduisent dans le comportement une organisation, une information, et l'hypothèse la plus économique est de supposer cette information inscrite dans les structures encéphaliques plutôt que survenant on ne sait d'où.

La théorie de l'information nous donne d'ailleurs une idée quantitative de la complexité des mécanismes cérébraux et cela peut avoir une importance pour notre propos.

* *

Pour contenir une information de H bits, un système doit posséder 2^H états équiprobables.

Le nombre des états d'un système s'élève donc beaucoup plus vite que la quantité d'information qu'il peut contenir. Cela pose deux problèmes technologiques où les ordinateurs n'ont pas le dessus si on les compare au cerveau.

Un problème d'encombrement d'abord : les mémoires des ordinateurs ont des volumes incomparablement supérieurs à celui du cerveau.

Un problème de lecture ensuite. L'ordinateur perd beaucoup de temps à chercher dans sa mémoire le sens d'un mot ou la consigne pour effectuer une opération, tandis qu'on sait combien immédiatement disponible est l'information de la mémoire vivante.

* Conférence prononcée à Lille au cours du Congrès d'Automatique théorique et appliquée, organisé par l'Association Française de Régulation et d'Automation (AFRA) et le Groupe Nord de la SFER les 13 et 14 mai 1964.

Donnons à cette comparaison, une base quantitative.

On a diversement apprécié le contenu informationnel du cerveau humain, mais tous les observateurs s'accordent à lui donner une grandeur très élevée.

On peut utiliser un artifice assez simple. Le cerveau d'un comédien contient, du seul fait de sa profession, suffisamment d'information pour occuper plusieurs heures d'émission radiophonique. Disons 3 heures. Supposons l'émission de qualité médiocre ; les ingénieurs nous enseignent qu'elle achemine 10 000 bits par seconde. Considérons que le français a une redondance de 50 % environ. Nous arrivons ainsi à 54 millions de bits. Mais nous n'avons mesuré qu'une faible partie de l'information contenue dans le cerveau de ce comédien, puisque nous avons négligé tous les souvenirs personnels qu'il a, comme tout homme, accumulés depuis l'enfance.

Or, les ingénieurs de l'I.B.M., estiment que, pour un ordinateur, on ne loge dans un volume égal à celui d'un cerveau humain qu'au plus $2,5 \times 10^6$ bits. Et le cerveau humain est loin d'être dévolu tout entier à la mémoire : il comprend d'importantes aires motrices, coordinatrices, sensorielles, etc.

La supériorité du cerveau sur l'ordinateur ne peut s'expliquer qu'en faisant intervenir l'échelle moléculaire. C'est d'ailleurs là une caractéristique de la matière vivante. Un système non vivant comporte des dispositifs macroscopiques de structure homogène tandis que, dans un système vivant, les configurations moléculaires représentent un très haut degré d'organisation qui intervient par intégrations successives, provoquant l'apparition de propriétés nouvelles dans le comportement macroscopique, propriétés nouvelles qui ne sont pas déductibles des propriétés moléculaires. Dans son intimité, la substance d'un système non vivant est inerte, tandis que celle d'un système vivant est active à tous les niveaux d'intégration.

* * *

Cette nécessité de faire intervenir des phénomènes à l'échelle moléculaire peut évoquer une comparaison entre la conservation de l'information mnésique et celle de l'information génétique.

On sait que cette dernière est conservée dans les gènes du noyau cellulaire. Plus précisément, dans les spirales d'acide désoxyribonucléique. Les molécules d'A.D.N. sont formées de spirales parallèles reliées par des ponts de deux sortes, formés les uns d'adénine et de thymine, les autres de guanine et de cytosine. Un chromosome comprend un nombre de gènes de l'ordre de 100 000, dont chacun comprend un nombre de ponts de l'ordre de grandeur de 10 000 ; on s'explique que les arrangements des deux types de ponts puissent donner naissance à un nombre très grand de types d'A.D.N.

Pour montrer qu'il est physiquement concevable que le cerveau puisse contenir l'information mnésique, on peut baser le calcul sur l'analogie génétique, sans affirmer l'assimilation, seulement pour montrer qu'une théorie quelconque trouve dans le cerveau la

matière suffisante pour la conservation d'une grande quantité d'information. Mais HYDEN est allé plus loin : il a formellement avancé l'hypothèse que l'information mnésique se conserve dans la structure des acides nucléiques. Il remarque en effet que les neurones, qui ne se reproduisent pas, contiennent néanmoins abondamment de l'A.D.N. dont on peut former l'hypothèse qu'il est le support de la mémoire.

Cette hypothèse a été largement confirmée par les expériences de CORMING (de ROCHESTER), de HEBB (de MCGILL).

* * *

Ainsi des résultats très importants sont acquis quant au mécanisme de la mémoire ; et, les recherches étant en pleine activité, nous devons nous attendre à de nouvelles découvertes. Actuellement, on peut en effet se demander comment, dans les centres nerveux, est résolu le problème de la miniaturisation en ce qui concerne la lecture de l'information : pour qu'une information inscrite à l'échelle moléculaire se manifeste à celle du comportement macroscopique, il est nécessaire qu'elle fasse l'objet d'une amplification, elle aussi miniaturisée, dont le mécanisme reste à trouver.

Et puis, il existe aussi un problème de la lecture immédiate ; car, dans un organisme, l'amplification se fait par une chaîne dont chaque élément est à faible puissance : il n'y a pas de discontinuité, pas de déclenchement : les processus sont relativement lents et il faut se demander comment le cerveau échappe à cette servitude.

Quels que soient les progrès qui ont été faits, quels que soient ceux que l'on peut légitimement escompter à bref délai, il n'en reste pas moins qu'ils ne touchent pas encore au cœur de la question, je veux dire au codage.

Jusqu'à présent, nous nous sommes comportés à l'égard de l'encéphale comme un manœuvre électricien se comporterait à l'égard d'une machine à dicter en admettant qu'il n'en ait jamais vu auparavant : il observerait que la machine ne fonctionne pas si un fil est déconnecté dans la prise de courant, mais il n'en concluerait pas pour cela que la prise de courant est un « centre de mémoire ». Et puis, il constaterait l'utilité du moteur de déroulement, etc. Mais il continue d'ignorer l'essentiel, c'est-à-dire le codage.

Un problème de mémoire n'est entièrement résolu que par le dégagement du codage ; ou plus exactement, le codage étant connu, il n'est plus nécessaire de faire appel à la notion de mémoire, il n'est plus nécessaire de connaître le passé du système pour prévoir son comportement : il suffit de considérer l'état présent.

En ce qui concerne la mémoire humaine, nous connaissons maintenant pas mal de choses sur son substrat, sur ses dispositifs d'entraînement et de déclenchement, mais nous n'avons pas encore entamé le problème du codage. Il est probable que l'information mnésique s'inscrit dans les molécules d'A.D.N. Admettons que ce soit sûr. Mais quelle est la loi qui relie les afférences sensorielles à l'alternance des

ponts adénine-thymine et guanine-cytosine ? Et celle qui relie cette alternance aux comportements ? C'est le fond du problème.

Ce codage est probablement très compliqué, car la mémoire ne procède pas à un enregistrement photographique ou phonographique. Elle ne retient pas tout. Elle schématise (parfois de façon erronée). Des difficultés techniques sont donc à prévoir dans cette recherche du codage mnésique.

Mais il faut aussi prévoir des difficultés de principe. Il sera difficile de donner aux hypothèses qui pourront être élaborées la signification opérationnelle fautive de laquelle une hypothèse doit être rejetée. Et pour avoir une signification opérationnelle, il faut qu'une hypothèse permette d'imaginer — sinon de réaliser — un plan d'expériences capables de la confirmer ou de la repousser.

Sous cet angle, le problème du codage se formule comme suit :

Peut-on connaître l'information conservée dans un encéphale (sans attendre qu'elle s'extériorise dans le comportement de l'individu, dans un récit par exemple) par des mesures pratiquées sur cet encéphale ?

C'est là évidemment une expérience idéale, notion parfaitement admise en physique théorique. Ici nous devons faire appel à l'observateur de LAPLACE capable de mesurer, à un instant donné, un très grand nombre de grandeurs, en l'espèce toutes les configurations moléculaires de l'encéphale.

Mais la légitimité du recours à l'observateur de LAPLACE peut aujourd'hui être mise en doute. BRILLOUIN a en effet montré que, pour acquérir de l'information, il faut accepter comme contre-partie un accroissement d'entropie supérieur à l'information acquise. Si bien que l'observateur de LAPLACE pour acquérir en peu de temps une énorme quantité d'information, devrait dégrader dans le même temps une énorme quantité d'énergie ; c'est dire que ses investigations ne seraient plus physiquement indifférentes : elles interviendraient pour modifier le cours des phénomènes.

Ces réserves sur les talents de l'observateur de LAPLACE rejoignent le *principe de complémentarité généralisé* de BOHR. Le cerveau n'est qu'un cas particulier de système à haute complexité. Or, on ne peut mesurer l'état d'un tel système à un instant donné sans le perturber de telle sorte qu'on ne sait plus si le comportement ultérieur est bien celui qu'on aurait observé si l'on n'avait pas effectué de mesure.

Ainsi l'observateur de LAPLACE (même si son intervention est légitime) ne saurait vérifier une hypothèse sur le codage en lisant l'information contenue dans les configurations moléculaires d'un sujet, et en la comparant ensuite à celle qui ultérieurement s'exprimera dans le comportement du sujet.

On peut essayer de tourner l'obstacle. Les systèmes à haute complexité ne peuvent faire l'objet d'une étude déterministe comme le mouvement d'une planète, c'est vrai ; mais il est courant de les étudier par des méthodes statistiques. On peut imaginer,

toujours dans l'idéal, la vérification statistique d'une hypothèse sur le codage mnésique : on prendra une population dans laquelle on réservera un échantillon pour la détermination des configurations moléculaires, on observera le comportement (non perturbé) du reste de la population, ce qui rend possible l'établissement de corrélations statistiques entre l'information tirée des configurations et celle qui s'exprime dans les comportements.

Mais cette expérience idéale se heurte à des impossibilités quantitatives. En effet, il faut distinguer dans les ordres de grandeur, entre les nombres très grands et les nombres immenses. Les nombres très grands sont, par exemple, les nombres astronomiques qui s'écrivent par un nombre relativement petit de chiffres. Le nombre total des atomes contenus dans tout l'univers, s'écrit avec moins de 80 chiffres. Ce n'est qu'un nombre très grand. Au contraire, les nombres immenses sont ceux qui s'écrivent avec un nombre de chiffres beaucoup plus grand, dont le nombre de chiffres est lui-même un nombre très grand.

Reprenons ici les estimations de l'information mnésique contenue dans un encéphale humain. On se souvient qu'elle s'exprime certainement par plus de plusieurs dizaines de millions de bits. La relation numérique simple entre l'information contenue dans un système et le nombre de configurations équiprobables que le système peut prendre, montre que, étant donné l'information qu'il contient, un encéphale humain doit posséder un nombre de configurations possibles tel qu'il s'écrit avec plus de dix millions de chiffres : c'est un nombre immense.

Or, dans son expérience statistique, l'observateur de LAPLACE (bien que n'étant embarrassé par aucune difficulté morale) n'aurait au plus à sa disposition que les trois milliards d'humains présents sur la terre ; c'est-à-dire un nombre qui s'écrit avec dix chiffres, un nombre qui n'est que très grand, et même pas très grand, parmi les très grands.

Or, pour étudier la répartition statistique du nombre immense des configurations sûrement possibles dans un encéphale, il faudrait que l'observateur de LAPLACE pût disposer d'un nombre d'hommes bien supérieur à celui des configurations : il serait déraisonnable d'étudier statistiquement des configurations en nombre immense sur un nombre d'individus qui serait seulement très grand.

C'est le *principe des classes finies*, dégagé par ELSASSER.

*
* *

Ainsi, dans les recherches sur les problèmes de la mémoire, il faut s'attendre à rencontrer, non seulement des difficultés techniques, mais aussi, quand il s'agira de dégager le codage, des obstacles de principe. Cela n'est nullement un motif de démission, car nul ne peut fixer de limites à la fécondité de la recherche scientifique. Au contraire, pour avoir reconnu certaines impasses, on peut progresser plus vite en imaginant d'autres chemins.

Prenons, par exemple, un problème de mémoire qui peut paraître se ranger parmi les moins compliqués : celui de la *reconnaissance* d'un stimulus, visuel ou auditif.

Il semble que, lors de cette reconnaissance perceptive, le cerveau

1) pratique l'analyse du stimulus, phénomène exprimable seulement par un grand nombre de grandeurs,

2) compare les données de cette analyse à ses collections mnésiques,

3) en présente une synthèse par schématisation, qualifiant par exemple tel stimulus par telle expression verbale.

Ce découpage de l'acte unitaire qu'est la reconnaissance est dangereux parce qu'il nous incite à chercher dans le cerveau un dispositif spécial destiné à effectuer chacune des opérations que nous avons artificiellement isolées. C'est une invitation à chercher (puisque reconnaissance implique analyse, mémoire et schématisation) des organes d'analyse, de mémoire et de schématisation, des « centres » d'analyse, de mémoire et de schématisation.

La situation a été aggravée par l'apparition des ordinateurs. Les ingénieurs qui dessinèrent ces machines le firent en prévoyant le recours à un appareil particulier pour chaque fonction. Et puisque les ordinateurs font, *dans le domaine des opérations logiques*, aussi bien et mieux que le cerveau, on pouvait s'attendre à trouver des analogies entre la machine et l'organe. Ces analogies, on vient de passer dix ans à les chercher sans les trouver, en se heurtant, comme il vient d'être dit pour le codage mnésique, à des difficultés non seulement de technique expérimentale, mais aussi de principe physique.

En fait, la genèse d'un ordinateur et celle d'un cerveau reposent sur des principes d'organisation entièrement différents. Les ordinateurs ont été créés logiquement par des hommes, pour des opérations logiques. Cela n'a pu se faire que de façon cartésienne, en analysant les difficultés pour les résoudre une à une. Mais le cerveau ne s'est pas fait ainsi : il est assez naturel de penser plutôt à un dégagement phylogénétique, puisque nous voyons, dans la série des Vertébrés, le névraxe se complexifier progressivement en partant du réseau neuronal encore très lâche des Cyclostomes. La matière vivante, une fois lancée, a développé ses virtualités.

Car le cerveau ne pratique les opérations logiques qu'accessoirement. Il est essentiellement un organe *d'action*. Il y a en fait une unité indivisible dans cette action qui assimile l'Homme à une boucle fermée de feedback modifiant les phénomènes extérieurs en fonction des actions qu'ils exercent sur le corps humain (fig. 1).

C'est là, dans la phylogenèse, l'acte essentiel du cerveau. Le reste est donné par surcroît. Marcel MONNIER a dit que le cerveau transforme l'abstraction en acte. Malgré toute l'admiration que j'ai pour l'œuvre de cet éminent neurophysiologiste, je suis ici tenté de renverser la proposition et de dire que le cerveau transforme l'acte en abstraction.

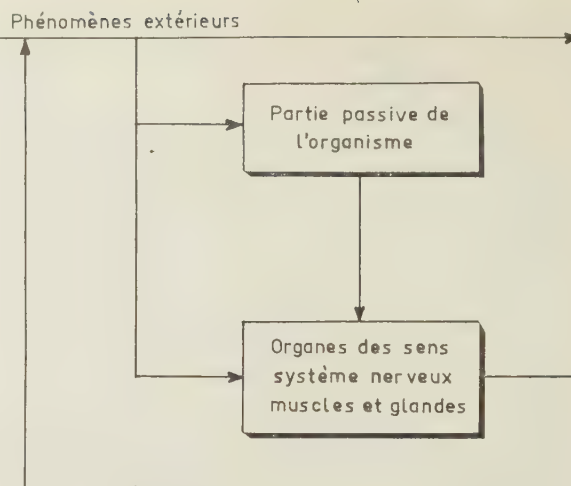


FIG. 1.

D'ailleurs, l'ordinateur se trouve extrêmement gauche en face de l'acte : il est à l'aise dans les opérations logiques parce que le nombre de degrés de liberté y est faible, tandis que, dans la vie naturelle d'un Vertébré, les actes mettent en jeu des stimulus et des comportements possédant un nombre considérable de degrés de liberté : suivre une piste, franchir des broussailles, etc. C'est la loi générale de la machine : elle ne peut être utile que dans un monde artificiel où nous lui fournissons des stimulus simples et où nous lui demandons des comportements simples. Les routes sont lisses, les programmations bien déterminées. Dans ces conditions, on peut tracer des plans dont la structure exprime une analyse rationnelle de la fonction à remplir. On a ainsi un appareil qui fonctionne de façon déterministe, c'est-à-dire qui répond à un stimulus de la façon prévue et de cette façon seulement, en vertu d'une structure préétablie.

Mais si l'on rêvait d'un tel ordinateur, capable (pour en revenir à la mémoire) de reconnaître des situations comprenant autant de degrés de liberté que celles qui se présentent constamment à l'Homme et aux Animaux, il faudrait l'imaginer immense (même en supposant une miniaturisation poussée très loin) et immensément coûteux.

Je pense que pour sortir de cette impasse, il faut se tourner résolument vers une conception probabiliste du fonctionnement cérébral.

Analyse, mémoire, et schématisation ne sont pas les fonctions d'organes plus ou moins isolées ce sont des qualifications que nous appliquons pour la commodité du langage, à certains aspects d'un tout fonctionnel. Or il semble que analyse, mémoire et schématisation soient des propriétés qui apparaissent spontanément et nécessairement après un certain temps de fonctionnement d'un réseau neuronal sans structure systématique et soumis à des stimulus quelconques.

On peut beaucoup attendre, en matière de neuropsychologie, d'une conception probabiliste analogue à celle que ROSENBLATT a avancée pour la généralisation perceptuelle avec ses perceptrons.

Il y a eu un premier perceptron, appareil matériellement réalisé, qui était éducatable mais par l'intervention d'un éducateur humain. Beaucoup plus instructif me paraît le second perceptron, qui s'éduque tout seul.

Ce second dispositif n'est pas matériellement réalisé : c'est un dispositif idéal, simple prétexte au développement d'une idée mathématique, de la même nature que ces expériences idéales qui sont la trame de la physique théorique. Ce réseau comprend essentiellement trois parties (fig. 2).

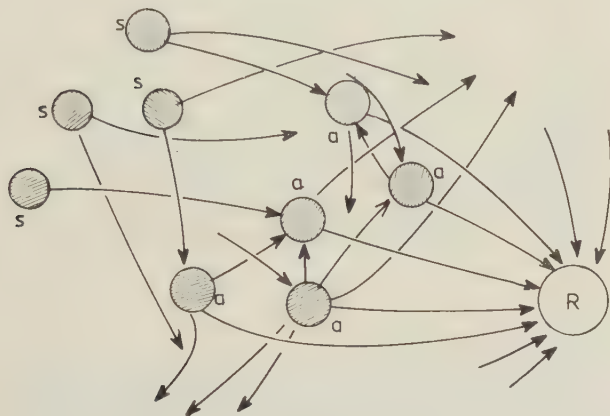


FIG. 2.

1) Il comprend d'abord un système sensitif, ensemble d'éléments sensibles qu'on appelle éléments s , chacun pouvant être excités par un agent extérieur et déchargeant leur excitation dans un prolongement. L'excitation des éléments s obéit à la loi binaire du tout ou rien. Un stimulus est constitué par l'excitation d'un certain nombre d'éléments s . On peut faire subir au stimulus des transformations successives. Pour éviter de compliquer le problème en devant traiter la rencontre des limites par le stimulus, on donne au système sensitif ce qu'on appelle en topologie la connectivité toroïdale, qui permet au stimulus d'être réintroduit quelle que soit sa transformation.

2) Le réseau comprend ensuite un très grand nombre d'éléments d'association appelés éléments a . Ces éléments reçoivent deux types de liaisons : le premier type est constitué par les prolongements émis par les éléments s , le second par des liaisons établies entre les éléments a eux-mêmes. On pourrait parler de voies de projection et de voies d'association. Le point capital est que ces liaisons sont toutes établies au hasard, de façon entièrement aléatoire, n'importe quel élément s étant relié à n'importe quel élément a , et n'importe quel élément a à n'importe quel autre élément similaire.

Les éléments s sont reliés aux éléments a par des connexions aléatoires dont les unes sont excitatrices, les autres inhibitrices. Le signal transmis par une connexion excitatrice est égal à l'unité de signal, à $+1$ stu (Standard Threshold Unit) ; il est égal à -1 stu s'il s'agit d'une connexion inhibitrice. A l'entrée

d'un élément a il se fait une somme algébrique des signaux et l'élément a est excité si cette somme dépasse un seuil θ (le même pour tous les éléments a) qui est de l'ordre de quelques stus. Si la somme est inférieure au seuil, l'élément reste au repos. Si elle atteint ou dépasse le seuil, il décharge conformément au tout ou rien dans tous ses prolongements afférents, ceux qui vont aux autres éléments a et celui qui va à l'élément effecteur R .

3) Cet élément R reçoit ses afférences de tous les éléments a . Il a, lui aussi, un fonctionnement binaire par tout ou rien : si la somme de ses afférences n'atteint pas un certain seuil, il donne la réponse zéro et si la somme des afférences atteint ou dépasse ce seuil, il donne la réponse 1.

* * *

Le fonctionnement du dispositif est le suivant. Quand on porte sur le système sensitif un stimulus quelconque, quelle que soit la réponse, la pondération de toutes les liaisons associatives qui ont été actives dans ce processus stimulus-réponse est majorée.

Si un élément a_j a été activé lors de la présentation d'un certain stimulus, toute liaison w_{ij} venant d'un élément a_i ayant aussi été activé reçoit un accroissement de pondération Δw toujours le même. Mais en même temps, les pondérations de toutes les liaisons arrivant à a_j (qu'elles aient fonctionné ou non) subissent une diminution telle que l'accroissement total des pondérations soit nul. Il est aisé de voir que cette diminution de la pondération est, pour chaque liaison, égale à Δw multiplié par le quotient

$$\frac{\text{nombre des afférences venant d'éléments } a \text{ ayant fonctionné}}{\text{nombre des afférences venant d'éléments } a \text{ ayant fonctionné ou pas}}$$

Au total, si a_i a été excité l'accroissement est positif. Si a_i n'a pas été excité, l'accroissement est négatif. Si a_j n'a pas été activé, les liaisons qui lui arrivent ne subissent aucun changement de pondération.

Tout cela rend le fonctionnement des éléments comparable à celui des neurones : sommation, tout ou rien, facilitation par le fonctionnement, caractère variable de cette facilitation.

Ces hypothèses très générales et très simples étant posées, les propriétés du réseau constituent un problème de probabilité.

* * *

Il est impossible, dans le cadre de cet exposé, de donner le détail des solutions. Mais je vais essayer d'en dégager les grandes lignes, d'établir un fil conducteur, qui pourra peut-être faciliter le recours aux originaux.

Cette étude est d'abord dominée par la notion de *ressemblance par rapport à une transformation* (fig. 3).

Soient deux éléments a_i et a_j . L'élément a_i reçoit ses liaisons d'un certain ensemble E_i d'éléments sensoriels, et a_j reçoit les siennes d'un ensemble E_j .

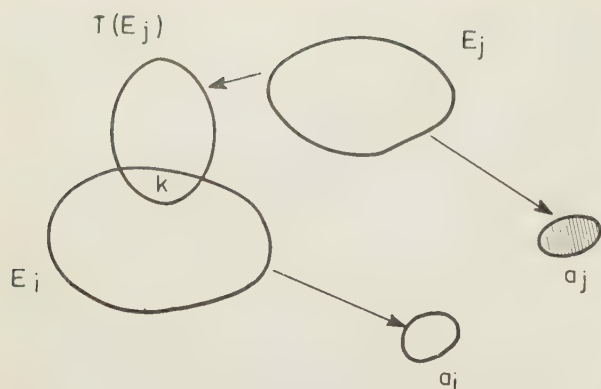


FIG. 3.

Considérons l'ensemble relatif à a_j comme un stimulus et faisons-lui subir la transformation T . Soit k le nombre cardinal de l'intersection $E_i \cap T(E_j)$.

On dit que k mesure la *ressemblance* que a_i a avec a_j dans la transformation T .

Cette notion de ressemblance permet de préciser ce que ROSENBLATT appelle la *généralisation perceptuelle* c'est-à-dire cette propriété de donner au transformé de préférence la même réponse qu'au premier stimulus.

Cette généralisation perceptuelle suppose que le réseau acquiert un certain biais qui n'est autre que la tendance présentée par les éléments a à devenir d'autant plus fortement couplés (par l'accroissement de leur w_{ij}) que leur ressemblance k est plus grande pour la transformation T .

1^{re} Propriété

La présentation d'un quelconque stimulus aléatoire S n'introduit aucun biais

Pour démontrer cela, il suffit de prouver que la valeur probable de w_{ij} est la même après qu'avant la présentation du stimulus, quel que soit k .

La présentation de S active un ensemble d'unités a où figurent des paires ayant un degré k de ressemblance. Comme S est aléatoire, donc indépendant de k , les degrés k de ressemblance ont, dans l'ensemble activé, la même distribution que dans l'entière population des unités a .

Par construction, après présentation de S , la somme algébrique des variations des pondérations des liaisons associatives aboutissant à une unité a quelconque est nulle. Donc la variation probable Δw_{ij} de la pondération pour toute connexion associative est nulle quel que soit le degré k de ressemblance entre a_i et a_j .

Ainsi la présentation de S seul n'introduit pas de tendance à une discrimination entre les couples d'éléments a selon leur k .

2^e Propriété

Voyons maintenant ce qui se passe si on fait suivre la présentation d'un stimulus quelconque S_x par un autre stimulus quelconque S_y . Soit A_x l'ensemble des

éléments a activés par S_x et A_y l'ensemble des éléments a activés par S_y présenté immédiatement après S_x (fig. 4).

On démontre que $A_x \cap A_y$ est plus grande que si A_x et A_y avaient été obtenus indépendamment, par exemple en présentant S_x et S_y à deux systèmes identiques, mais séparés.

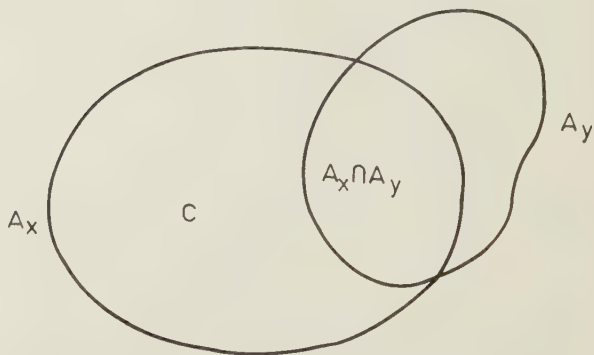


FIG. 4.

3^e Propriété

La seconde propriété vaut également, c'est évident, si $S_y = T(S_x)$. Mais, de plus on démontre que, dans ce cas, on introduit dans les unités activées un biais favorisant les paires qui ont un haut degré de ressemblance.

Après présentation de S suivie de celle de $T(S)$, l'accroissement probable de w_{ij} est égal à :

$$(P - P') [P_{ij}(k) - P]$$

P est le nombre probable des éléments a activés par S . De même P' pour $T(S)$. $P_{ij}(k)$ est la probabilité conditionnelle pour que a_i réponde à $T(S)$ quand on sait que a_j répond à S , la ressemblance entre a_i et a_j étant k .

Ainsi P et P' étant indépendants de k , l'accroissement est proportionnel à la différence :

$$D = P_{ij}(k) - P$$

On démontre que $P_{ij}(k)$ est une fonction de k à croissance monotone. Il en est donc de même de l'accroissement probable de w_{ij} ; cette tendance à favoriser les ressemblances élevées est la définition même de ce que ROSENBLATT appelle la *généralisation perceptuelle*.

4^e Propriété

Si le système n'a subi aucune préparation, la pondération probable d'une liaison reçue par une unité répondant sans préparation à S_x est égale à la pondération probable d'une liaison reçue par une unité répondant sans préparation à S_y . La présentation de $T(S_x)$ introduit un biais au bénéfice des unités répondant à S_x . On peut donc se servir de cette diffé-

rence comme de mesure du biais. On démontre qu'elle est égale à :

$$D^2(P - P') \Delta w.$$

Cette mesure ne vaut que pour les paires de ressemblance k , puisque D est une fonction de k . Il convient donc maintenant d'éliminer k en définissant le biais par une sommation donnant à k toutes les valeurs possibles.

$$(P - P') \Delta w \sum_k D^2 P_k,$$

P_k étant la probabilité pour que deux éléments a quelconques aient une ressemblance k .

Cette formule donne donc l'accroissement probable du biais pour une liaison associative à la suite de la présentation de S suivie de $T(S)$. Dans une série de séquences conditionnantes, chaque paire de stimulus du type $[S, T(S)]$ ajoutera cet accroissement, tandis que chaque paire du type $[T(S_x), S_y]$ apportera un accroissement nul. Après N paires de stimulus du type $[S, T(S)]$ chaque unité a a gagné un biais égal à :

$$(P - P')^2 N n D^2 \Delta w$$

(n étant le nombre moyen de liaisons associatives type $a_i a_j$ reçues par élément a).

Donc si cet accroissement du biais devient assez grand (parce qu'on a appliqué beaucoup de couples conditionnants), une unité a répondant sans préparation à S_x tendra à être activée par $T(S_x)$ même si elle n'appartient pas à l'intersection des ensembles répondants respectivement sans préparation à S_x et à $T(S_x)$. Ainsi $T(S_x)$ tendra à activer davantage d'unités a répondant sans préparation à S_x que de celles qui répondent sans préparation à S_y , et vice-versa.

Ainsi, si on présente au réseau une séquence constituée par un certain nombre de stimulus suivis chacun par son transformé dans une transformation bi-univoque T (la même pour tous les stimulus) $S_1, T(S_1), S_2, T(S_2)$, etc. et si ensuite on présente le stimulus $T(S_x)$, S_x étant un stimulus quelconque, la réponse à $T(S_x)$ sera la même que celle à S_x avec une probabilité plus grande que par le seul hasard.

5^e Propriété

T étant une transformation bi-univoque quelconque, et S_1, S_2 , etc. des stimulus, on présente au système une séquence : $S_1, T(S_1), S_2, T(S_2) \dots S_n, T(S_n)$.

Cela fait, S_x étant un stimulus quelconque la réponse à $T^{-1}(S_x)$ sera la même que celle à S_x plus souvent que par le seul hasard.

6^e Propriété

Dans les mêmes conditions, si l'on présente le stimulus $T^k(S)$, la réponse à $T^k(S)$ sera la même que celle à S plus souvent que par le seul hasard.

7^e Propriété

Si G est un ensemble de transformation formant un groupe, si $T_1, T_2, \dots T_n$ sont n transformations appartenant à ce groupe, si l'on a présenté au système une séquence $T_1(S), T_2(S), T_3(S) \dots T_n(S)$. Si T est une transformation quelconque appartenant au groupe G , et si S' est un stimulus quelconque, alors la réponse à $T(S')$ sera la même que celle à S' plus souvent que par le seul hasard.

8^e Propriété

Ces propriétés, établies pour un système sensitif fini, restent valables pour un système sensitif infini à condition que les stimulus soient *cohérents*, c'est-à-dire faits non d'éléments s distribués au hasard dans tout le système, mais bien d'éléments s tels que la densité des éléments excités au voisinage d'un élément excité soit plus grande que la densité moyenne dans tout le système, condition qui est conforme à ce que sont les stimulus dans les circonstances physiologiques habituelles.

* * *

Dans ces propositions, on a utilisé l'expression vague « plus souvent que par le seul hasard ». C'est en effet que, au fur et à mesure qu'on procède à de nouvelles applications de stimulus suivies de nouvelles réponses, on voit progressivement augmenter la différence entre le comportement du dispositif et un comportement aléatoire. Si bien que des stimulus analogues amènent de plus en plus souvent une réponse identique.

Le dispositif paraît analyser les stimulus, les comparer par la mémoire, les schématiser par ses réponses. Et pourtant le montage de ces éléments est le seul fait du hasard : il suffit de supposer que ces éléments possèdent les propriétés les plus simples et les plus générales des neurones.

Ainsi le mode de pensée probabiliste nous ouvre des perspectives pleines de promesses en matière de fonctionnement cérébral.

Bien sûr, le cerveau des Vertébrés supérieurs et de l'Homme possède une « information de structure » bien supérieure à celle d'un réseau neuronal. On retrouve là une loi morphologique dégagée depuis longtemps par KAPPERS : au cours de la phylogenèse, les cellules nerveuses migrent vers la direction d'où elles reçoivent le plus d'influx. Cette *neurobiotaxie* a pour résultat de réduire le temps dendritique de la transmission, temps dendritique où la vitesse est plus lente que dans le temps axonal. C'est, en somme, l'inscription dans la morphologie de la facilitation qui s'exprime dans le fonctionnel.

Tout cela devra être reconsidéré en détail, mais la conception probabiliste de la neuro-psychologie semble représenter, dès maintenant, un progrès méthodologique considérable.

GÉNÉRATEUR HAUTE TENSION D'ONDES SINUSOÏDALES DE PÉRIODE LONGUE

PAR

J. PAGEAUT

*Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal
CNRS, Grenoble*

1. Introduction

Les méthodes classiques d'essais non destructifs d'un diélectrique, consistant à lui faire subir une contrainte électrique à fréquence égale et amplitude plus importante que celle pour lesquelles il sera employé, présentent quelques inconvénients : entre autres, elles sont néfastes pour le diélectrique et demandent de grosses puissances pour des isolants de volume important.

Si l'on applique à un isolant une différence de potentiel sinusoïdale, de fréquence extrêmement basse, et que l'on étudie l'évolution du courant de cet isolant, on montre que l'on pourra définir une relation entre les résultats obtenus à cette fréquence et ceux que l'on obtiendrait en faisant un essai à la fréquence de travail du diélectrique [1].

Messieurs KLEIN et DEN HERTOG [2] ont réalisé un générateur très basses fréquences, de période variant de 20 à 12 500 s et d'amplitude maximale 50 V crête à crête. Bien que l'on puisse lui adjoindre un amplificateur à courant continu qui donnerait une amplitude suffisante pour obtenir des gradients de potentiel élevés dans des diélectriques de faible épaisseur [1], le problème reste entier lorsqu'il s'agit de tester des diélectriques de volume plus important. L'étude suivante propose une solution intéressante, application directe des générateurs électrostatiques à transporteur isolant, fabriqués par la SAMES à Grenoble.

2. Emploi du générateur électrostatique

La solution consistera à reproduire, en haute tension, le signal basse tension d'un générateur pilote (qui pourra être en l'occurrence celui mis au point par KLEIN et DEN HERTOG).

Le fonctionnement du générateur électrostatique [3] (fig. 1) autorise une régulation électronique poussée [4] permettant d'obtenir une relation linéaire entre un signal d'entrée donné et la haute tension de sortie.

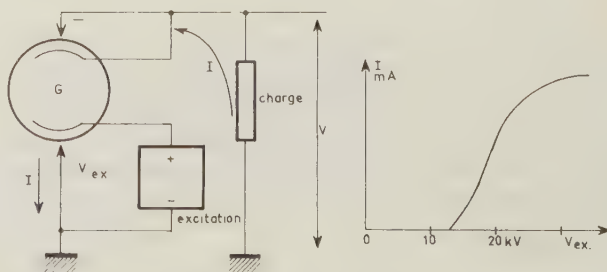
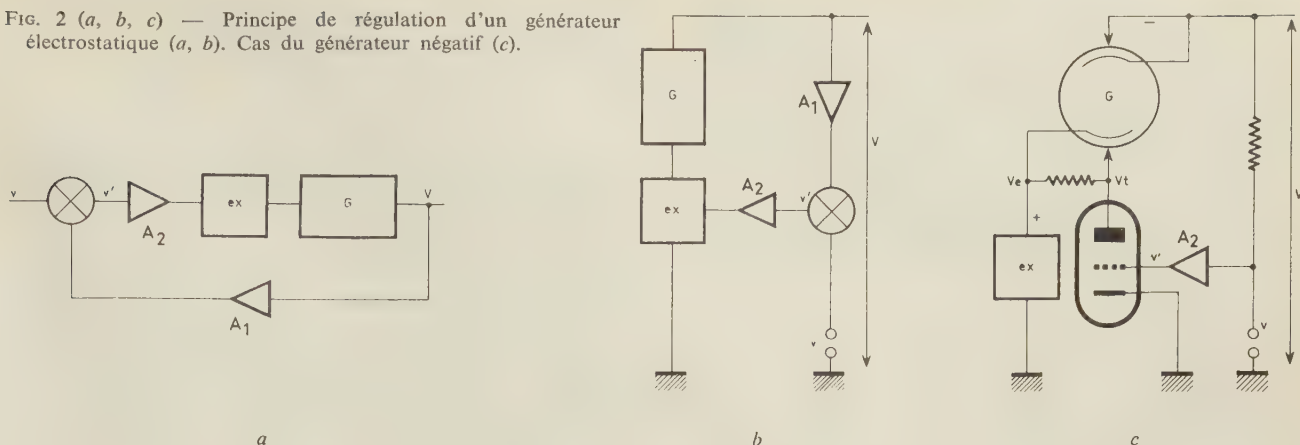


FIG. 1. — Fonctionnement et caractéristique courant-excitation d'un générateur électrostatique.

La condition nécessaire sera de posséder un circuit de contre-réaction de gain et de phase répondant aux conditions de stabilité classique des circuits bouclés (fig. 2).

FIG. 2 (a, b, c) — Principe de régulation d'un générateur électrostatique (a, b). Cas du générateur négatif (c).



2.1. ASSOCIATION DE DEUX GÉNÉRATEURS ÉLECTROSTATIQUES

A cause de la présence d'un seuil dans la caractéristique d'excitation, il est impossible d'inverser le sens du courant fourni par un générateur sans sortir complètement du domaine linéaire. On utilisera donc deux générateurs associés en parallèle, l'un fournissant un courant positif, l'autre un courant négatif. Les deux générateurs ont à chaque instant la même différence de potentiel entre leurs bornes.

Lors d'un débit sur une capacité pure, $I = C \, dV/dt$ le courant pourra avoir un sens ou l'autre, indépendamment du signe de V . Le courant total fourni par l'ensemble dépend des excitations respectives des deux générateurs et non de la différence de potentiel aux bornes.

Par exemple : si l'on veut charger la capacité avec une tension V positive, l'excitation du générateur positif sera accrue, celle du générateur négatif réduite. Il en résultera un courant positif qui chargera la capacité. Pour la décharger, on excitera plus le générateur « négatif », moins le positif ; le courant changera de sens, la tension aux bornes, positive au début, diminuera, puis s'inversera jusqu'à ce que le courant soit annulé, ou inversé, etc. Pendant les périodes de décharge de la capacité, un des générateurs fonctionnera en moteur, récupérant en fait son énergie potentielle.

3. Principe du générateur sinusoïdal

Les deux générateurs sont associés comme l'indique la figure 3.

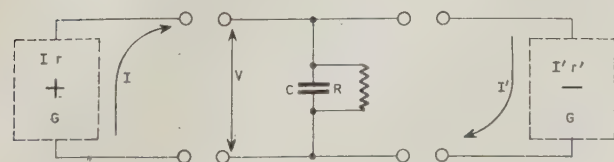


FIG. 3. — Association de deux générateurs électrostatiques.

Conformément à la figure 2, on a :

- v = tension d'entrée
- V = tension de sortie
- v' = tension d'erreur

a) avant l'association

pour $v = 0$, on règle chaque courant de court-circuit des générateurs, I et I' , à la valeur moitié de celle qu'il aura pour $v = v \text{ max}$.

On a $I = I_0 = I' = I'_0$; $v = 0$; $V = 0$ (court-circuit), donc $v' = 0$.

b) au temps $t = t_0$

On couple les deux générateurs $I_0 = I'_0$, et par suite les générateurs étant identiques $V = 0$.

On a : $I_0 = I'_0$; $v = v_0 = 0$ et par conséquent $v'_0 = 0$; l'asservissement n'a donc pas agi sur I et I' qui restent de valeur I_0 et I'_0 .

c) Au temps t_1

On affiche $v = v_1$; $I'_1 > I_1$, la différence $I'_1 - I_1$

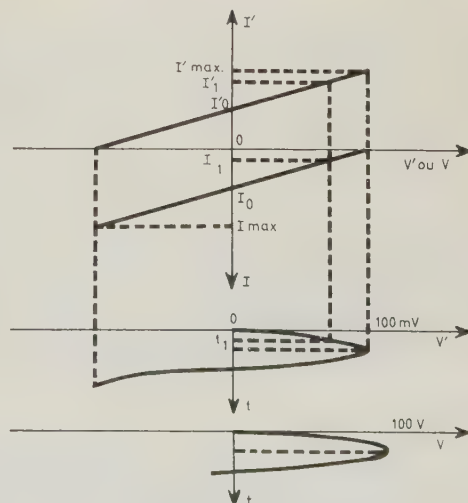


FIG. 4.

circule dans le circuit de charge ; V croît jusqu'à V_1 tel que $v'_1 = v_1 - A_1 \cdot V_1$ corresponde à l'équilibre de la boucle. Compte tenu du sens de I_1 et I'_1 , une machine électrostatique se conduit en générateur, l'autre en récepteur, permettant ainsi la régulation sur une charge purement capacitive (fig. 4).

Il est aisé de comprendre ensuite l'évolution pendant le deuxième quart de période. Puis l'inversion à la demi-période.

4. Réalisation

Le générateur se représente par le schéma synoptique de la figure 5, où :

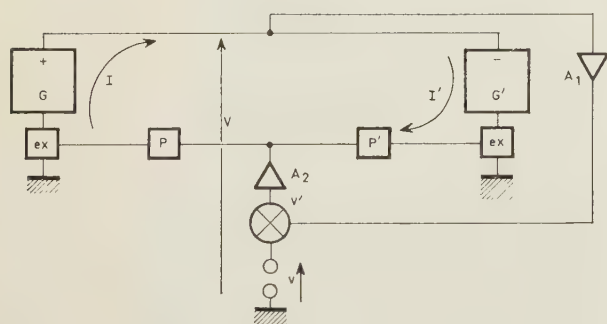


FIG. 5. — Principe de la régulation de deux générateurs électrostatiques couplés.

— G, G' sont des générateurs électrostatiques SAMES (300 μ A, 90 kV)

— ex des systèmes d'excitation

— P, P' des systèmes potentiométriques permettant le réglage de I_0 et I'_0

— A_1 un diviseur résistif compensé

— A_2 un amplificateur à courant continu de grand gain (fig. 11).

4.1. L'AMPLIFICATEUR A_2

Si l'on veut que la tension de sortie reste stable à 1/10 000 près dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire lorsque le courant varie dans ses limites extrêmes, il faut que A_2 et le tube T_4 qui le suit (fig. 11), aient ensemble un gain de 10^6 , cela dans le domaine des fréquences intervenant dans la régulation [3].

Les alimentations seront particulièrement soignées. La dérive et les fluctuations thermiques du tube T_1 , très sensibles dans le premier étage, sont compensées par celles du tube analogue T_2 . Le réglage séparé des courants de chaque générateur se fait à la sortie de A_2 par les diviseurs potentiométriques P et P' .

4.2. L'ENSEMBLE NÉGATIF

On a vu que la tension qui excite le générateur électrostatique est la différence de potentiel inducteur ioniseur de masse (fig. 1). La polarité de l'inducteur

est du signe contraire de la polarité de sortie. La régulation de l'ensemble négatif est donc simple.

$$v_{excitation} = v_e - v_i$$

T_4 admet 20 kV de tension d'anode et supporte le courant du générateur électrostatique.

4.3. L'ENSEMBLE POSITIF

Du côté positif, tout est inversé : le signe de la tension d'excitation et le sens du courant dans le générateur. L'insertion de la triode T_4 dans le circuit devient impossible, elle nécessiterait l'isolement de A_2 , incompatible avec l'ensemble négatif (fig. 6).

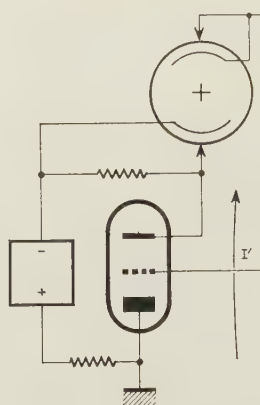


FIG. 6. — Régulation d'un générateur positif. Tube dans le sens passant.

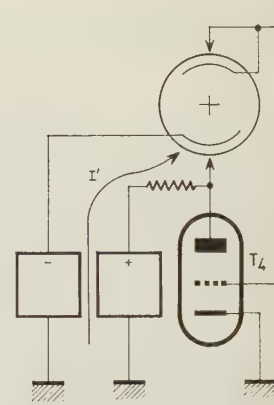


FIG. 7. — Régulation d'un générateur positif. Tube dans le sens non passant.

La solution est facile pour des générateurs à faible débit : on choisit une source auxiliaire capable de fournir le débit du générateur. La triode est dans le sens non passant pour celui-ci (fig. 7).

La solution est inconcomode lorsque le courant est de l'ordre du milliampère, la puissance de la source auxiliaire devient trop importante (30 kV, 30 à 60 W).

On a alors recours au schéma de principe de la figure 8.

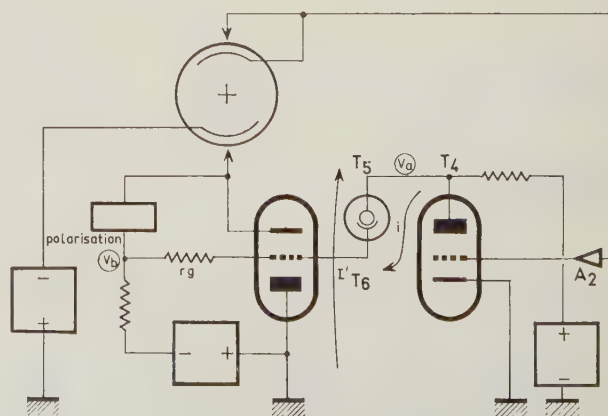


FIG. 8.

- on conserve le tube dans le sens passant
- on lui adjoint une alimentation séparée
- en sortie de A₂, on place une triode haute tension analogue à T₄ du côté négatif.

Cela permet d'effectuer une liaison continue par l'intermédiaire d'un tube à décharge de tension d'arc élevé (tube VICTOREEN 20 kV - 200 µA).
Lors d'une variation de v_a , le courant du tube de décharge, soumis à $v_a - v_b$, varie — la grille de T₆ varie suivant $R_g.i$ (fig. 9). La différence $v_a - v_b$ reste

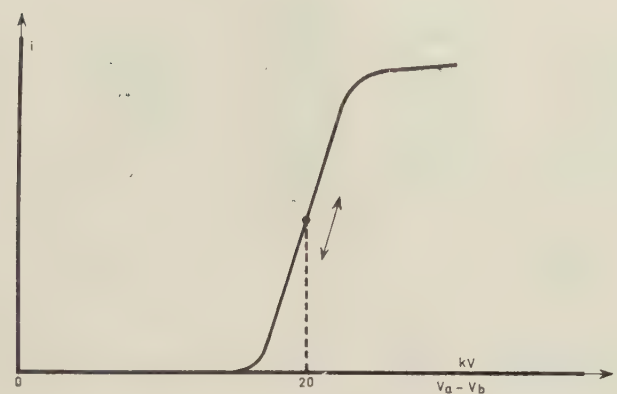


FIG. 9. — Caractéristique d'un tube à gaz « VICTOREEN ».

constante et égale à 20 kV, tension d'arc de T₅ ; les variations de v_a se retrouvent sur v_b .
Le gain de la chaîne positive est alors identique à celui de la chaîne négative.

5. Résultats. Conclusions

5.1. FONCTIONNEMENT STATIQUE

Une réponse en fonctionnement statique donne les résultats suivants :

v	-100	-80	-40	-20	-10	0	+10	+20	+40	+80	+100	Volts
V	+25250	+20200	+10150	+5050	+2530	0	-2523	-5045	-10100	-20210	-25200	$\times 1,44$ V
v'	-90					0					+90	mV

v est affiché manuellement.
Des enregistrements montrent que la dérive au bout d'une heure de fonctionnement est inférieure à 1 %.

5.2. FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

Un système mécanique bielle-manivelle commandé par un moteur synchrone actionne un potentiomètre (fréquences 1/120 Hz ou 1/60 Hz). Sans prétention quant à la pureté de la sinusoïde, il permet de suivre le fonctionnement dynamique du générateur sur une charge capacitive. La technologie du générateur autorise des débits maximaux de 100 µA (compte tenu des courants dérivés dans les différentes chaînes résistives).

L'expression du courant de charge du récepteur capacitif est :

$i = C \omega V \cos \omega t$

et a pour valeur maximale :

$I = CV \omega$

ce qui autorise une capacité maximale de

$C = \frac{I}{V \omega} = 40 \text{ nF}$ pour $F = \frac{1}{120} \text{ Hz}$

capacité difficile à réaliser pour une tension de 50 kV.
Des enregistrements permettent de comparer v , V , pour des fréquences de 1/120 Hz ou 1/60 Hz et des charges capacitives de 1 000 pF, 2 000 pF.

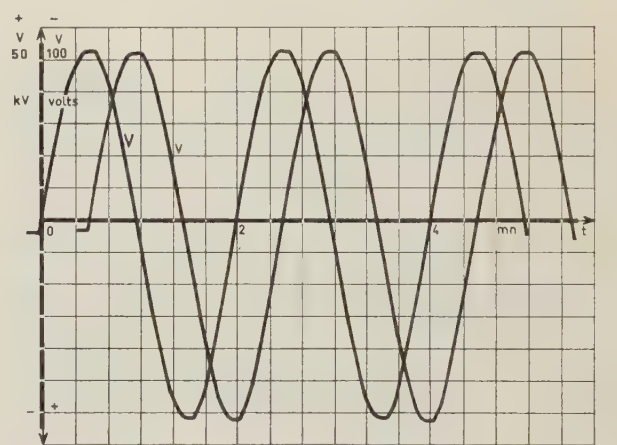


FIG. 10. — Enregistrements séparés de la tension de référence et de la haute tension.

L'appareil fonctionne normalement sur une charge résistive demandant un débit de 100 µA.

5.3. CONCLUSIONS

A des fréquences de cet ordre, une haute tension sinusoïdale est inconcevable par des moyens électromagnétiques. D'autre part, les progrès réalisés depuis dix ans dans le domaine des générateurs électrostatiques autorisent un emploi jusqu'à des puissances de l'ordre de 1/2 kW.
Le système présenté est capable de reproduire des tensions alternatives autres que sinusoïdales (à condition que les transitions du signal restent dans les limites du temps de réponse du système).

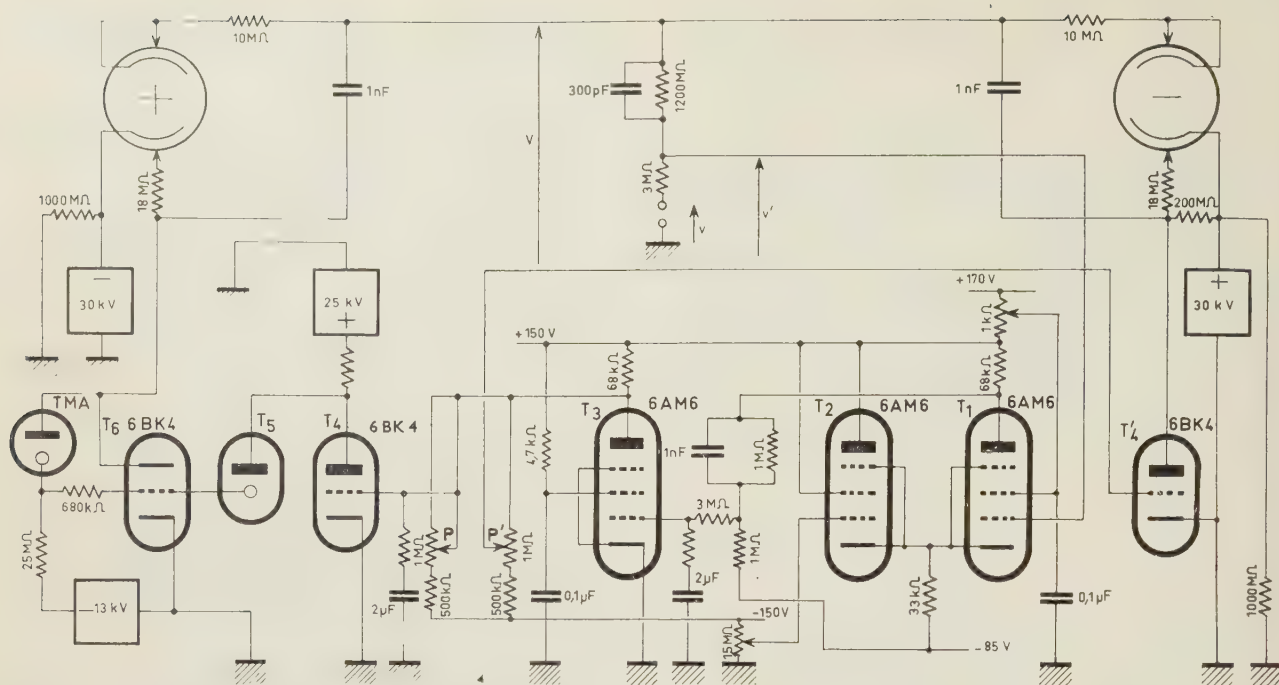


FIG. 11. — Schéma d'ensemble du générateur sinusoïdal.
(N.B. : T_5 = Victoreen 20 kV).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MARTINOT — Thèse de doctorat. Toulouse, Octobre 1963.
- [2] KLEIN et DEN HERTOEG — *Electronic Engineering*, t. 31, juin 1959, p. 320-325.
- [3] FELICI N.J. — *L'Onde Electrique*, N° 358, janvier 1957, p. 7.
- [3] bis GARTNER Elie — *R.G.E.*, t. 62, N° 2,3, février, mars 1953.
- [4] GARTNER et SION — *L'Onde Electrique*. N° 374, mai 1958, p. 390.

RADARS DOPPLER DE NAVIGATION*

PAR

H. LE TILLY

Electronique Marcel Dassault

1. La navigation à l'estime

La navigation à l'estime consiste dans le calcul du point par intégration du vecteur vitesse, à partir d'un point de départ connu.

Elle nécessite :

a) La définition d'un système d'axes de référence.

Cette référence, fournie autrefois par des compas magnétiques, puis gyromagnétiques, utilise de plus en plus des gyroscopes libres, à très faible dérive, éventuellement recalés par visée astrale pour les longs parcours.

b) La mesure du vecteur vitesse.

Cette mesure pour laquelle le vent météo et la vitesse aérodynamique étaient utilisés, peut être effectuée avec beaucoup plus de précision par des radars Doppler aéroportés.

c) Un dispositif d'intégration.

Ce dispositif peut être analogique ou numérique.

Cet exposé ne concerne que les radars Doppler, les références de direction n'étant pas étudiées, et les calculateurs n'étant examinés que du point de vue de leur adaptation aux radars Doppler.

2. Principe du radar Doppler de navigation

Un ensemble émetteur-récepteur A , animé d'une vitesse V émet un faisceau de rayonnement électromagnétique de fréquence F dans un angle solide Ω (fig. 1).

Un élément de surface dS_1 , fixe, réfléchira un rayonnement dont la puissance dépendra de la distance, de l'inclinaison et de la nature de la surface, mais

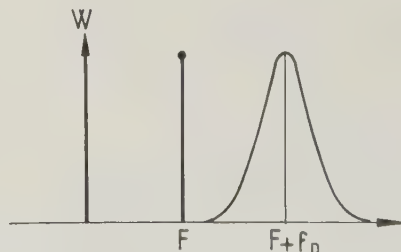
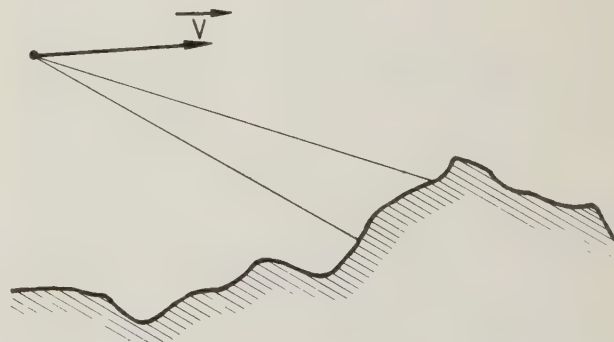
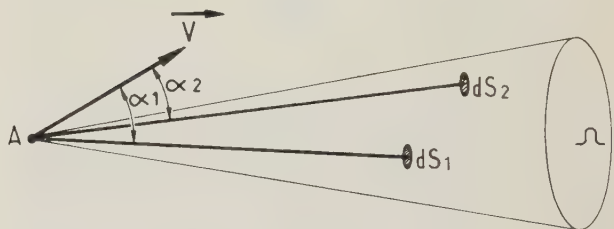


FIG. 1. — Principe du Doppler

* Conférence prononcée le 16 mars 1965 à une réunion de la 9^e Section de la SFER.

dont la fréquence F_1 ne dépendra que de la projection du vecteur vitesse sur la droite $A-dS_1$

$$F'_1 = F \left(1 + \frac{V \cos \alpha_1}{C} \right)$$

La fréquence de l'énergie reçue par le récepteur, en provenance de dS_1 sera également affectée par l'effet Doppler, et peut s'écrire,

$$F_1 = F \left(1 + \frac{2V \cos \alpha_1}{C} \right)$$

Un autre élément dS_2 , également fixe fournirait une énergie différente et une fréquence

$$F_2 = F \left(1 + \frac{2V \cos \alpha_2}{C} \right) = F + F_D$$

Dans le cas des radars Doppler de navigation, dS_1 et dS_2 sont des éléments de surface du sol.

L'énergie reçue par le récepteur est donc caractérisée par un spectre, dont la forme pourra être affectée par le relief et la nature du terrain, mais qui sera toujours limitée aux fréquences Doppler correspondant aux projections de la vitesse sur les génératrices du cône définissant le faisceau. Si ce faisceau est suffisamment fin, les caractéristiques du terrain ne jouent normalement qu'un faible rôle.

Le déplacement angulaire du faisceau, si ce dernier est fixe par rapport à l'avion, peut par ailleurs être complètement négligé. Ainsi, pour un avion volant à 15 000 m, le temps aller-retour de l'onde est de 10^{-4} seconde. Pour une vitesse de roulis de 200°/s, le déplacement du faisceau durant cet intervalle de temps, n'est que de 0,02°. Comme la largeur du faisceau, pour des raisons d'encombrement d'aérien, peut difficilement descendre au-dessous de quelques degrés, la forme du spectre ne sera pratiquement pas affectée.

3. Problèmes à résoudre

L'application de principes simples à la réalisation de matériels pose toujours beaucoup de problèmes. Dans le cas des radars Doppler, ceux-ci sont particulièrement nombreux et les solutions qu'on peut leur fournir dépendent de paramètres propres à l'utilisation bien précise du radar et à l'encombrement disponible sur avion.

Parmi ces problèmes, on peut noter en premier lieu ceux posés par :

- le découplage émission-réception,
- la mesure de la vitesse, à l'intérieur du spectre,
- l'utilisation de cette mesure,
- les mesures à très faible vitesse, particulières aux hélicoptères.

Avant d'examiner ces différents points et les solutions possibles dans chaque cas, il faut noter tout de suite qu'un seul faisceau ne définit qu'une projection de la vitesse et que, pour connaître celle-ci, il est nécessaire (fig. 2) de disposer de trois projections, donc de trois faisceaux. Pour des raisons de conception d'aériens ou d'utilisation des informations en provenance du récepteur, le nombre des faisceaux est fréquemment porté à quatre.

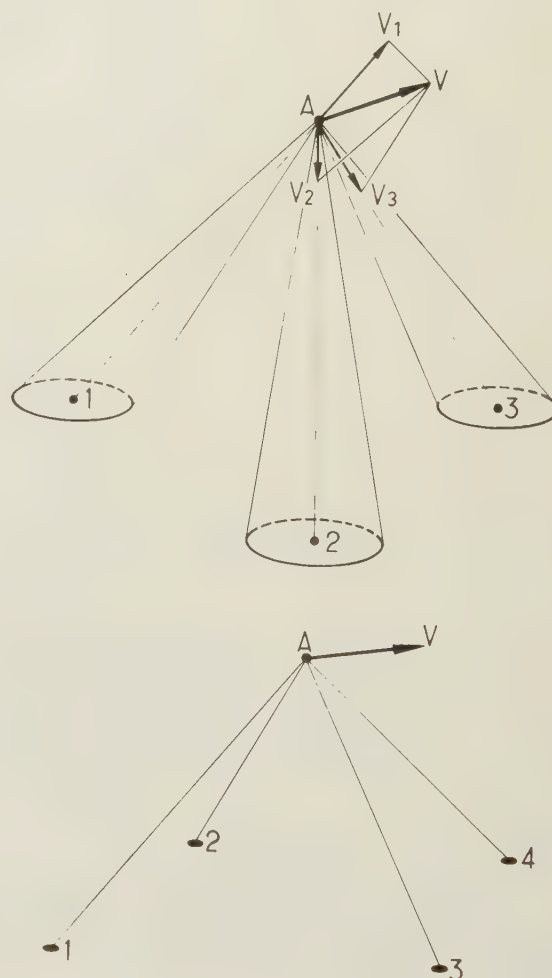


FIG. 2. — Composantes de la vitesse

4. Découplage émission-réception

Considérons le cas d'un radar aéroporté équipé d'un aérien dont la surface est de l'ordre de 0,1 m². A une altitude de 10 000 m, la puissance reçue du sol est de 110 à 140 dB au-dessous de la puissance émise.

Cet affaiblissement est nettement inférieur à celui rencontré couramment dans les radars classiques à impulsions ; il impose toutefois la réalisation d'un excellent découplage entre l'émission et la réception (de l'ordre de 150 dB). Ce problème, particulièrement ardu, peut être résolu par l'adoption de diverses techniques que nous allons passer successivement en revue.

4.1. RADARS A IMPULSIONS

Les premiers radars Doppler utilisés sur avions employaient la technique des impulsions (fig. 3).

L'émetteur émettait simultanément une impulsion sur deux faisceaux F_1 et F_2 . Le récepteur percevait le battement entre les deux impulsions réfléchies.

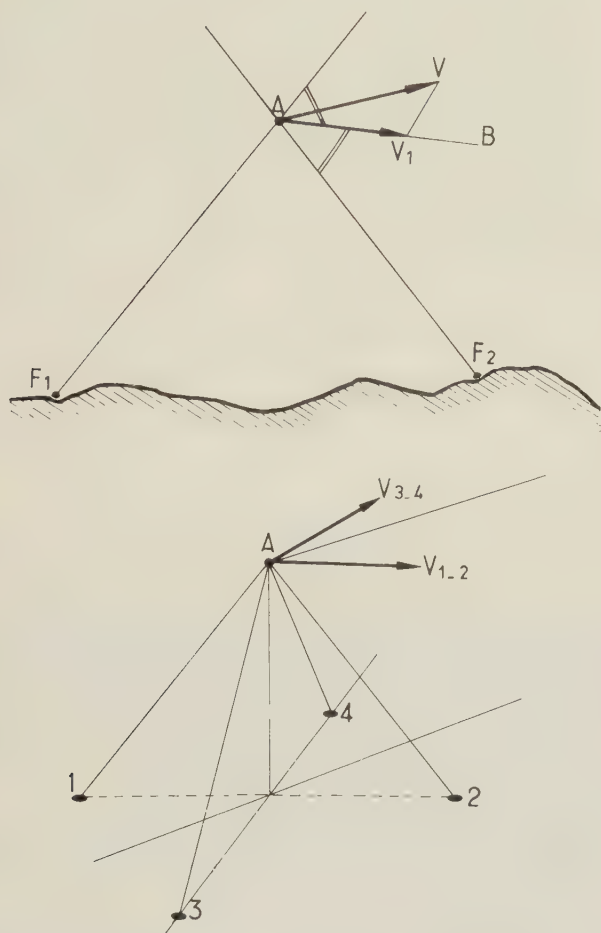


Fig. 3. — Radars Doppler à impulsions

Un calcul simple montre que la fréquence de battement est proportionnelle à la projection de la vitesse sur la bissectrice des faisceaux (effet Janus).

Si les trajets sur les deux faisceaux sont égaux, les impulsions échos coïncident.

Si les trajets sont inégaux, il se produit un certain décalage, et, du fait de la variation de la fréquence d'émission, une augmentation du spectre du signal de battement (l'émetteur est un magnétron).

Si les trajets sont franchement inégaux, le battement peut ne pas avoir lieu. De toute façon, on a intérêt à allonger l'impulsion écho, donc à élargir le faisceau. Cela peut être fait par un profil convenable du diagramme de rayonnement des aériens, sans augmenter la largeur du spectre.

Ce type d'émission est actuellement pratiquement abandonné, principalement pour des raisons technologiques (nécessité d'une puissance crête importante).

4.2. EMISSION SEMI-CONTINUE

L'émission et la réception s'alternent à une fréquence supérieure ou égale au double de la fréquence Doppler maximale (cette règle est d'ailleurs également vraie pour les radars Doppler à impulsions, la fréquence de récurrence devant servir de porteuse à la fréquence Doppler). Le facteur de forme à l'émission est de l'ordre de 0,5. Sur la figure 4, on voit que la réception n'est possible que pendant une fraction du temps, dépendant du trajet aller-retour des ondes. En particulier, pour un faisceau infiniment fin, le temps de réception serait annulé pour des altitudes proportionnelles à $C\tau/2 = C/2f$, C étant la vitesse de la lumière.

La réception a lieu en permanence, l'écho étant de durée plus importante que l'émission, du fait de la dispersion des longueurs de trajet à l'intérieur

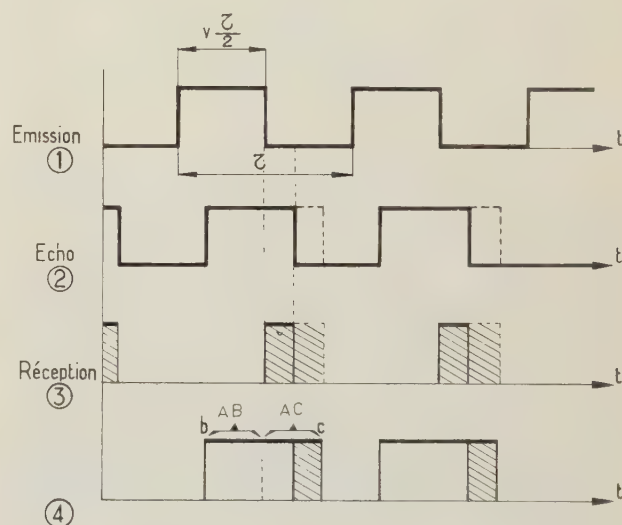


Fig. 4. — Emission semi-continue

du faisceau mais il en résulte une déformation du spectre du signal Doppler qui peut entraîner des erreurs de mesure.

En effet, si l'avion évolue à une altitude (fig. 5) telle qu'une partie du faisceau rayonné, autour du rayon AB , corresponde à une distance aveugle, la fraction de l'écho utilisable présentera une fréquence correspondant au rayon supérieur à AB . Le spectre du battement, au lieu de présenter une forme sensiblement symétrique (courbe 1), prendra la forme dissymétrique correspondant à la courbe 2.

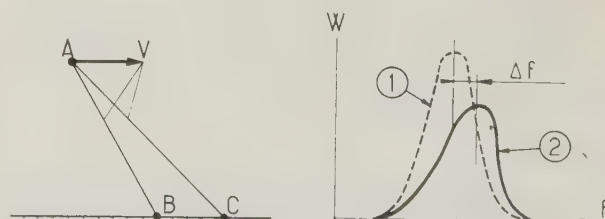


Fig. 5. — Emission semi-continue

Si on considère que la fréquence à mesurer est définie par l'équirépartition d'énergie dans le spectre, une erreur Δf sera introduite.

On pourrait envisager d'asservir la fréquence de récurrence à l'altitude, mais pour des vols sur terrains variés, les trajets aller-retour sur chaque faisceau sont différents.

Le seul remède pratique semble être d'effectuer une wobulation de la fréquence de répétition. En choisissant la profondeur et la fréquence de wobulation, on peut obtenir une précision convenable aux différentes altitudes.

4.2.1. Ordres de grandeur

Le faisceau a une largeur de 6° , la vitesse est inclinée en moyenne de 65° sur l'axe du faisceau. La vitesse maximale est 200 km/h.

La fréquence Doppler maximale théorique est, en bande X, égale à 16 kHz. La fréquence de récurrence doit donc être supérieure à 32 kHz.

En adoptant 50 kHz, aucune information en provenance de B ne sera utilisable pour une distance AB de 3 000 m.

Le spectre du signal ayant une largeur de 10 % de la fréquence centrale, l'atténuation des échos correspondant à un des côtés de ce spectre peut conduire à des erreurs de l'ordre de 3 %.

En réalité, la nécessité d'obtenir, aux faibles altitudes, une puissance moyenne de réception suffisante, conduit à augmenter la fréquence de répétition. Dans ces conditions, la première altitude « aveugle » sera plus faible (700 m environ à 200 kHz). A cette altitude, une erreur de l'ordre de 3 % peut être enregistrée. Pour les hautes altitudes, la partie éclairée BC du sol est divisée en plusieurs zones délimitées par différentes distances aveugles. L'erreur est alors plus faible.

Une wobulation bien adaptée peut réduire l'erreur moyenne maximale (pour l'altitude la plus défavorable) au-dessous de 1 %.

4.3. SÉPARATION DES AÉRIENS

En séparant les aériens d'émission et de réception, on peut obtenir des découplages de l'ordre de 70 dB. On peut alors travailler en ondes entretenues pures.

Pour obtenir ce découplage, il est nécessaire que les radomes des aériens soient également séparés.

En l'absence de vibrations, il subsiste une raie centrale correspondant à une fréquence Doppler nulle.

Cette raie peut être éliminée par un filtre. Les vibrations, en l'absence d'élimination des échos proches (comme dans les trois précédentes méthodes) élargissent cette raie et rendent ainsi difficiles les mesures des faibles composantes de la vitesse.

4.4. MODULATION DE FRÉQUENCE

Le découplage émission-réception peut être également effectué à partir d'une émission d'onde entretenue en utilisant la technique de la modulation de fréquence.

L'onde émise est modulée en fréquence et l'onde reçue après réflexion par le sol est mélangée avec une fraction de l'onde émise.

Du fait de la distance parcourue entre l'avion et le sol, il existe un retard entre les deux ondes.

Le signal de battement résultant présente une modulation de fréquence dont l'indice est fonction du retard. Le spectre de ce signal présente des raies dont l'écartement est égal à la fréquence de la modulation appliquée à l'émission. Si l'on sélectionne une des raies de ce spectre, l'amplitude de celle-ci varie selon la distance entre le radar et le sol ; elle présente en particulier l'avantage de s'annuler pratiquement pour les distances très courtes correspondant aux trajets des couplages entre les aériens d'émission et de réception permettant ainsi d'obtenir le découplage désiré entre l'émission et la réception.

$$\begin{aligned} \sin 2\pi(F_0 + \Delta f \sin \Omega t)t &\rightarrow \boxed{} \rightarrow \sin 2\pi[F_0 + f_d + \Delta f \sin \Omega(t + \tau)](t + \tau) \\ &\quad \downarrow \\ &\sin 2\pi(f_d + 2\Delta f \sin \frac{\Omega \tau}{2} \sin \Omega t)t \\ \text{Indice du battement : } m &= \frac{4\pi\Delta f}{\Omega} \sin \frac{\Omega \tau}{2} \\ \text{Amplitude de la raie d'ordre } n &J_n = A m^n = B \left[\sin \frac{\Omega \tau}{2} \right]^n \\ &(\text{pour } m \text{ faible}) \end{aligned}$$

FIG. 6. — Modulation de fréquence

Si le récepteur sélectionne, par exemple, la raie d'ordre trois, l'amplitude du signal de sortie en fonction de l'altitude aura l'allure représentée par la courbe de la figure 7.

L'effet Doppler se traduit par une modulation d'amplitude de ce signal à la fréquence f_d .

Il existe toutefois un phénomène analogue à celui provenant des distances aveugles en émission semi-continue. Les « creux » de réception sont cependant

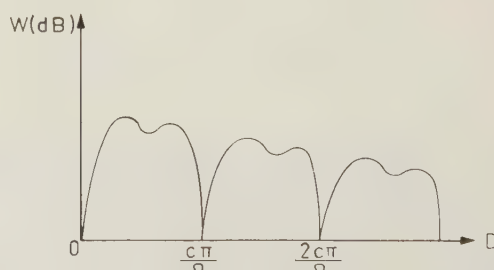


FIG. 7. — Modulation de fréquence

plus étroits, mais introduisent également des erreurs. Celles-ci peuvent être considérablement réduites par la wobulation de la fréquence de modulation de façon tout à fait analogue à celle qui doit être effectuée dans le cas de l'émission semi-continue.

5. Mesure des composantes de la vitesse

Le radar doit fournir trois composantes de la vitesse. Les trois composantes peuvent être les projections

sur les axes de trois faisceaux, ou deux angles, définissant la direction, et le module du vecteur. Ces deux possibilités conduisent à deux types différents d'aérien.

5.1. MESURE DES TROIS PROJECTIONS

L'aérien comporte trois faisceaux. Si ces faisceaux sont disposés comme indiqué sur la figure 8, les calculs de changement de coordonnées destinés à obtenir les projections de la vitesse dans un trièdre trirectangle sont faciles à effectuer.

Les trois faisceaux peuvent être alimentés simultanément. Il faut alors disposer de trois récepteurs. On peut encore les alimenter séquentiellement, grâce

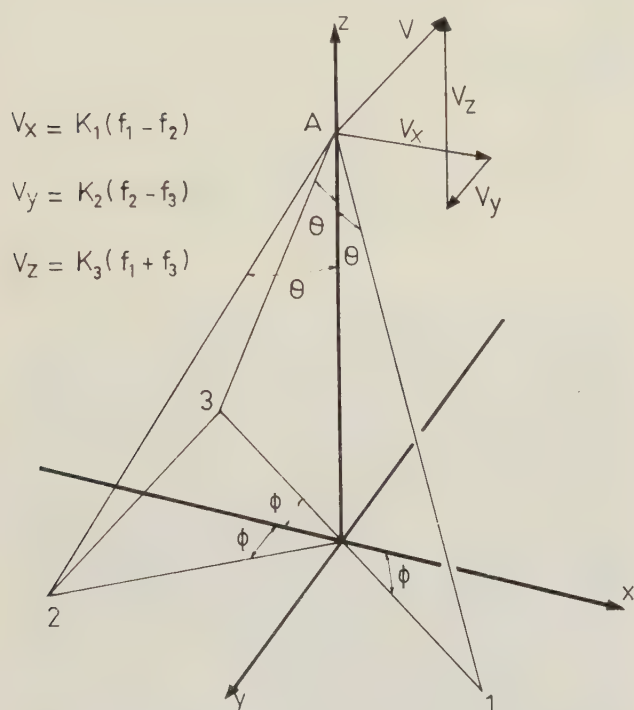


FIG. 8. — Mesure de trois projections

à un distributeur hyperfréquence. Un seul récepteur suffit alors. Il est toutefois nécessaire de disposer également à la sortie du récepteur, de trois dispositifs d'extraction des fréquences Doppler.

La période de mesure peut varier entre 1/10 s et 2 s.

L'aérien peut être stabilisé à la verticale. On obtient ainsi des vitesses horizontales et un seul changement de coordonnées de cap permet d'effectuer la navigation.

Un aérien fixe dans l'avion conduit à un encombrement moindre, mais nécessite, en principe, trois changements de coordonnées.

5.2. MESURE DE DEUX ANGLES ET UN MODULE (fig. 9)

L'aérien est mobile autour de l'axe de lacet de l'avion OY et autour de l'axe OV , perpendiculaire à OY . Si l'aérien (axe OA) est dirigé selon la vitesse,

il permet la mesure directe des angles D et i (dérive et incidence).

En vue d'effectuer simplement cet alignement, l'aérien délivre quatre faisceaux qui sont généralement alimentés séquentiellement. Le module de la vitesse est mesuré grâce à un oscillateur asservi qui se cale sur la valeur moyenne des fréquences Doppler issues de quatre faisceaux.

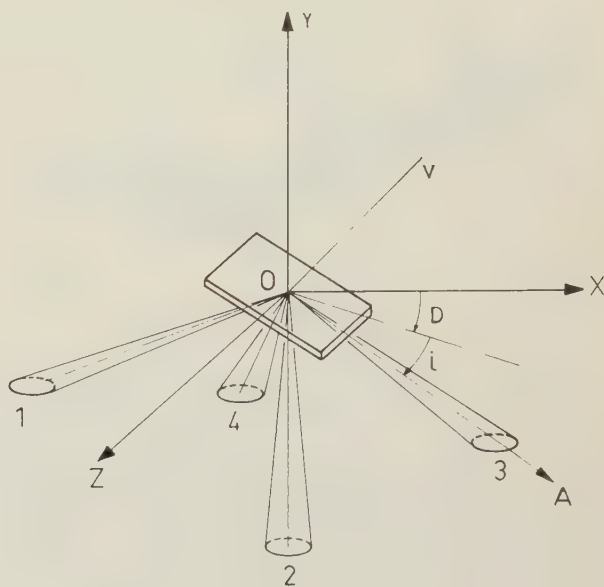


FIG. 9. — Mesure de deux angles et un module

Les écarts de fréquence des signaux issus des quatre faisceaux par rapport à cette fréquence moyenne auront l'allure indiquée figure 10. Des considérations géométriques simples permettent de montrer que :

- l'erreur d'incidence est proportionnelle à $u_1 - u_2 = u_4 - u_3$
- l'erreur de dérive est proportionnelle à $u_3 - u_2 = u_4 - u_1$
- l'erreur du module est proportionnelle à $\sum u_i$

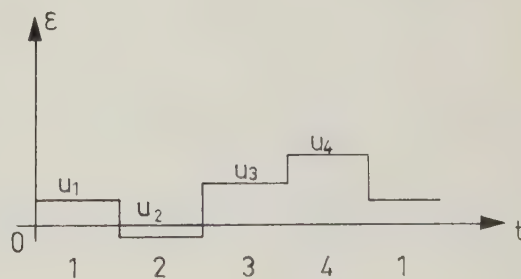


FIG. 10. — Mesure de deux angles et un module

Les deux premières erreurs étant appliquées aux moteurs d'aérien et la troisième à l'oscillateur, l'aérien s'oriente suivant la direction du vecteur vitesse et l'oscillateur fournit le module de ce vecteur.

Ce type d'aérien présente l'avantage de permettre

l'élargissement des faisceaux dans une direction particulière (fig. 11).

Le vecteur vitesse V étant fixe par rapport aux faisceaux, si ceux-ci ont une forme telle qu'ils soient compris entre deux cônes C_1 et C_2 , la largeur maximale du spectre correspondra à la différence des

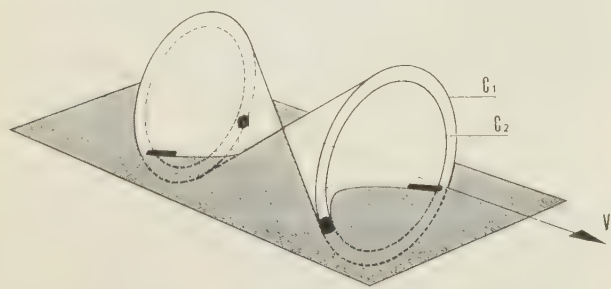


FIG. 11. — Elargissement des faisceaux

projections de V sur les génératrices des deux cônes, soit l'étendue des faisceaux. Cette propriété permet :

- de réduire une des dimensions de l'aérien,
- d'obtenir au sol une surface éclairée plus importante, donc des temps de trajets présentant de plus grandes différences.

Le moyennage des informations dans le cas où le découplage des aériens est effectué par émission semi-continue ou modulation de fréquence en est ainsi facilité.

Cet avantage se paie évidemment par une complexité plus grande et un encombrement global plus important de l'aérien.

6. Utilisation des informations

6.1. EXTRACTION DE LA VITESSE

Dans la grande majorité des applications, la vitesse sol est utilisée pour la navigation. Le traitement que l'on appliquera aux informations qui se présentent, à la sortie du récepteur, sous forme de spectres de fréquence dépendra donc de la nature du calculateur de navigation.

Dans tous les cas, cependant, il est nécessaire d'obtenir une fréquence pure coïncidant au mieux avec la fréquence centrale du spectre. Cela est effectué grâce à un asservissement comportant, dans la boucle, un intégrateur destiné à minimiser l'erreur statique. Le dispositif peut être électromécanique ou purement électronique.

Le schéma 12.1 correspond au premier dispositif. Un moteur M_2 fait tourner une roue phonique. La tension de sortie de cette roue est mélangée avec la tension de sortie du récepteur, directement, et après déphasage de $\pi/2$. Les tensions résultantes, après amplification, sont appliquées sur un moteur diphase M_1 , dont la vitesse devient approximativement proportionnelle à la différence entre la fréquence de la roue phonique et la fréquence centrale du spectre.

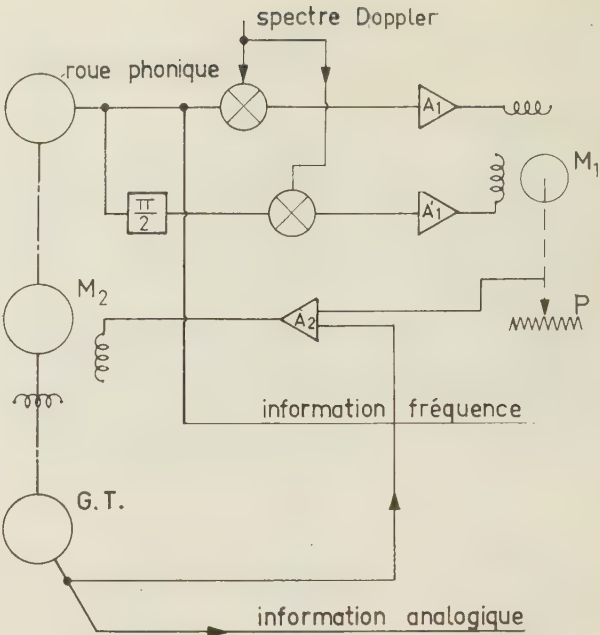


FIG. 12.1. — Dispositif électromécanique

Le moteur entraîne un potentiomètre P dont la tension de sortie asservit le moteur M_2 . Deux informations sont directement exploitables : l'information fréquence de la roue phonique, l'information analogique (400 Hz par exemple) de la génératrice tachymétrique d'asservissement de M_2 .

Un dispositif purement électronique peut consister (schéma 12.2) en un oscillateur dont la fréquence de sortie est mélangée au spectre, la sortie du mélangeur étant appliquée à un discriminateur fixe. On asservit l'oscillateur par une boucle comportant un intégrateur I .

L'information de sortie du dispositif est une fréquence représentant la fréquence Doppler décalée de la fréquence de calage du discriminateur.

Des transformations (fréquence tension, tension continue, tension alternative) sont nécessaires pour obtenir une information analogique. Il faut noter que, en ce qui concerne les vitesses horizontales, la stabilité du discriminateur n'a que peu d'importance, pourvu que ce même discriminateur soit utilisé pour les asservissements des trois faisceaux. Les vitesses horizontales sont en effet fournies par différence.

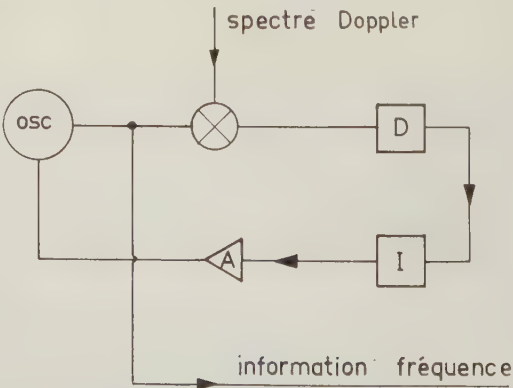


FIG. 12.2. — Dispositif électronique

6.2. CALCULATEUR

6.2.1. Principe

Les trois coordonnées de la vitesse étant élaborées, le calculateur doit les utiliser pour la détermination du point. L'intégration du vecteur vitesse doit être continue. Or l'information vitesse peut manquer à certains moments. Il est donc nécessaire de disposer d'une mémoire. En vue de réduire les erreurs dues aux variations éventuelles de vitesse pendant les passages en mémoire, on utilise généralement un schéma analogue à celui indiqué figure 13.

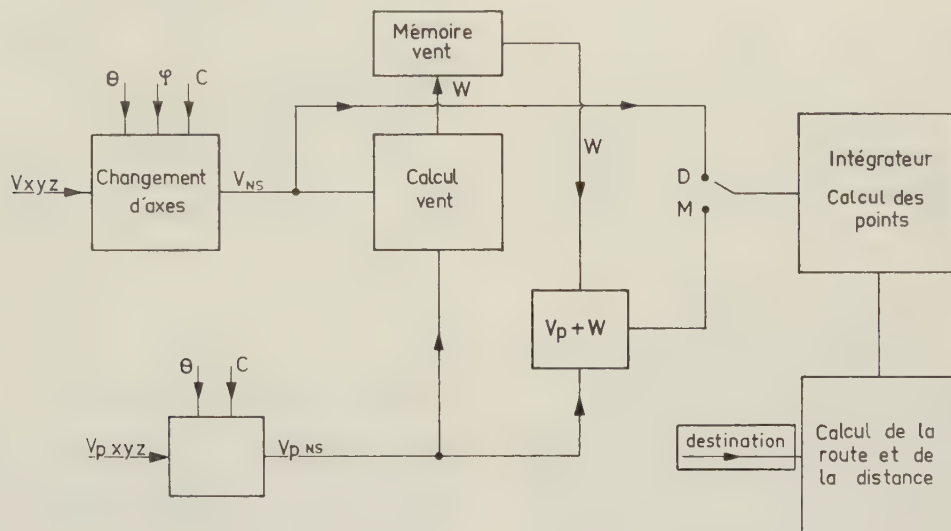


FIG. 13. —
Calculateur

Après changement d'axes, on obtient les deux coordonnées de la vitesse sol dans un trièdre orienté au Nord. Une comparaison avec la vitesse air, fournie par la centrale aérodynamique, permet de calculer le vent.

Celui-ci est mis en mémoire, et considéré comme constant pendant les instants où le Doppler ne fournit pas d'indications. Le calcul du point a lieu, en temps normal, à partir des indications Doppler, et à partir de la vitesse air et du vent pendant les passages en mémoire.

6.2.2. Types de calculateurs

Il y a quelques années, aucun problème ne se posait en ce qui concerne le choix du calculateur.

La technologie des calculateurs numériques aéroportés n'étant pas au point, les seuls éléments utilisables étaient analogiques.

La vitesse était, par exemple, fournie par roue phonique (fig. 12.1) on pouvait utiliser soit directement la rotation de l'arbre, à travers un changeur de coordonnées et des intégrateurs mécaniques, soit l'indication de la génératrice tachymétrique (changement de coordonnées par résolveurs, puis intégration électromécanique).

Le cas est différent actuellement, d'autant plus que la vitesse se présentant d'abord sous forme de fréquence, son utilisation en numérique paraît toute indiquée.

Un examen du schéma de la figure 13 montre toutefois que le calculateur numérique apte à remplir les

fonctions prévues, et en particulier les trois changements d'axe, est pratiquement un calculateur universel susceptible de remplir en plus de nombreuses autres fonctions.

Si la vitesse est fournie par un oscillateur, l'utilisation d'un calculateur analogique nécessite d'abord une conversion fréquence tension alternative, ce qui diminue également la précision.

En résumé, le radar Doppler est parfaitement adapté au fonctionnement en liaison avec un calculateur central numérique pouvant également effectuer de nombreux autres calculs de servitude (calculs

aérodynamiques, recalage Loran, carburant, etc.) La tendance actuelle étant à l'utilisation de tels calculateurs, le dispositif de navigation Doppler se réduira au simple détecteur.

7. Précision

Faisant abstraction des erreurs systématiques (calage des faisceaux de l'aérien, constance de la fréquence, etc.), les erreurs proviennent principalement des déformations du spectre dues

- aux variations géographiques (coefficients de réflexion différents en fonction de la nature du sol ou de la mer, et du relief),

- aux conséquences des dispositifs de découplage, aux environs des altitudes aveugles.

En ce qui concerne les premières, certains radars possèdent un contacteur terre-mer, permettant de changer de 1 à 2,5 % l'étalonnage fréquence-vitesse selon que l'on survole la terre ou la mer. Il n'est pas possible de tenir compte des déformations dues au relief, ou au survol de régions boisées ou désertiques, qui, en fait, interviennent assez peu.

En ce qui concerne les secondes, on a vu (§ 4) que, par un choix judicieux des fréquences de wobulation ou de découplage, ces erreurs pouvaient être considérablement réduites.

Pour conclure, le Doppler ne peut fournir une indication précise de la vitesse instantanée et on peut

admettre sur celle-ci des variations de 1 à 2 %. Ces variations étant aléatoires, l'intégration de la vitesse améliore considérablement la précision relative. Si la période moyenne de ces variations est de l'ordre de 30 s (pour fixer un chiffre), la précision relative sera de l'ordre de 1 à 2 ‰ au bout d'une heure (en ne tenant compte que des erreurs de vitesse).

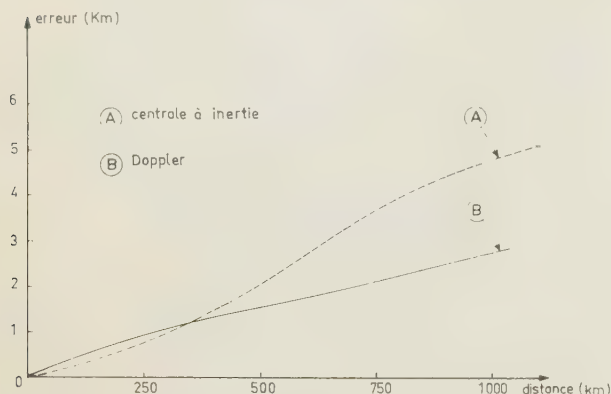


FIG. 14. — Précision de navigation

Par ailleurs, pour obtenir ce résultat, il est nécessaire d'utiliser une référence de cap présentant une précision du même ordre.

Celle-ci ne peut être obtenue par des moyens magnétiques (précision de l'ordre de 0,5° au mieux).

On est donc conduit à utiliser des gyroscopes à très faible dérive ($< 0,1$ °/h), et cela conduit naturellement à la comparaison Doppler-dispositifs inertiels.

La figure 14 indique un ordre de grandeur des précisions que l'on peut obtenir pour une vitesse de 1 000 km/h

— avec un Doppler et une référence de cap calée à 0,1° près au départ et dérivant à 0,1 °/h.

— avec une centrale à inertie possédant des gyroscopes dérivant de 0,02 °/h pour la verticale et de 0,05 °/h en cap.

Le couplage d'un détecteur Doppler et d'une centrale inertielle, couplage dont la réalisation est simplifiée si on dispose d'un calculateur central, permet d'obtenir à la fois la précision à long terme du Doppler et la précision de vitesse instantanée de la centrale.

8. Dopplers pour hélicoptères

L'application des détecteurs Doppler aux hélicoptères rencontre deux difficultés supplémentaires :

- la nécessité de déterminer le signe des projections de la vitesse sur les faisceaux,
- la nécessité d'effectuer des mesures aux vitesses très faibles.

8.1. DÉTERMINATION DU SIGNE

Une bonne disposition des faisceaux du Doppler par rapport aux axes avions permettait de conserver, dans tous les cas de vol, les projections de la vitesse dans les mêmes directions. Le battement émission-réception fournissait alors une indication suffisante.

Il n'en est plus de même avec les hélicoptères, pour lesquels la vitesse peut prendre n'importe quelle direction. Il devient alors nécessaire d'en déterminer, non seulement la grandeur, mais le signe.

Deux procédés peuvent être employés.

8.1.1. Décalage de la fréquence

La figure 15 représente le schéma de principe d'un radar Doppler pour hélicoptère utilisant une transposition de fréquence.

Un klystron K , modulé en fréquence (F_1) à partir d'un synthétiseur de fréquence S alimente séquentiellement les trois faisceaux R_1 , R_2 et R_3 . La fréquence de l'oscillateur local est obtenue, par un décalage de valeur F_2 de la fréquence d'émission réalisée par exemple à l'aide d'un modulateur BLU (à bande latérale unique). A la sortie de l'amplificateur MF (qui est accordé sur $F_2 + nF_1$), un nouveau changement de fréquence, toujours à partir du synthétiseur, permet de réduire à quelques centaines de kilocycles la fréquence moyenne.

Un comparateur C permet alors d'asservir trois oscillateurs O_1 , O_2 et O_3 correspondant à chacun des trois faisceaux.

Les trois fréquences f_1 , f_2 et f_3 ainsi obtenues peuvent être utilisées directement dans un calculateur numérique.

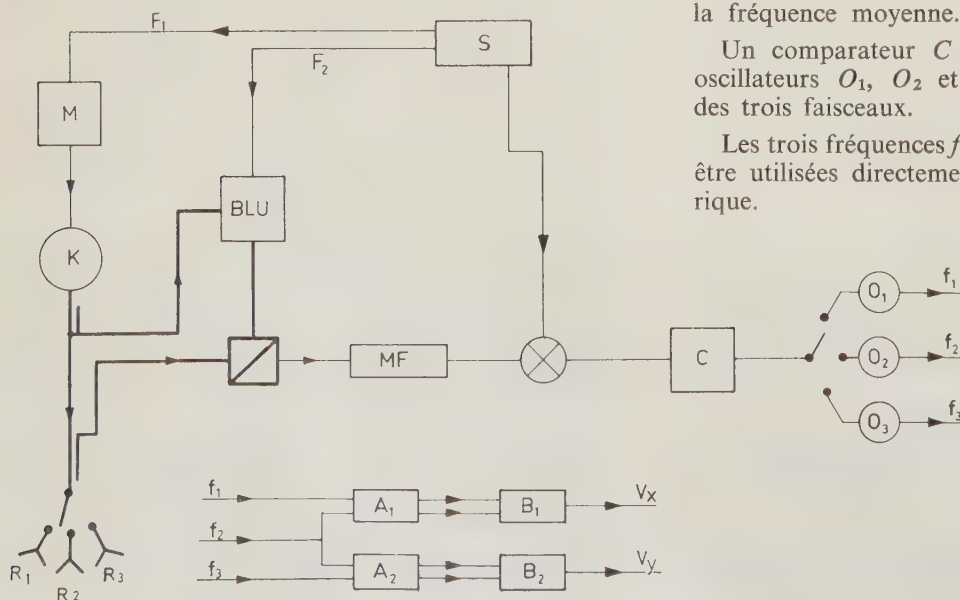


Fig. 15. — Doppler pour hélicoptères : décalage de la fréquence

Si le calculateur utilisé est analogique, on peut obtenir des informations correspondant aux vitesses longitudinales et transversales en réalisant les combinaisons des fréquences f_1 , f_2 et f_3 on peut voir aisément en effet qu'on a les expressions suivantes :

$$V_x = K_1(f_2 - f_1)$$

$$V_y = K_2(f_2 - f_3)$$

Cela peut être réalisé au moyen de dispositifs simples permettant d'obtenir les fréquences de battement $(f_2 - f_1)$, $(f_2 - f_3)$ et une indication de signe.

Ces informations sont alors utilisées par un dispositif de transformation fréquence-tension classique qui permet d'obtenir une tension continue proportionnelle en grandeur et en signe à la valeur du vecteur vitesse. Par modulation à 400 Hz on obtient alors les tensions analogiques désirées.

8.1.2. Détermination directe du signe

Certains radars fonctionnant en émission continue non modulée, avec aériens séparés pour l'émission et la réception, utilisent le battement direct des ondes émises et réfléchies.

La détermination du signe s'effectue comme indiqué figure 16.

A la réception, on utilise deux mélangeurs, alimentés en quadrature.

Les deux tensions BF de sortie sont amplifiées en A_1 et A_2 . L'une de ces tensions est ensuite déphasée de $\pi/2$ et comparée à l'autre dans un discriminateur D . La polarité de la tension continue de sortie du discriminateur constitue le signe de la vitesse.

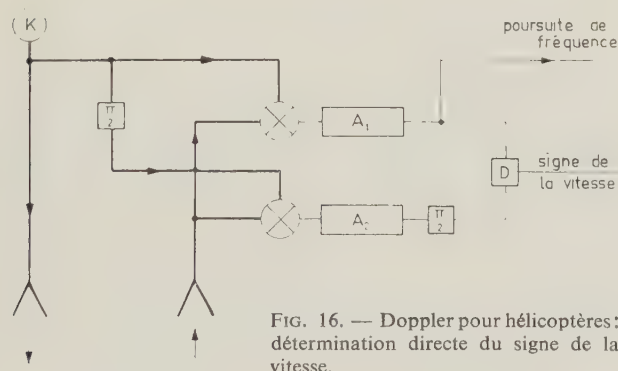


FIG. 16. — Doppler pour hélicoptères : détermination directe du signe de la vitesse.

8.2. MESURES AUX FAIBLES VITESSES

Quel que soit le procédé de découplage utilisé, l'affaiblissement du signal parasite ne peut dépasser 100 à 110 dB. A altitude élevée sur terre, et à faible altitude sur mer calme, le signal utile peut être à 150 dB au-dessous du signal d'émission. On se trouve donc en permanence en présence d'une raie parasite, représentant la fréquence nulle et qui peut être supérieure de 40 dB au signal. La seule solution consiste dans l'élimination de cette raie au moyen d'un filtre.

L'élimination de cette raie parasite est réalisée automatiquement dans les radars à onde continue utilisant le battement entre l'émission et la réception puisque celle-ci correspond à une fréquence nulle. Dans les radars utilisant la transposition de fréquence, il est nécessaire d'employer un filtre stop bande éliminant la fréquence centrale.

Dans tous les cas, il est évident que ces procédés créent un seuil au-dessous duquel la mesure de vitesse n'est pas possible ; dans l'état actuel de la technique celui-ci peut être estimé aux environs de 0,1 m/s.

9. Conclusion

Les radars Doppler de navigation sont utilisés depuis moins de dix ans. Les résultats obtenus ont été en général très satisfaisants. La précision propre au Doppler est en effet de l'ordre de deux millièmes pour de grandes distances. Il faut évidemment que la précision de la référence directionnelle soit du même ordre, ce qui conduit à utiliser des gyroscopes à très faible dérive.

Le radar Doppler, du fait de la forme des informations qu'il fournit, peut facilement être associé à un calculateur numérique et en particulier, un calculateur central numérique.

Le radar ne joue alors que le rôle de détecteur de vitesse sol, parmi tous les autres détecteurs (de vitesse air, d'attitude, de position, etc.) associés au même calculateur.

Un tel détecteur peut peser moins de 20 kg et consommer moins de 150 VA.

L'utilisation des calculateurs centraux devient de plus en plus courante, même dans l'aviation civile.

On pourrait penser, dans ces conditions, que le radar Doppler de navigation est promis à un brillant avenir.

Mais il faut tenir compte de la venue récente, sur le marché, des appareils de navigation à inertie, qui, utilisant la double intégration de l'accélération fournissent ainsi à la fois la vitesse sol et la position. Ces appareils demandent des calculs assez complexes (corrections d'accélération, commande des gyroscopes), également susceptibles d'être traités par un calculateur central.

On peut épiloguer longuement sur les avantages et les inconvénients du Doppler et de l'inertie. Il est vraisemblable qu'à la longue, l'inertie se substituera complètement au Doppler. Dans l'état actuel de la question, les dispositifs à inertie sont beaucoup plus chers, beaucoup moins fiables et leur précision moyenne est plus faible sur de longs parcours.

Une solution actuelle satisfaisante consiste dans l'utilisation d'un couplage Doppler-inertie. Le Doppler amortit l'oscillation de Schuler de la centrale et fournit à la navigation la précision à long terme.

La centrale à inertie fournit la référence directionnelle, les angles d'attitude et la vitesse instantanée, si besoin est.

L'un peut être utilisé en secours, en cas de défaillance de l'autre.

EMPLOI D'UN TÉ POUR DES MESURES EN MICRO-ONDES DE LA PERMITTIVITÉ DE LIQUIDES A FAIBLES PERTES

Influence de la dissymétrie du té

PAR

A. COUMES et E. PIC

*Laboratoires d'Electronique et de Radioélectricité
Faculté des Sciences, Grenoble*

1. Introduction

Plusieurs auteurs [1, 2, 3] ont proposé une méthode de mesure de la permittivité complexe d'un diélectrique en hyperfréquences, méthode qui est particulièrement adaptée aux liquides à faibles pertes. Les calculs sont très simples et la précision de la mesure est bonne.

Ce procédé consiste à utiliser une cellule de mesure à hauteur variable. La cellule est formée d'un tronçon de guide, terminé à une extrémité par un diélectrique connu d'épaisseur donnée (feuille très mince, ou d'épaisseur égale à une demi-longueur d'onde), et fermé à l'autre extrémité par un court-circuit terminal dont les déplacements sont repérés grâce à un micromètre.

On associe cette cellule à un détecteur d'ondes stationnaires [1, 2] ou à un té magique et une impédance étalon [3]. Cependant, lorsque les pertes sont faibles, il est possible de remplacer l'impédance étalon par un court-circuit mobile (*). Nous développons ici l'étude de cette méthode en nous attachant particulièrement aux conditions que doit remplir le té pour parvenir à une bonne précision.

Le schéma du montage utilisé est indiqué sur la

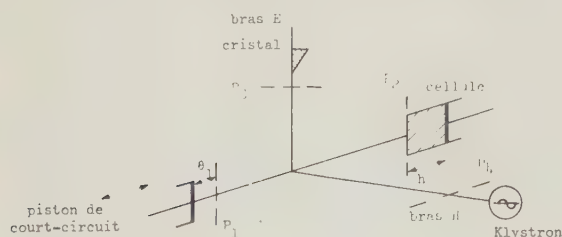


FIG. 1.

figure 1. La tension détectée dans le bras E varie en fonction de la hauteur de la cellule et présente une succession de maxima et de minima. La permittivité du liquide étudié se déduit, d'une part, du déplacement du court-circuit terminal lorsqu'on passe d'un minimum de tension au suivant, d'autre part, de la forme de la courbe de tension détectée, au voisinage d'un minimum.

Avant de calculer l'expression de la puissance détectée dans le bras E , nous rappelons certains résultats concernant la matrice de répartition d'un octopôle.

2. Propriétés de la matrice de répartition

2.1. MATRICE DE RÉPARTITION [4, 5]

Soit un octopôle pour lequel nous définissons quatre plans de sortie P_1, P_2, P_3, P_4 (fig. 2). Ces plans sont choisis de façon qu'il n'y ait qu'un seul mode

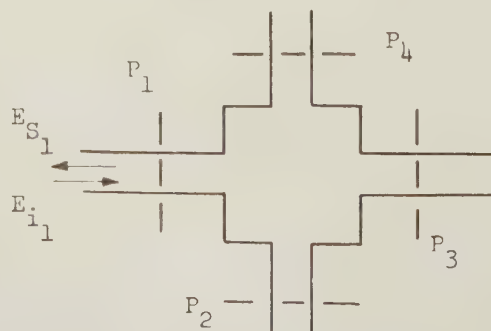


FIG. 2.

de propagation, à une fréquence donnée. En outre, nous supposons que les équations des champs demeurent linéaires.

On peut alors définir des coefficients de réflexion S_{nn} et de transmission S_{np} dans les plans terminaux

(*) Cette possibilité a également été signalée récemment par E. CONSTANT [10].

P_n . Si on désigne par $\vec{E}_S$ le « vecteur » représentatif des ondes sortant de l'octopôle et si $\vec{E}_i$ est le « vecteur » représentatif des ondes incidentes, on a :

$$\vec{E}_S = \|S\| \vec{E}_i \quad (1)$$

où $\|S\|$ est la matrice des coefficients S_{np} .

Par application du théorème de réciprocité, on trouve que la matrice $\|S\|$ est symétrique :

$$\|S\| = \|\tilde{S}\|, \quad (2)$$

$\|\tilde{S}\|$ étant la matrice transposée de $\|S\|$.

Lorsque l'octopôle est sans pertes, on démontre, en outre, que la matrice $\|S\|$ est unitaire :

$$\|S\| \cdot \|\tilde{S}\|^* = \|1\| \quad (3)$$

où l'exposant * désigne la quantité complexe conjuguée.

2.2. CHANGEMENT DES PLANS TERMINAUX

Si $\|S\|$ est la matrice de répartition d'un octopôle dont les plans terminaux sont P_n , $\|S'\|$ sera la matrice du même octopôle dont les plans terminaux sont P'_n .

Le déphasage introduit en passant de P_n à P'_n est :

$$\phi_n = \frac{2\pi l_n}{\lambda_{gm}} \quad (4)$$

En posant :

$$\|T\| = \begin{vmatrix} e^{j\phi_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_4} \end{vmatrix}$$

On montre facilement que :

$$\|S'\| = \|T\| \cdot \|S\| \cdot \|T\| \quad (5)$$

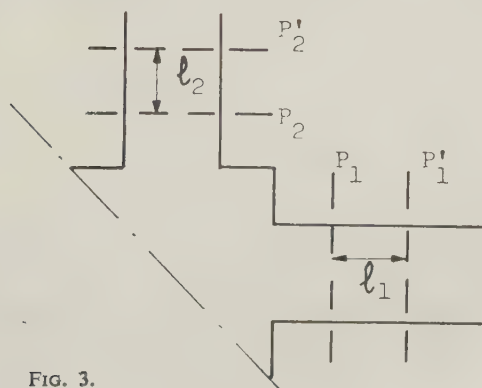


FIG. 3.

3. Calcul de la puissance détectée

Nous choisirons les plans de référence du té conformément à la figure 1 : la face d'entrée de la cellule est confondue avec le plan P_2 . Par rapport à ce système de référence, la matrice de répartition s'écrit :

$$\|S\| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{vmatrix} \quad (6)$$

D'autre part, la figure 1 donne :

$$\begin{cases} E_{i_1} = -E_{S_1} \cdot e^{-2j\theta_1} \\ E_{i_2} = rE_{S_2} \end{cases} \quad (7)$$

où $r = \rho e^{j\theta}$ est le coefficient de réflexion sur la face d'entrée de la cellule, et θ_1 le déphasage entre P_1 et le court-circuit du bras 1.

Si, d'autre part, le cristal est adapté, nous avons :

$$E_{i_3} = 0 \quad (8)$$

Des équations (6), (7) et (8), nous déduisons l'expression du champ E_{S_3} .

Assez lourde dans le cas général, elle se simplifie si le té est symétrique et lorsque l'adaptation est parfaite :

$$E_{S_3} = -S_{13}S_{14}(e^{-2j\theta_1} + r)E_{i_4} \quad (9)$$

c'est-à-dire que la puissance détectée par le cristal est donnée par :

$$W_{S_3} \sim |E_{S_3}|^2 = \frac{|E_{i_4}|^2}{4} (1 + \rho^2 + 2\rho \cos(\phi + 2\theta_1)) \quad (10)$$

Réglons la valeur de θ_1 de façon que, pour une hauteur de cellule nulle, le signal détecté soit minimal. Nous avons alors $r = -1$, donc il vient : $2\theta_1 = 2k\pi$ et l'expression (10) se simplifie :

$$W_{S_3} \sim |E_{S_3}|^2 = \frac{|E_{i_4}|^2}{4} (1 + \rho^2 + 2\rho \cos \phi) \quad (11)$$

Dans la suite, nous considérons que la cellule contient un diélectrique liquide, à faibles pertes. Ce diélectrique est caractérisé par sa permittivité :

$$\varepsilon = \varepsilon_0(\varepsilon'_r - j\varepsilon''_r) = \varepsilon_0\varepsilon'_r(1 - j \operatorname{tg} \delta) \quad (12)$$

où $\operatorname{tg} \delta = \varepsilon''_r/\varepsilon'_r$.

En propagation guidée, nous introduirons le paramètre Δ défini par :

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r - p}$$

avec :

$$p = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 \tag{13}$$

λ_0 représente la longueur d'onde dans le vide indéfini et λ_c la longueur d'onde de coupure du mode considéré. Nous supposons, en outre, que la perméabilité du diélectrique est égale à celle du vide :

$$\mu = \mu_0$$

Le coefficient de réflexion $r = \rho \cdot e^{j\phi}$ est une fonction de la hauteur h de cellule, et la courbe $W_{S_3}(h)$ a l'allure indiquée sur la figure 4.

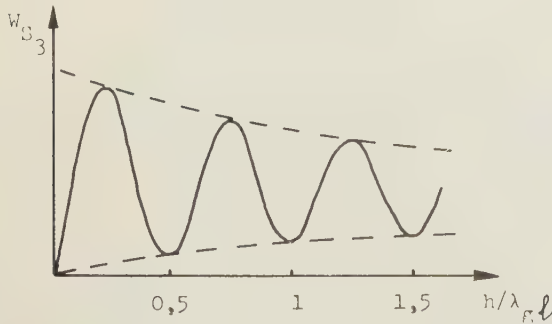


FIG. 4.

Nous voyons que, pour passer d'un minimum de tension détectée au suivant, il faut déplacer le piston de court-circuit terminal d'une distance sensiblement égale à $\lambda_{gl}/2$ (λ_{gl} : longueur d'onde guidée dans le liquide) [2], [6]. L'erreur ainsi commise est du second ordre en Δ .

La deuxième information qui permettra le calcul des pertes est obtenue par la mesure du taux d'ondes stationnaires (T.O.S.) η .

Pour des pertes faibles, la mesure peut se faire avec le piston de la cellule.

En un minimum de tension détectée, la phase du coefficient de réflexion est sensiblement égale à π et nous avons, au deuxième ordre près :

$$W_{S_3} \sim (1 + \rho_m^2 - 2\rho_m) \tag{14}$$

avec $\rho_m \simeq 1$.

Déplaçons le piston de court-circuit de la cellule de $\Delta x/2$. La phase du coefficient de réflexion varie alors de :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta x}{\lambda_{gl}} \cdot A \tag{15}$$

où
$$A = \sqrt{\frac{1-p}{\varepsilon' - p}} \sqrt{\cos \Delta} \quad p = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2$$

Lorsque le déplacement $\Delta x/2$ est tel que la puissance détectée est double de la puissance minimale, nous savons que :

$$\frac{1}{\eta} = \frac{\Delta\phi}{2} \tag{16}$$

D'autre part, le calcul théorique du T.O.S. pour une hauteur de cellule égale à $n\lambda_{gl}/2$ conduit à :

$$\frac{1}{\eta_n} = B \operatorname{th} \frac{n\alpha\lambda_{gl}}{2} \tag{17}$$

où :

$$B = \sqrt{\frac{1-p}{\varepsilon' - p}} \sqrt{\cos \Delta} \sqrt{\cos \frac{\Delta}{2}}$$

Les équations (15) à (17) donnent finalement :

$$n \operatorname{tg} \frac{\Delta}{2} = \frac{\Delta x_n}{\lambda_{gl}} \tag{18}$$

La comparaison des largeurs Δx correspondant à diverses valeurs de n permet le calcul de $\operatorname{tg} \Delta/2$:

$$\operatorname{tg} \frac{\Delta}{2} = \frac{1}{\lambda_{gl}} \frac{\Delta x_m - \Delta x_n}{m - n} \tag{19}$$

Connaissant λ_{gl} et $\operatorname{tg} \Delta/2$, le calcul de la permittivité complexe est immédiat (voir par ex. [1]).

$$\varepsilon' = p + \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gl}}\right)^2 \left(1 - \operatorname{tg}^2 \frac{\Delta}{2}\right)$$

$$\varepsilon'' = 2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gl}}\right)^2 \operatorname{tg} \frac{\Delta}{2}$$

4. Influence de la dissymétrie du té

Les résultats précédents supposent le té magique parfaitement symétrique, c'est-à-dire l'absence de couplage entre les bras E et H : $S_{34} = 0$.

Or, les tés disponibles ne sont jamais parfaitement symétriques et il est important d'examiner l'influence de cette dissymétrie sur les mesures de permittivité.

Nous caractériserons cette dissymétrie par le coefficient S_{34} en posant :

$$S_{34} = \delta \tag{20}$$

avec $|\delta| \ll 1$.

Au cours du calcul, nous négligerons tous les termes du deuxième ordre par rapport à δ pris comme infiniment petit du premier ordre. Nous supposerons enfin que les bras E et H du té sont adaptés. La matrice de répartition générale s'écrit donc :

$$\|S\| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & \delta \\ S_{14} & S_{24} & \delta & 0 \end{vmatrix} \tag{21}$$

La dissymétrie modifie les relations entre les coefficients S_{ij} :

$$S_{22} = S_{11} + \alpha; \quad S_{23} = -S_{13} - \beta; \quad S_{24} = S_{14} + \gamma \tag{22}$$

où : $|\alpha|^2, |\beta|^2$ et $|\gamma|^2 \ll 1$.

En utilisant les propriétés des matrices unitaires rappelées au paragraphe 2, la matrice $\|S\|$ se simplifie et peut s'écrire :

$$\|S\| = \begin{vmatrix} -\frac{S_{14}}{S_{13}^*} \cdot \delta^* & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & \frac{S_{14}}{S_{13}^*} \cdot \delta^* & -S_{13} - \beta & S_{14} + \gamma \\ S_{13} & -S_{13} - \beta & 0 & \delta \\ S_{14} & S_{14} + \gamma & \delta & 0 \end{vmatrix} \quad (23)$$

avec les conditions supplémentaires :

$$|S_{13}| = |S_{14}| = |S_{13} + \beta| = |S_{14} + \gamma| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (24)$$
$$|\beta| = |\gamma|$$

$$\phi_{14} - \phi_{\gamma} = \phi_{13} - \phi_{\beta} = \frac{\pi}{2}$$

où ϕ_{ij} représente la phase de S_{ij} , ϕ_{β} et ϕ_{γ} respectivement les phases de β et γ .

Ecrivons alors l'expression de E_{S3} au voisinage d'un minimum. Nous poserons :

$$Z = S_{13}S_{14} - \mu$$
$$Z' = S_{13}S_{14}e^{-2j\theta_1} - \delta \quad (25)$$

avec :

$$\mu = |\mu|e^{j\psi_4} = \frac{1}{S_{13}^*} \cdot (2S_{13}S_{14}^2\delta^*e^{-2j\theta_1} - \gamma) \quad (25 \text{ bis})$$

Avec ces notations, au voisinage d'un minimum, la puissance détectée s'écrit :

$$W_{S3} \sim |E_{S3}|^2 = |E_{i4}|^2 |Z'|^2 \left[1 + \rho^2 \left| \frac{Z}{Z'} \right|^2 + 2\rho \left| \frac{Z}{Z'} \right| \cos \phi \right] \quad (26)$$

En effet, le réglage préalable ($W_{S3} = 0$ quand $h = 0$) consiste à mettre Z et Z' en phase.

Le rapport $|Z/Z'|$ est très voisin de 1. Nous avons en effet :

$$\left| \frac{Z}{Z'} \right| = 1 + 2 \left[|\delta| \cos v_2 - |\mu| \cos v_1 \right] \quad (27)$$

où :

$$v_2 = \phi_{\delta} + 2\theta_1 - \phi_{13} - \phi_{14}$$
$$v_1 = \psi_4 - \phi_{13} - \phi_{14}$$

L'équation (26) a la même forme que l'équation (11). Donc, la demi-longueur d'onde $\lambda_g/2$ sera donnée par le déplacement du piston de la cellule qui permet de passer d'un minimum au suivant. Le T.O.S. mesuré par déplacement du court-circuit

terminal de la cellule (donc avec $|Z'| = \text{Cte}$) est :

$$\frac{1}{\eta_{mes}} = \frac{1 - \rho |Z/Z'|}{1 + \rho |Z/Z'|} \quad (28)$$

De (27) et (26) nous tirons :

$$\frac{1}{\eta_{vrai}} = \frac{1}{\eta_{mes}} + (|\delta| \cos v_2 - |\mu| \cos v_1) \quad (29)$$

Les angles v_1 et v_2 dépendent du té et aussi de la position du piston de court-circuit mobile dans le bras 1. Il n'y a aucune raison, a priori, pour que la parenthèse s'annule. Or, le T.O.S. est élevé du fait des pertes faibles : si, par exemple, $\eta > 20$, donc $1/\eta_{mes} < 5 \cdot 10^{-2}$, $1/\eta$ peut être du même ordre de grandeur que l'expression entre parenthèses.

Nous concluons donc qu'une légère dissymétrie du té peut introduire une erreur importante sur la mesure du T.O.S. Il faut compenser cette dissymétrie, ce qui est possible pour une fréquence donnée [5, 6].

5. Elimination des erreurs de dissymétrie

Nous proposons, ici, un montage qui permet de ne pas se préoccuper de la dissymétrie éventuelle du té, c'est-à-dire que les erreurs introduites par cette dissymétrie sont nulles, au deuxième ordre près.

Considérons le montage schématisé sur la figure 5.

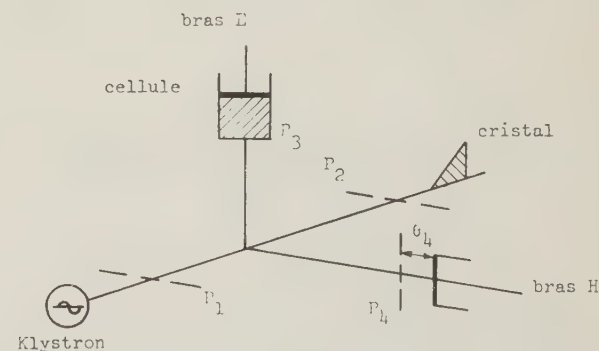


FIG. 6.

Cette fois, nous attaquons le té par le bras latéral 1, tandis que la cellule de mesure est placée dans le bras E (n° 3) et le piston de court-circuit de référence dans le bras H. Le signal de sortie est recueilli dans le bras 2. Un calcul analogue à celui du paragraphe 3 donne E_{S2} .

Dans le cas d'une légère dissymétrie, nous utilisons la matrice de répartition (23) :

$$E_{S2} = -E_{i1}(S_{13}^2r + S_{14}^2e^{-2j\theta_4} + S_{14}\gamma \cdot e^{-2j\theta_4} + S_{13}\beta r) \quad (30)$$

En tenant compte des conditions (24), nous avons alors :

$$W_{S2} \sim |E_{S2}|^2 = \frac{|E_{i1}|^2}{4} \left(1 + \rho^2 - 2\rho \cos(\Phi + \phi + 2\theta_4) \right) \quad (31)$$

Dans cette équation, Φ n'est fonction que du té :

$$\Phi = \phi_{13} + \phi_{23} - \phi_{14} - \phi_{24}$$

L'équation (31) est identique à l'équation (10) du paragraphe 3, et les conséquences sont les mêmes.

Nous voyons que ce montage permet de s'affranchir des conditions sur la symétrie du té. Ce résultat n'est pas inattendu du fait du découplage entre les bras 1 et 2 ($S_{12} = 0$ au second ordre près). Par conséquent, cette disposition du té est préférable à celle de la figure 1.

Le coefficient de réflexion sur le bras d'entrée est de l'ordre de $|\delta|$, donc très faible. En effet, le découplage entre les bras E et H d'un té de bonne qualité est de l'ordre de 40 dB. Ce faible couplage étant attribué à la dissymétrie, nous en déduisons :

$$|\delta| \simeq 10^{-2}$$

Rappelons que les calculs précédents négligent les termes du second ordre, donc des termes de l'ordre de 10^{-4} . Les T.O.S. les plus élevés étant, au plus, d'environ 100, l'erreur introduite sur η par cette approximation est au maximum de 1 %.

Si la dissymétrie est plus grande, il faut la compenser pour éviter des erreurs trop importantes.

6. Résultats expérimentaux

Nous avons contrôlé la validité des calculs précédents en effectuant des mesures de permittivité de liquide à faibles pertes en bande Q ($\lambda \simeq 8$ mm).

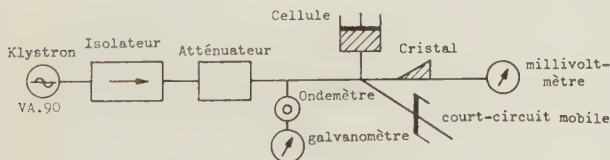


FIG. 6.

La figure 6 représente le montage.

Remarquons que nous utilisons le montage étudié au paragraphe 5. En choisissant le montage décrit au paragraphe 3, nous devons compenser la dissymétrie du té pour annuler le couplage entre les bras E et H ($S_{34} \neq 0$) (*).

Le processus expérimental est le suivant :

Les bras E et H étant adaptés, nous plaçons, dans le bras 2, une vis de compensation, d'enfoncement et de position variables.

Terminons le bras 2 par une charge adaptée, et le bras 1 par un piston de court-circuit mobile. Le cristal détecteur étant dans le bras E , nous réglons la vis de compensation de façon à annuler les variations du signal de sortie lorsque le piston de court-circuit est déplacé. Nous annulons, de cette façon,

les réflexions dues à la dissymétrie du té et à l'imperfection de la charge adaptée qui a un coefficient de réflexion très faible.

Remplaçons ensuite, le piston de court-circuit par une charge adaptée accordable, que nous réglons de façon que le signal de sortie soit nul (sans toucher à la vis de compensation du bras 2). La charge adaptée ainsi accordée est parfaite : son coefficient de réflexion est nul.

Il suffit alors de placer le piston de court-circuit mobile dans le bras 2, derrière la vis de compensation, et de régler cette dernière pour que les variations du signal de sortie soient nulles lorsque nous déplaçons le piston de court-circuit. Il est clair que nous avons alors annulé S_{34} , donc compensé la dissymétrie du té.

Le corps étudié est une solution de benzophénone ($(C_6H_5)_2CO$) dans le benzène, à une concentration $C = 3,6 \cdot 10^{-4}$ moles/cm³. La fréquence F est égale à 34,5 GHz.

Pour une température $t = 21,5$ °C, nous avons trouvé :

$$\varepsilon'_r = 2,355 \quad \text{à} \quad 0,5 \, \% \text{ près}$$

$$\varepsilon''_r = 0,093 \quad \text{à} \quad 2 \, \% \text{ près}$$

donc $\text{tg } \delta = 3,95 \cdot 10^{-2}$.

En adoptant la valeur de la fréquence critique f_c communément admise [7] : $f_c = 8,8$ GHz, on trouve pour le moment dipolaire $\mu = 2,86$ D. Cette valeur est en accord avec les résultats antérieurs [8, 9]. Le calcul est fait à partir de l'équation de Debye :

$$\text{tg } \delta = \frac{(\varepsilon'_r + 2)^2}{\varepsilon'_r} \frac{4\pi N \mu^2}{27kT} c \frac{\frac{f}{f_c}}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}$$

Dans cette expression, N est le nombre de dipôles par unité de volume, k la constante de Boltzmann.

7. Conclusions

Les avantages de l'emploi d'une cellule à hauteur variable ont été souvent soulignés : ils résident dans la rapidité des calculs et l'amélioration de la précision des mesures, puisqu'on effectue la moyenne de plusieurs résultats.

L'inconvénient principal du procédé réside dans l'importance du volume de liquide nécessaire à la mesure. C'est pourquoi son utilisation est réservée aux fréquences élevées lorsqu'on dispose de quantités limitées de produit. D'autre part, la durée d'une expérience est plus grande que celle d'une mesure mettant en œuvre la méthode classique de la ligne court-circuitée. Cependant, ce défaut est contrebalancé par la rapidité d'exploitation des résultats.

Toutes ces propriétés sont conservées lors de l'utilisation d'un té. En outre, la sensibilité est augmentée grâce à un meilleur emploi de la puissance du klystron. En effet, la sonde d'un détecteur

(*) Ce réglage doit être effectué dans tous les cas si la dissymétrie du té est importante (découplage inférieur à 30-35 dB).

d'ondes stationnaires doit être très peu couplée au guide, pour éviter des perturbations du régime d'ondes stationnaires. Par conséquent, la puissance extraite est très faible : $W = k|E|^2(1 + \rho^2 + 2\rho \cos \varphi) = kW'$, avec k très petit, W' étant la puissance maximale disponible dans une section droite donnée du guide.

Dans le cas du té, au contraire, la puissance détectée n'est que de 6 dB inférieure à la puissance W' , ce qui accroît la sensibilité de l'appareillage.

On peut aussi minimiser l'influence des instabilités de fréquence éventuelles du klystron, en choisissant des longueurs de lignes électriques égales dans les bras E et H .

Dans ces conditions, on peut évaluer la précision des mesures à :

0,5 % pour ϵ'_r

mieux que 3 % pour ϵ''_r .

Pour atteindre cette précision, il est naturellement indispensable de connaître la loi de détection du cristal et d'apporter les corrections nécessaires si l'on s'écarte du quadratisme.

On pourrait probablement améliorer les performances en stabilisant la fréquence, et peut-être l'amplitude, du klystron oscillateur. Une autre amélioration consiste à stabiliser la température de la cellule de mesure, pour éviter les fluctuations de permittivité dues aux variations de température du diélectrique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] POLEY J. Ph. — Microwave dispersion of some polar liquids. *Appl. Sci. Res. Section B*, 4, p. 337, 1955.
- [2] CROUCH G.E. — Dielectric measurement of liquids at microwave frequencies. *J. Chem. Phys.* 16, 1948, p. 364.
- [3] WAVRECHIN R. DE — Thèse, Lille, 1963.
- [4] GOUDET G., CHAVANCE P. — Ondes centimétriques, Ed. Chiron, Paris, 1955.
- [5] MONTGOMERY C.G. — Technique of microwave measurements, R.L.S., M.I.T., vol. 11, N. Y. 1947. Traduction française. Ed. Chiron, Paris, 1953.
- [6] PIC E. — Thèse, Grenoble, 1964.
- [7] CRIPWELL-SUTHERLAND, *Trans. Far. Soc.* 42, A, 1946, p. 149.
- [8] BARRIOL J. — Les moments dipolaires. Ed. Gauthier-Villars. Paris, 1957.
- [9] HARVEY A.F. — Microwave engineering. Academic Press. London, N.Y., 1963.
- [10] CONSTANT E. — Thèse, Lille, 1962.

ASPECTS THÉORIQUES ET EXPÉRIMENTAUX DE L'EXTRACTION DES SIGNAUX PÉRIODIQUES

PAR

J.-N. AUBRUN

Chargé de Recherches au CNRS

*— Institut d'Électronique de la Faculté des Sciences —
Orsay*

Introduction

Parmi tous les signaux utilisés comme véhicules d'information, ceux à caractère périodique sont d'un emploi extrêmement fréquent. Il est en effet fort courant d'étudier un phénomène en faisant varier périodiquement un des paramètres dont il dépend, et de traduire par une tension électrique les variations correspondantes de ce phénomène. La forme du signal périodique ainsi obtenu donne de nombreux renseignements, et il peut être utile de la connaître avec une certaine précision. Les exemples abondent dans le domaine de la Physique : citons particulièrement le cas de la résonance magnétique, où le paramètre est en général le champ directeur ou la fréquence du champ excitateur RF. Mais nous trouvons aussi ce procédé en Médecine, dans la détection des ondes encéphaliques correspondant à des stimuli périodiques, en détection active par Sonar ou Radar, et dans bien d'autres secteurs scientifiques ou techniques.

Malheureusement il arrive souvent que le signal obtenu soit trop faible par rapport au niveau de bruit pour être correctement mesuré ou même simplement discerné. Il devient alors nécessaire de savoir traiter convenablement le signal pour l'extraire du bruit, et d'utiliser des méthodes d'autant plus raffinées que le phénomène étudié est petit.

Les signaux périodiques constituent une classe très spéciale, en raison de leur extrême redondance, puisque la même information est répétée un certain nombre de fois par seconde et à des instants périodiques. On peut facilement concevoir une classe plus générale de signaux, disons « pseudo-périodiques », pour lesquels la même information serait répétée à des instants quelconques, mais déterminés. Bien qu'il ne rentre pas dans le cadre de cet article de traiter de tels signaux, disons cependant qu'on peut se ramener au cas des signaux strictement périodiques par un changement d'horloge, et que la plupart des dispositifs décrits plus loin pourraient leur être adaptés. D'ailleurs, c'est le caractère répétitif de l'information qu'il est essentiel

de considérer, car c'est sur lui que reposent toutes les méthodes d'extraction.

Dire qu'il y a du bruit revient à dire que chaque information est entachée d'une certaine erreur, erreur à caractère aléatoire, qu'une étude statistique portant sur un grand nombre d'informations permettra de minimiser. Plus précisément, toute méthode d'extraction tendra à réaliser la moyenne de N périodes du signal, ce qui, grosso-modo, réduira l'erreur, donc le bruit, dans le rapport $\sqrt{N}$. Cette moyenne peut être réalisée soit « point par point » (cas de l'échantillonnage monocanal), ce qui évidemment perd beaucoup d'information, soit globalement (échantillonnage multicanal, échantillonnage continu, anneau de stockage, etc.), auquel cas le signal entier est mis en mémoire à chaque période, ce qui utilise la totalité de l'information.

Ce point de vue peut paraître a priori assez différent de la notion de filtrage chère à l'électronicien, et en particulier de la théorie du filtrage adapté. Puisque le signal est périodique, la méthode d'extraction ne doit-elle pas consister à réaliser un ensemble de filtres aussi étroits que possibles, correspondant à chaque harmonique du signal ? Nous verrons qu'en fait ces deux points de vue sont absolument équivalents, et que tout dispositif réalisant une moyenne sur le signal se comporte, vis-à-vis de celui-ci, comme un ensemble de filtres harmoniques dont il est d'ailleurs possible de calculer le gain. Toutefois il est bien certain qu'il sera beaucoup plus facile de réaliser une moyenne qu'un ensemble de filtres, et que cette première méthode est bien plus souple et peut être étendue aux signaux pseudo-périodiques.

Je décrirai en premier lieu l'échantillonneur monocanal, j'en exposerai la théorie et comparerai ses performances à celles du détecteur synchrone. Puis j'examinerai les dispositifs plus évolués à traitement global du signal, et traiterai plus en détail d'un dispositif très récent, l'extracteur à phosphorescence, que j'ai réalisé et mis au point avec M. P. VEILLET.

1. Échantillonnage monocanal

1.1. PRINCIPE ET RÉALISATION D'UN ÉCHANTILLONNEUR

La tension à étudier est formée d'un bruit et d'un signal périodique, de période T , que l'on cherche à extraire. Si l'on prélève, à chaque période, la valeur de cette tension pendant la durée ε , aux instants t_0 , $t_0 + T$, $\dots$, $t_0 + nT$, on obtient une série d'impulsions ou d'échantillons, chacun représentant une mesure du signal au temps t_0 entachée d'une certaine erreur due au bruit (fig. 1). En filtrant ces impulsions par un

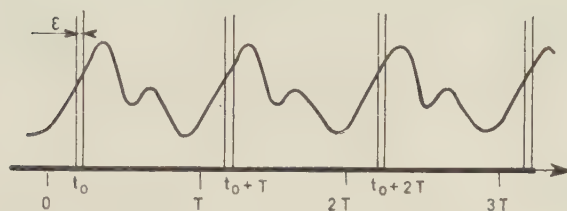


FIG. 1.

circuit RC passe-bas, on en fait la moyenne, et la tension continue obtenue est égale à la valeur du signal au temps t_0 avec une erreur bien moins importante. On recommence ensuite pour un temps t_1 voisin de t_0 et ainsi de suite jusqu'à obtention de tous les points du signal. Cette opération peut être réalisée de façon continue, la phase de l'impulsion d'échantillonnage variant proportionnellement au temps, et la tension de sortie du filtre RC est enregistrée sur un enregistreur graphique classique, où l'on obtient l'image fidèle du signal.

1.1.1. Schéma général et fonctionnement

La tension à étudier est envoyée sur un commutateur du type « porte » (fig. 2) qui ne la laisse passer que pendant le moment où lui est appliquée une impulsion délivrée par un générateur d'impulsions. Ce dernier est synchronisé par une tension sinusoïdale de même fréquence que celle du signal, et dont la phase varie lentement. A la sortie de la « porte », se trouve un filtre RC passe-bas, et la tension obtenue est enregistrée.

1.1.2. Organes essentiels

Le système de « porte » est un commutateur symétrique à diodes, analogue à celui utilisé en détection synchrone (fig. 3). Le signal est recueilli au secondaire

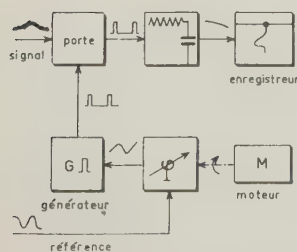


FIG. 2.

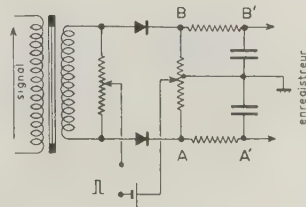


FIG. 3.

du transformateur, et les diodes, bloquées par la tension négative de la pile, ne conduisent qu'au moment où une impulsion positive est appliquée entre la masse et le point milieu du secondaire. A ce moment, la tension entre les points A et B est égale au signal. Un circuit symétrique RC donne entre A' et B' la tension de commande de l'enregistreur.

Le déphaseur utilisé ici est du type Selsyn : le champ tournant créé par le stator est capté par les enroulements du rotor et y induit une tension dont la phase est égale à l'angle du rotor avec une position origine. Il est ainsi possible d'obtenir une phase linéairement et continuellement variable en fonction du temps, entraînant le rotor à l'aide d'un moteur à vitesse constante. Cette vitesse peut varier de 1tr/mn à 30 tr/mn selon les durées d'enregistrement compatibles avec la constante de temps du circuit RC.

1.2. ÉTUDE THÉORIQUE DE L'AMÉLIORATION DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT

L'échantillonneur que je viens de décrire fait partie d'une catégorie plus générale de systèmes, que j'appellerai « Systèmes à gain périodique » (SGP) et qui seront définis plus loin. Nous avons établi avec P. VEILLET [1] la théorie générale de la transmission du bruit par ces systèmes. Cette théorie s'applique à de nombreux dispositifs (modulateurs, mélangeurs hétérodynes, détecteurs synchrones, etc.) et est basée sur l'analyse harmonique. Elle permet de calculer la relation entre le spectre de bruit à l'entrée et à la sortie d'un SGP, ce système étant seulement supposé n'introduire qu'un bruit propre négligeable, le bruit d'entrée étant supposé stationnaire et gaussien.

1.2.1. Paramètres généraux

Le SGP le plus général peut être représenté par un modulateur parfait encadré de deux filtres ; le filtre d'entrée a pour gain $A_e(\omega)$, celui de sortie, $A_s(\omega)$. Le modulateur est un système dont le gain $G(t)$ varie périodiquement avec la pulsation $\Omega = 2\pi/T$, mais reste, à chaque instant, linéaire en fréquence et en amplitude. A la sortie de A_e existe une tension composée d'un signal et d'un bruit, dont l'observation directe constitue le mode ordinaire d'étude. Le bruit $X(t)$, est transmis par le système selon le schéma suivant :

$$(A_e) \quad (G) \quad (A_s) \\ \longrightarrow X(t) \longrightarrow U(t) \longrightarrow Y(t)$$

La fonction $G(t)$ sera caractérisée par ses coefficients de FOURIER, C_n :

$$G(t) = \sum_n C_n \exp(jn\Omega t)$$

et par définition, $U(t) = G(t) \cdot X(t)$.

1.2.2. Relations générales

Soient respectivement $x^2(\omega)$ et $y^2(\omega)$ les densités spectrales et $\bar{X}^2$ et $\bar{Y}^2$ les valeurs moyennes quadratiques de $X(t)$ et $Y(t)$. Le calcul théorique donne

$$y^2(\omega) = A_s^2(\omega) \sum_n C_n^2 x^2(\omega - n\Omega) \quad (1)$$

expression dans laquelle C_n^2 et $A_s^2(\omega)$ désignent respectivement les carrés des modules de C_n et $A_s(\omega)$.

Ce résultat est valable « en moyenne », car il est clair que $U(t)$ n'est pas une fonction aléatoire stationnaire, mais que, du fait de la périodicité de $G(t)$, elle conserve « en moyenne » une certaine stationnarité. Ceci veut dire que dans $y^2(\omega)$ on néglige des termes périodiques certains, de pulsation supérieure à Ω , et qui se manifesteraient, d'ailleurs, même en l'absence de bruit. En effet, la covariance $\Gamma(t, t')$ de $U(t)$ est donnée par :

$$\Gamma(t, t') = C_x(t' - t) \sum_n \sum_p C_n C_p \exp(jn\Omega t + jp\Omega t')$$

où $C_x(t' - t)$ est la fonction d'autocorrélation de $X(t)$.

$\Gamma(t, t')$ dépend donc de $t' - t$, mais aussi de t par des termes oscillants en $C_n C_p \exp(j(n+p)\Omega t)$. Il est cependant possible de définir une fonction d'autocorrélation $C_u(t' - t)$ de $U(t)$ en opérant une moyenne sur t :

$$C_u(t' - t) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{2A} \int_{-A}^{+A} \Gamma(t, t' - t) dt$$

Dès lors, on trouve :

$$C_u(t' - t) = C_x(t' - t) \sum_n C_n^2 \exp(jn\Omega(t' - t))$$

En passant aux transformées de FOURIER, c'est-à-dire en introduisant les densités spectrales, on obtient finalement la relation (1).

Lorsque le bruit est un bruit blanc filtré par le filtre d'entrée A_e , comme cela est souvent le cas en pratique, la puissance de bruit à la sortie est donnée par :

$$\bar{Y}^2 = \bar{X}^2 K_e \sum_n C_n^2 (A_e * A_s)_{n\Omega} \quad (2)$$

Le signe $*$ désigne un produit de convolution, et K_e est une constante donnée par

$$1/K_e = \int_{-\infty}^{+\infty} A_e^2(\omega) d\omega$$

L'interprétation de (2) est la suivante : chaque harmonique de rang n de $G(t)$ produit, par battement avec les fréquences du bruit, une tension dont la moyenne quadratique est proportionnelle à C_n^2 . Le produit de convolution représente le résultat du filtrage de cette tension par A_s . Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur cette interprétation.

1.2.3. Cas de l'échantillonneur

L'échantillonneur est un SGP dont le gain vaut 1 pendant la durée ε et 0 pendant le reste de la période. Ce qui revient bien à prélever la valeur du signal tous les instants multiples de la période. On a alors :

$$C_n = \frac{1}{n\pi} \sin(n\Omega\varepsilon/2)$$

Les filtres A_e et A_s sont des cellules RC passe-bas de constantes de temps T_e et T_s , et nous supposons le bruit blanc à l'entrée de A_e .

L'application de la relation (2) conduit au résultat suivant :

$$\bar{Y}^2 = B \bar{X}^2 (z - \text{sh } z + 2 \coth \pi N \text{ sh}^2 z/2) \quad (3)$$

où :

$$N = \frac{T}{2\pi} \left(\frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_s} \right) ; \quad B = \frac{T_s T_e^2}{T (T_e + T_s)^2} \quad \text{et} \quad z = \varepsilon/T_e$$

Cette formule est applicable à de nombreux systèmes d'échantillonnage et en particulier aux échantillonneurs d'oscilloscopes cathodiques. Mais dans le cas qui nous occupe, on a par construction :

$$T_e \ll T \ll T_s$$

et la relation (3) se simplifie et devient :

$$\bar{Y}^2 = \bar{X}^2 \frac{T_e^2}{T_s T} (z - 1 + e^{-z}) \quad (4)$$

Enfin, si nous remarquons qu'en pratique, les amplificateurs sont destinés aux tensions alternatives et ne laissent pas passer le continu, nous devons en tenir compte en plaçant en série avec A_e un filtre passe-haut représentant les liaisons capacitives des amplificateurs. On obtient alors une expression légèrement différente de (4) qui est :

$$\bar{Y}^2 = \bar{X}^2 \frac{T_e^2}{T_s T} (z - 1 + e^{-z} - \frac{T_e}{T} z^2) \quad (5)$$

1.2.4. Facteur d'extraction

Supposons qu'à la sortie de A_e existe un signal périodique S_x , de pulsation Ω_s très voisine de Ω . (Naturellement cela revient au même de dire que ces deux pulsations sont égales, mais que la phase des impulsions d'échantillonnage varie lentement et proportionnellement au temps, comme c'est le cas pour l'échantillonneur décrit plus haut). Posons :

$$S_x = \sum_k S_k \exp(jk\Omega_s t)$$

Après $G(t)$, on obtient un signal S_u donné par :

$$S_u = \sum_n \sum_k C_n S_k \exp [j (n\Omega + k\Omega_s) t]$$

Puisque le filtre A_s ne laisse passer que les fréquences petites vis-à-vis de celles du signal ($T \ll T_s$), seuls les termes tels que $n + k = 0$ seront transmis, et le signal de sortie S_y sera de la forme :

$$S_y = \sum_k C_k S_k \exp j k (\Omega - \Omega_s) t \quad (6)$$

Si les C_k sont indépendants de k pour les valeurs de k telles que les S_k correspondants soient différents de zéro, alors S_y reproduit exactement S_x , mais à une fréquence bien plus faible. Nous définirons le « facteur d'extraction » relatif à ce type de signaux par la quantité :

$$E = \frac{S_y^2 / \overline{Y^2}}{S_x^2 / \overline{X^2}} \quad (7)$$

Ce facteur d'extraction est donc une mesure de l'amélioration du rapport signal/bruit donné par le système. Avec la restriction faite plus haut sur les C_k , il est clair que la valeur de E ne dépendra pas des S_k , et nous pouvons donc la calculer en prenant pour S_x une fonction sinusoïdale pure. Il vient alors :

$$E = \frac{T_s T}{\pi^2 T_e^2} \times \frac{\sin^2 (\pi z T_e / T)}{z - 1 + e^{-z} - (T_e / T) z^2} \quad (8)$$

Cette fonction de z est toujours croissante, mais reste très grande devant 1. Notons cependant que la quantité d'information augmente avec le nombre des S_k qu'il est possible de transmettre. Si l'on désire beaucoup d'information il faut que z soit assez petit, car les C_k sont pratiquement indépendants de k tant que :

$$z \ll T / \pi k T_e$$

A la limite, pour z tendant vers zéro, on trouve :

$$E = 2 T_s / T \quad (9)$$

Donc, pour une transmission maximale d'information, l'échantillonneur améliore le rapport signal sur bruit dans le rapport $(2 T_s / T)^{1/2}$.

1.2.5. Autre expression du facteur d'extraction. Cas pseudo-périodique

Je me placerai ici dans le cas de l'échantillonnage parfait ($\varepsilon = 0$). $G(t)$ sera représenté par des impulsions de DIRAC, réparties cette fois-ci à des instants quelconques, mais déterminés. Appelons $R(t)$ la réponse percussionnelle du filtre A_s . Examinons la valeur de Y au temps t . Soient t_0 l'instant où s'est produite la dernière impulsion, t_1 l'avant-dernière, $t_2 \dots t_n \dots$ les précédentes. On a :

$$Y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} X(t_n) R(t - t_n)$$

D'autre part, supposons que, quel que soit n , $t_n - t_{n+1}$ soit grand devant le temps de corrélation du bruit, de sorte que les variables aléatoires $X(t_n)$ soient indépendantes. Nous calculons alors l'espérance mathématique de $Y^2(t)$, c'est-à-dire la valeur moyenne quadratique de $Y(t)$. On a :

$$\begin{aligned} E[Y^2(t)] &= \overline{Y^2} \\ &= E[\sum_n \sum_p X(t_n) X(t_p) R(t - t_n) R(t - t_p)] \end{aligned}$$

En vertu de l'indépendance des variables X , on a :

$$E[X(t_n) X(t_p)] = \begin{cases} 0 & \text{si } n \neq p \\ \overline{X^2} & \text{si } n = p \end{cases}$$

On en déduit :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2} \sum_n R^2(t - t_n)$$

Par ailleurs, si la même information est répétée à chaque t_n , c'est-à-dire si le signal $S_x(t_n) = S_x$, valeur constante quel que soit n , alors :

$$S_y = S_x \sum_n R(t - t_n)$$

En utilisant la définition du facteur d'extraction donnée par (7), il vient

$$E = \frac{\sum_n R(t - t_n)^2}{\sum_n R^2(t - t_n)} \quad ; \quad (10)$$

Remarquons sur cette expression très générale, que E est certainement supérieur à 1 si $R(t)$ est positif, quel que soit t , à condition, bien entendu, que les séries en R et R^2 soient convergentes, ce qui impose $R(t)$ suffisamment décroissant avec t , c'est-à-dire que le filtre A_s doit être un filtre passe-bas.

Revenons maintenant au cas strictement périodique

$t_n = t_0 - nT$; il vient, puisque $R(t) = \frac{1}{T_s} \exp(-t/T_s)$:

$$E = \frac{1 - \exp(-2T/T_s)}{(1 - \exp(-T/T_s))^2}$$

Soit $E = 2 T_s / T$ puisque $T \ll T_s$.

Nous retrouvons bien la valeur de E obtenue précédemment en (9).

1.2.6. Equivalence « moyenne » - « filtrage »

Nous avons vu que la densité spectrale $y^2(\omega)$ du bruit de sortie était donnée par la relation (1) soit :

$$y^2(\omega) = A_s^2(\omega) \sum_n C_n^2 x^2(\omega - n\Omega)$$

Dans le cas d'un échantillonneur conçu pour extraire le signal, le filtre A_s est un passe-bas très étroit. Il en résulte que la contribution d'un terme tel que

$x^2(\omega - n\Omega)$ ne sera notable que pour ω voisin de zéro. Tout se passe donc comme si on avait placé un ensemble de filtres, de fréquences centrales $n\Omega$, obtenus à partir de A_s par translation et pondération par le coefficient C_n^2 , en transposant les fréquences voisines de $n\Omega$ pour les ramener au voisinage de zéro (fig. 4). Cette transposition apparaissait d'ailleurs dans l'expression (6) où l'on peut remarquer que toutes les fréquences du signal sont divisées par $\Omega_s/(\Omega - \Omega_s)$. Sur la figure 4, on a représenté également le spectre du signal et sa transposition.

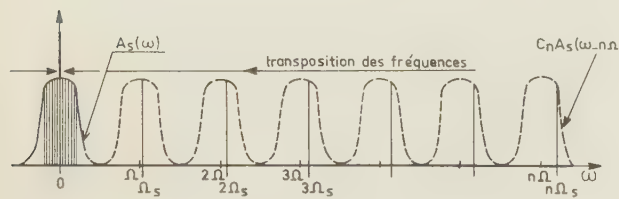


FIG. 4.

Il apparaît donc nettement que l'échantillonneur, qui a priori réalise une opération « moyenne », peut aussi s'interpréter comme un « filtrage harmonique », avec la particularité supplémentaire de la transposition des fréquences. Sur la figure 5 est donné le schéma équivalent de l'échantillonneur en « termes » de filtres. On voit qu'il s'apparente aussi à un corrélateur avec copies du signal.

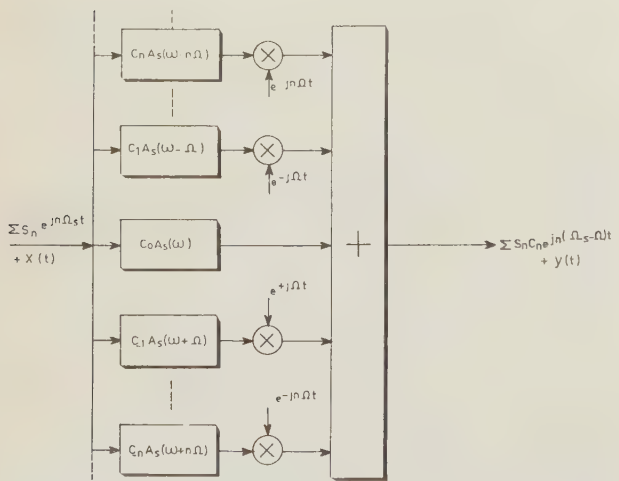


FIG. 5.

1.3. ETUDE EXPÉRIMENTALE DE L'AMÉLIORATION DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT

Afin de vérifier la théorie exposée plus haut, nous avons étudié avec P. VEILLET et TRAN VAN HIEP [2], la transmission du bruit par l'échantillonneur. Nous appliquions à l'entrée un bruit blanc filtré, et étudions la puissance de bruit à la sortie en fonction de la largeur ϵ des impulsions.

Pour obtenir un spectre de bruit bien défini, nous avons utilisé une diode de bruit suivie d'un filtre RC passe-bas (A_e dans la théorie). La puissance de bruit à l'entrée de l'échantillonneur ($\overline{X}^2$) était mesurée par un thermocouple.

Par construction, le bruit de sortie a un faible niveau et un spectre limité à 1/10 Hz (la constante de temps du filtre de sortie étant de 2 s), ce qui permettait de l'enregistrer. Pour mesurer sa valeur quadratique moyenne, deux potentiomètres étaient couplés à l'enregistreur (fig. 6). Le déplacement des curseurs étant proportionnel à la tension de sortie Y , on obtenait le carré de cette tension à la sortie du système de potentiomètres. Un amplificateur continu, monté en intégrateur, donnait le carré moyen $\overline{Y}^2$, mesuré au millivoltmètre.

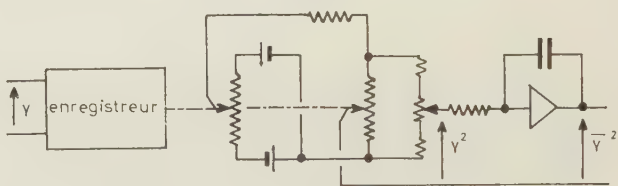


FIG. 6.

1.3.1. Résultats

On a porté sur les figures 7 et 8 les courbes théoriques donnant $\overline{Y}^2$ en fonction de la largeur ϵ des impulsions, calculées à partir de la formule (5) de la théorie, dans laquelle :

$T_e = 17,7 \mu s ; T = 18 ms ; T_s = 2 s$

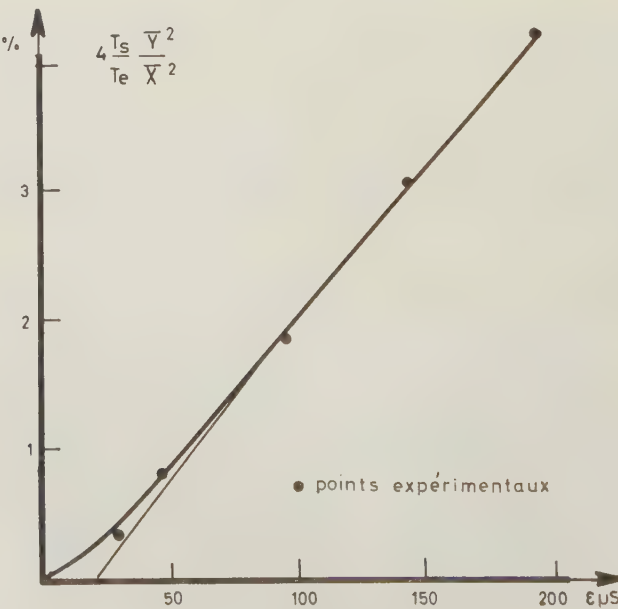


FIG. 7.

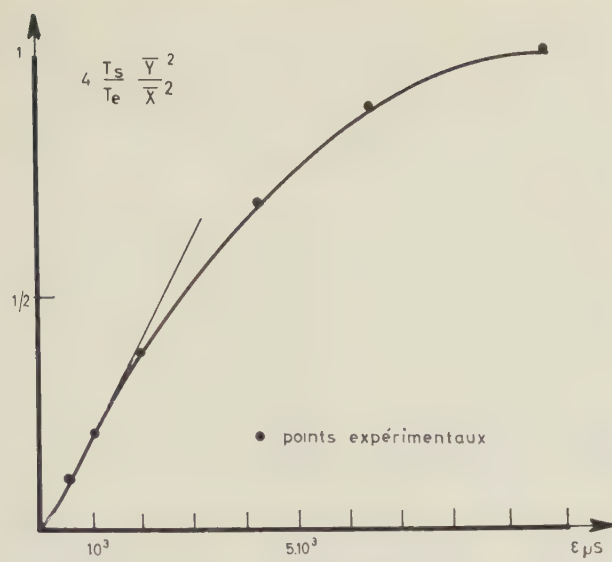


FIG. 8.

Sur la figure 9 est tracé le facteur d'extraction exprimé en décibels, soit :

$$E_{dB} = 10 \log E$$

Les points expérimentaux portés sur ces trois figures montrent le très bon accord avec la théorie.

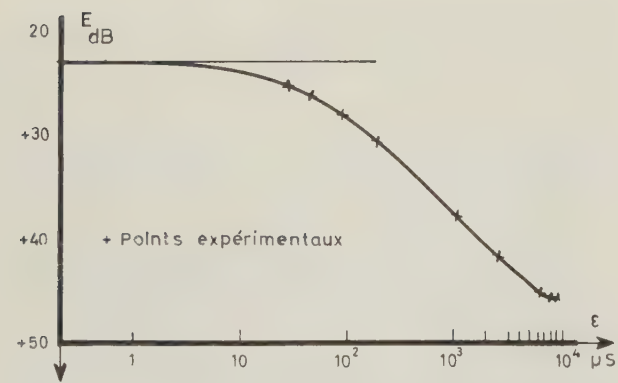


FIG. 9.

1.3.2. Etude d'un signal de résonance

Nous donnons, figure 10, le résultat obtenu par échantillonnage d'un faible signal de résonance nucléaire. Il s'agit de la résonance du cobalt à l'état ferromagnétique, observée pour une très faible puissance du champ RF. L'observation directe à l'oscilloscope

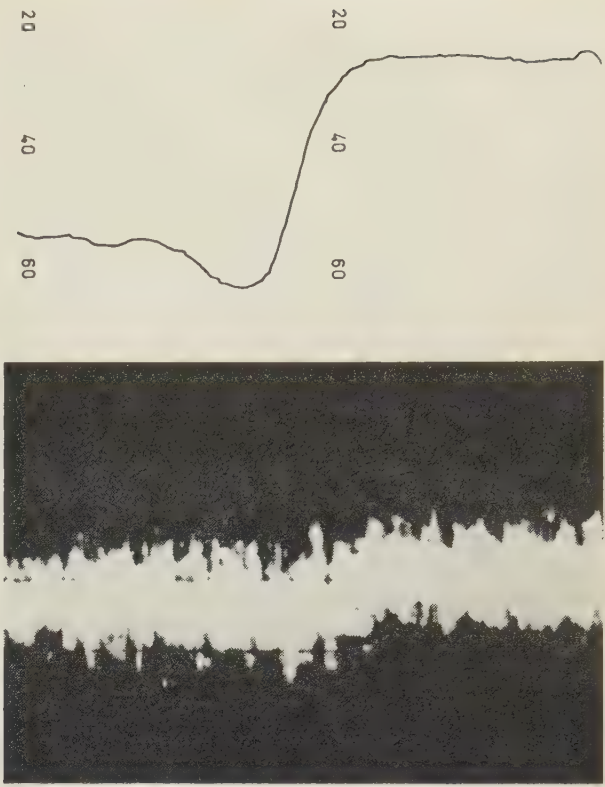


FIG. 10.

n'est pas possible, mais on obtient, après échantillonnage, un signal très utilisable, avec un rapport signal/bruit voisin de 20.

1.4. COMPARAISON AVEC LE SYSTÈME « LOCKING »

Lorsque le signal à détecter est sinusoïdal pur, et que l'on ne s'intéresse qu'à ses variations de phase et d'amplitude, on utilise, et on a utilisé depuis très longtemps, un cas particulier de l'échantillonneur : c'est le détecteur synchrone. Dans ce cas, la phase des impulsions est fixe, et leur largeur est égale à la demi-période. Ceci ne change rien au calcul du facteur d'extraction, il suffit de faire $\epsilon = T/2$ dans les formules. Ce dispositif est bien connu en résonance nucléaire où l'on détecte de cette manière le champ radio-fréquence, et il est visible sur la courbe 9 que ce procédé est supérieur à l'échantillonnage. Mais il n'est pas toujours possible de l'employer (par exemple si l'on veut balayer la raie en fréquence, ou si la fréquence du champ RF est trop élevée). On a recours alors à une méthode différente, que je désignerai ici par « locking » pour ne pas la confondre, car elle utilise aussi un détecteur synchrone, mais d'une façon différente. Elle consiste à faire varier sinusoïdalement la fréquence du champ RF (ou le champ directeur), autour d'une valeur donnée, de manière à ne balayer qu'une faible portion de la raie de résonance. Après détection quadratique de la tension RF, on obtient un signal périodique, que l'on filtre généralement par un circuit sélectif, ce qui donne une tension quasi sinusoïdale dont l'amplitude est sensiblement proportionnelle à

l'amplitude du balayage et à la dérivée de la raie de résonance. C'est cette tension qui est détectée de façon synchrone, la tension continue obtenue est enregistrée en fonction de la fréquence centrale du balayage que l'on fait varier lentement.

Nous allons comparer ce procédé à l'échantillonnage, car il est fréquemment employé. Pour effectuer cette comparaison, il faut supposer que l'on détecte, soit par une méthode, soit par l'autre, la même raie de résonance fournie par le même spectrographe. Dans les deux cas, l'appareillage est le même, mais, ou bien le balayage est large et les impulsions fines, c'est l'échantillonnage, ou bien le balayage est étroit et les impulsions carrées, c'est le locking. Dans le premier cas le signal obtenu représente la raie, dans le second, la dérivée de la raie. Si l'on veut effectuer une comparaison valable, il faut que les signaux obtenus aient même forme. Pour réaliser cette condition il faut donc intégrer le signal obtenu par locking, ainsi que le bruit qui l'accompagne. Ceci n'est d'ailleurs nullement un artifice de calcul, car c'est bien ainsi que l'on procède expérimentalement si l'on désire obtenir la forme réelle de la raie, à partir du signal obtenu par locking. Enfin, les deux méthodes introduisant des distorsions, il faut s'imposer la condition supplémentaire que ces distorsions soient les mêmes.

1.4.1. Distorsion et bande passante équivalente des deux systèmes

La largeur des impulsions d'échantillonnage et l'amplitude du balayage en locking sont des quantités finies. Il en résulte que deux points de la courbe ne pourront être distingués s'ils sont trop voisins. Ceci définit un certain « pouvoir séparateur ». On peut aussi considérer que le signal effectivement enregistré provient du signal vrai, donné par un système parfait, après passage dans un filtre qui le déformera si sa bande passante est trop faible. Nous allons préciser ce point. Appelons $s(v)$ la courbe de résonance, v désignant, par exemple, l'écart entre la fréquence étudiée et la fréquence de résonance.

A) Echantillonneur :

Pendant une période, le balayage est tel que :

$v = (L/T)t$, t varie de $-T/2$ à $+T/2$ (« dents de scie ») L désigne la largeur totale, en fréquence, du balayage.

Pour une valeur t_0 de t , v vaut v_0 . Puisque l'échantillonneur réalise la moyenne du signal pour t_0 pendant la durée ε , le signal obtenu au temps t_0 s'écrit :

$$S_e(v_0) = (1/T) \int_{t_0 - \frac{\varepsilon}{2}}^{t_0 + \frac{\varepsilon}{2}} s(Lt/T) dt$$

$$= (1/L) \int_{v_0 - \varepsilon L/2T}^{v_0 + \varepsilon L/2T} s(v) dv \quad (11)$$

L'intégrale (11) peut se développer au troisième ordre en ε , soit :

$$S_e(v_0) = (\varepsilon/T) s(v_0) \left(1 - \frac{(\varepsilon L/T)^2}{24} (s''/s) \right) \quad (12)$$

Le signal reproduit donc la forme de la raie au terme de distorsion en ε^2 près. Il existe une différence entre la courbe vraie, $s(v_0)$, et celle qui est effectivement enregistrée, $S_e(v_0)$. Or, pour enregistrer, on fait varier v_0 proportionnellement au temps : $v_0 = (L/\theta)t$, θ durée totale de l'enregistrement nécessaire pour décrire toute la raie,

Il est donc logique de chercher la relation entre les transformées de FOURIER $\sigma(\omega)$ et $\sigma_e(\omega)$ de $s(v_0)$ et $S_e(v_0)$. Ceci se calcule aisément à partir de (11), et il vient :

$$\sigma_e(\omega) = \frac{2}{\omega\theta} \sin(\varepsilon\theta\omega/2T) \sigma(\omega),$$

ce qui permet de définir un gain :

$$G_e(\omega) = (2/\theta\omega) \sin(\varepsilon\theta\omega/2T) \quad (13)$$

B) Système locking :

Soit Δv l'amplitude du balayage périodique, qui est ici petite devant L . Le signal produit est

$$s(v_0 + 1/2 \Delta v \sin \Omega t),$$

il est périodique, de période T , et sa composante fondamentale a pour amplitude :

$$(2/T) \int_0^T s(v_0 + 1/2 \Delta v \sin \Omega t) \sin \Omega t dt$$

Le locking prend la valeur moyenne de cette composante, et le signal obtenu au temps t_0 sur l'enregistreur a pour valeur :

$$S'_d(v_0) = (1/\pi)(2/T) \int_0^T s(v_0 + 1/2 \Delta v \sin \Omega t) \sin \Omega t dt \quad (14)$$

En développant la fonction s en série de TAYLOR par rapport à Δv jusqu'au troisième ordre, il vient :

$$S'_d(v_0) = (1/2\pi) \Delta v s'(v_0) \left(1 - \frac{(\Delta v)^2}{32} s'''/s' \right) \quad (15)$$

Le signal obtenu représente donc la dérivée de la raie au terme de distorsion en $(\Delta v)^2$ près. Comme précédemment, il est possible de calculer la relation entre la transformée de FOURIER de $S'_d(v_0)$, $\sigma_d(\omega)$, et celle de $s(v_0)$, au moyen de la relation (14). Il vient :

$$\sigma_d(\omega) = j(2/\pi) J_1(\Delta v \theta \omega/2L) \sigma(\omega)$$

J_1 désigne la fonction de BESSEL d'ordre 1.

Le détecteur synchrone se comporte donc, dans la méthode « locking », comme un filtre de gain :

$$G_d(\omega) = j(2/\pi) J_1(\Delta v \theta \omega/2L) \quad (16)$$

C) Comparaison des distorsions :

Nous devons comparer le signal $S_e(v_0)$ enregistré par échantillonnage, au signal $S_d(v_0)$ obtenu en intégrant le signal enregistré par locking. Cela revient à comparer les gains des filtres équivalents

$$G_e(\omega) \text{ et } G_d(\omega) / j\omega$$

Les courbes représentatives de ces deux fonctions sont assez semblables : pour ω petit, le gain reste pratiquement constant ; il décroît ensuite et passe par zéro. Vient ensuite une partie oscillante dont les maximums sont décroissants. La première partie de la courbe permet de définir une bande passante, puis que le signal ne sera pas déformé si tous ses harmoniques se trouvent dans une région de gain constant. S'il n'en est pas ainsi, on peut dire en première approximation que les distorsions introduites seront les mêmes si les deux filtres ont même bande passante, c'est-à-dire si le début des courbes est semblable. Pour écrire cette condition, on développe en série les fonctions G_e et G_d jusqu'au troisième ordre par rapport à ε et Δv et il vient :

$$G_e(\omega) \sim (\varepsilon/T) \left(1 - \frac{\theta^2 \varepsilon^2}{24T^2} \omega^2 \right)$$

$$\frac{1}{j\omega} G_d(\omega) \sim (\theta \Delta v/L) \left(1 - \frac{\theta^2 (\Delta v)^2}{32L^2} \omega^2 \right)$$

En égalant les termes en ω^2 de ces deux expressions, nous obtenons la condition d'égalité des distorsions, soit :

$$\Delta v/L = (2/\sqrt{3}) (\varepsilon/T) \quad (17)$$

Nous aurions pu évaluer cette condition à l'aide des développements (12) et (15), en intégrant ce dernier par rapport à v_0 et égalant les termes de distorsion. On trouve immédiatement la condition (17). Néanmoins la méthode des filtres équivalents est intéressante car elle donne une idée plus précise des phénomènes. Mais il est très important de préciser que cette équivalence n'est vraie que pour le signal, et que le bruit n'est pas transmis par ces deux systèmes comme s'ils se comportaient comme des filtres de gain G_e et G_d . Nous avons d'ailleurs montré que l'échantillonneur se comportait comme un « filtre harmonique » dont les « pics » sont proportionnels aux C_n^2 . $G_e(\omega)$ exprime simplement le fait que les harmoniques du signal sont transmis proportionnellement à C_n . On a effectivement :

$$G_e(2k\pi/\theta) = C_k$$

1.4.2. Facteurs d'extraction des deux systèmes

Nous avons calculé au § 1.2 le facteur d'extraction de l'échantillonneur. Comme nous nous plaçons dans le cas de distorsions faibles, on a sensiblement :

$$E_e = \frac{T_s^*}{T} \times \frac{z^2}{z-1+e^{-z}-(T_e/T)z^2} \quad (z = \varepsilon/T_e) \quad (18)$$

Comme il était dit au début de ce paragraphe, une comparaison des rapports signal/bruit n'a vraiment de sens que si les signaux obtenus ont même forme. Il nous faut donc intégrer le signal et le bruit obtenus à l'enregistrement par locking, ce qui nous donnera un signal S_d et un bruit Y_d dont il faut calculer la puissance moyenne $\overline{Y_d^2}$. Pour effectuer cette intégration, nous plaçons à la sortie du locking un filtre RC de constante de temps θ_i grande devant θ . Dans le cas de distorsions faibles, on obtient :

$$S_d(v_0) \sim (1/2\pi) (\theta/\theta_i) (\Delta v/L) s(v_0)$$

Par ailleurs la valeur quadratique moyenne du bruit à la sortie du locking est donnée par (5) dans laquelle on fait $\varepsilon = T/2$. Pour obtenir $\overline{Y_d^2}$ à la sortie du filtre intégrateur, il suffit de multiplier par T_s/θ_i et il vient :

$$\overline{Y_d^2} = (T_e/4\theta_i) \overline{X^2}$$

On en déduit le facteur d'extraction :

$$E_d = \frac{\theta^2}{\theta_i T_e} (\Delta v/L)^2 / \pi^2 \quad (19)$$

Nous appellerons R , le rapport, exprimé en décibels, du facteur d'extraction obtenu par échantillonnage, au facteur d'extraction obtenu par locking suivi d'intégration, sous les conditions suivantes :

- le signal est fourni par le même spectrographe,
- la durée totale de l'enregistrement θ et la constante de temps T_s du filtre de sortie A_s sont les mêmes pour les deux systèmes,
- les distorsions introduites sont les mêmes.

Compte tenu de (17), (18) et (19) donnent :

$$R = 10 \log \left(\frac{3\pi^2 \theta_i T_s T}{4\theta^2 \varepsilon} \right) \left(\frac{z}{z-1+e^{-z}-(T_e/T)z^2} \right) \quad (20)$$

Pour réaliser une intégration correcte, il faut que θ_i soit assez grande, telle que $\theta_i \omega = 10$, par exemple, pour le terme fondamental de S'_d , soit pour $\omega = 2\pi/\theta$, ce qui donne :

$$\theta/\theta_i = \pi/5 \quad (21)$$

D'autre part, en se reportant à la relation (13), on trouve que la bande passante équivalente, à 3 dB, de l'échantillonneur, qui est la même que celle du locking à cause de (17), est donnée par :

$$\frac{\theta^2 \varepsilon^2 \omega^2}{24T^2} = 1 - \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Le nombre d'harmoniques N , transmis à 3 dB par le système est donc :

$$N = 0,42 (T/\varepsilon) \quad (22)$$

Par ailleurs le filtre de sortie, de constante de temps T_s , laisse passer un nombre d'harmoniques valant $\theta/2\pi T_s$. Il n'est donc pas utile que ce nombre soit supérieur à N et nous prendrons en conséquence :

$$\theta/T_s = 0,42 (2\pi T/\varepsilon) \quad (23)$$

Compte tenu des relations (21) et (23), le rapport R s'écrit :

$$R = 6,5 \text{ dB} + 10 \log \frac{z}{z-1+e^{-z}-0,42z/N} \quad (24)$$

où $z = \varepsilon/T_e$

Les courbes de la figure 11 représentent les variations de R en fonction de $2\varepsilon/T$, pour diverses valeurs de T_e/T . La fidélité de reproduction est définie par le nombre d'harmoniques N également porté en abscisse.

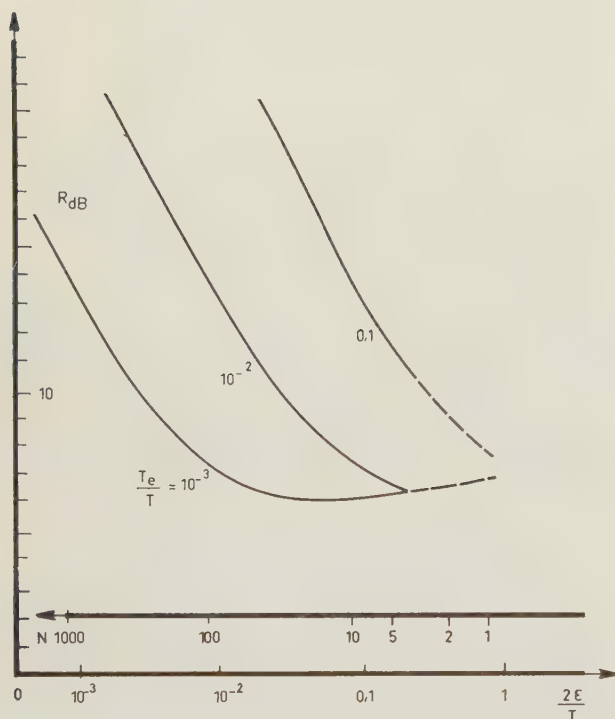


FIG. 11.

1.4.3. Interprétation des résultats

Les courbes représentatives du facteur d'amélioration relatif R dépendent essentiellement de T_e , et plus généralement du spectre de bruit à l'entrée.

— Dans le cas où le bruit est blanc ($T_e = 0$), R est constant, et sous les conditions définies précédemment, l'échantillonnage présente un avantage de 6 dB sur la méthode locking. Ce résultat peut sembler surprenant au premier abord. En réalité, il provient du fait que la méthode locking que j'ai décrite est mal faite, bien que ce soit effectivement cette méthode qui est généralement employée. En effet, si pour des raisons

technologiques, il est plus facile de « découper » une tension par tout ou rien, ce type de gain périodique ne constitue pas la meilleure méthode d'extraction dans le cas d'un signal sinusoïdal. Considérons la relation (2) :

$$\overline{Y^2} = \overline{X^2} K_e \sum_n C_n^2 (A_e^2 * A_s^2)_{n\Omega}$$

Si l'on veut détecter une sinusoïde, il suffit que seul C_1 existe (et C_{-1}). Or dans le cas d'un découpage par signaux carrés, les C_n ne sont pas nuls pour $n \neq 1$, ce qui se traduit par un apport supplémentaire de bruit. La méthode de locking idéale consisterait donc à utiliser un système dont le gain périodique est sinusoïdal. Si on calcule les facteurs d'extraction relatifs à la méthode courante et la méthode idéale, on trouve :

$$E_d = \frac{2}{\pi^2} (T_s/T_e) \quad \text{contre} \quad E_{\text{idéal}} = 1/2 (T_s/T_e)$$

Soit une différence de 4 dB entre les deux. Dès lors l'avantage de l'échantillonnage se réduit à 2 dB, ce qui n'est pas très significatif.

— Lorsque le bruit est un bruit blanc filtré par un passe-bas de fréquence de coupure $F_e = 1/2\pi T_e$, R augmente de 10 dB par décade pour ε inférieur à $2,6 T_e$. Dans ce cas, il est avantageux d'échantillonner si l'on s'intéresse aux harmoniques du signal de fréquence supérieure à F_e . Les résultats sont du même ordre si l'on suppose simplement que le bruit décroît à partir d'une certaine fréquence F_e , par exemple par effet FLICKER.

— Dans tous les cas, l'échantillonneur présente deux avantages pratiques :

d'une part sa réalisation est très simple et ne saurait se comparer à celle d'un système à gain sinusoïdal,

d'autre part ce dispositif permet, lorsque le signal est directement discernable, l'observation de ce signal sur l'oscilloscope et son enregistrement simultané avec repérage sur l'oscilloscope du point échantillonné (il suffit pour cela d'observer la tension au secondaire du transformateur de la figure 3).

Disons enfin que l'absence de tout circuit sélectif rend le dispositif insensible aux dérives de fréquence, et le rend apte à l'extraction de signaux « pseudo-périodiques » par une synchronisation adéquate des impulsions.

1.5. PERFORMANCES LIMITES

Nous avons montré que l'échantillonnage permet d'améliorer le rapport signal/bruit dans un rapport qu'il est possible de prévoir exactement. La valeur des éléments de l'échantillonneur peut donc être déterminée en fonction du problème à résoudre.

Le nombre N d'harmoniques que l'on désire détecter limite la largeur ε des impulsions à :

$$\varepsilon \leq 0,42 T/N$$

Le temps de corrélation θ_c du signal limite la durée θ d'enregistrement.

$$\theta \leq \theta_c$$

D'autre part, cette durée θ limite la valeur de la constante de temps T_s . Pour passer N harmoniques, il faut prendre :

$$T_s \leq \theta/2\pi N$$

Comme le facteur d'extraction est proportionnel à T_s , on a intérêt à donner à T_s la plus grande valeur possible, soit $\theta_c/2\pi N$.

Dans le cas assez fréquent où le spectre du bruit et celui du signal sont limités par le même filtre d'entrée, la valeur de N est alors $T/2\pi T_c$.

Alors le facteur d'extraction maximal qu'il est possible d'obtenir est sensiblement donné par :

$$E_{\max} = 1/2 \theta_c/NT$$

Or θ_c/T représente le nombre N_r de fois où l'information a été répétée. Par ailleurs chaque harmonique constitue deux informations (amplitude et phase). $2N$ représente donc le nombre N_i d'informations distinctes contenues dans le signal. Le facteur d'extraction maximal s'écrit par conséquent :

$$E_{\max} = N_r/N_i \quad (25)$$

2. Échantillonnage multicanal

Malgré ses performances, l'échantillonneur monocanal est loin d'être le système idéal puisque, à chaque période, un seul point du signal est étudié. Si le signal comporte N harmoniques, cela signifie qu'une seule information sur $2N$ est transmise à chaque période, et que le reste est totalement perdu. Par conséquent, si l'on veut éviter cette perte d'information, il devient nécessaire d'échantillonner simultanément tous les points du signal. Pour cela, on associe à chaque point du signal un échantillonneur, dont la phase est fixe, et qui donnera une tension continue égale à la valeur du signal au point considéré. Il suffit ensuite de lire successivement les tensions obtenues sur chaque « canal » pour reconstituer le signal.

2.1. RELATIONS THÉORIQUES

Soit N_c le nombre de canaux. L'intervalle de temps séparant l'impulsion relative au canal n , de l'impulsion relative au canal $n + 1$ est :

$$\Delta t = T/N_c$$

Naturellement la largeur ε des impulsions sera au maximum de Δt . Par ailleurs, il n'est pas utile que N_c soit supérieur à $2N$, on prendra donc :

$$\varepsilon = T/2N$$

Le facteur d'extraction que nous avons calculé au chapitre précédent est donné par la même formule, puisqu'il s'applique à chaque canal. Il semblerait donc que le procédé n'est pas plus avantageux. En fait, c'est en évaluant les performances limites de l'échantillonneur multicanal, que nous mettrons en évidence la très grande supériorité de ce système. Dans ce cas en effet, ce qui limite la valeur de T_s , ce n'est plus $\theta_c/2\pi N$, mais simplement $\theta_c/2\pi$. Alors le calcul du facteur d'extraction maximal donne sensiblement :

$$E_{\max} = \theta_c/T$$

soit :

$$E_{\max} = N_r \quad (26)$$

Donc, pour un temps de corrélation du signal donné, ou, ce qui revient au même, pour un temps d'observation déterminé, le facteur d'extraction de l'échantillonneur multicanal est $2N$ fois supérieur à celui de l'échantillonneur monocanal.

Si, par contre, on se donne a priori une certaine valeur du facteur d'extraction, on voit que l'échantillonneur multicanal permettra de n'observer le signal que pendant une durée $2N$ fois moins grande qu'avec l'échantillonneur monocanal.

Naturellement ce résultat s'applique à tous les systèmes d'extraction où le signal est globalement mis en mémoire à chaque période et moyenné. La relation (26) n'exprime d'ailleurs pas autre chose que la loi bien connue de la moyenne.

2.2. RÉALISATIONS PRATIQUES

Pour réaliser un échantillonneur multicanal, on peut tout d'abord penser à réaliser N_c échantillonneurs monocanaux identiques, possédant une entrée commune, attaqués par des impulsions de largeur T/N_c convenablement distribuées. Par exemple, on peut imaginer que le canal numéro 1 soit commandé par des impulsions de fréquence de récurrence égale à celle du signal, et que la fin d'une impulsion sur ce canal, déclenche une impulsion sur le canal 2 et ainsi de suite. Mais nous verrons dans le prochain paragraphe qu'il est impératif que les impulsions des divers canaux aient toutes même largeur. Cette condition serait difficile à réaliser dans un tel montage, aussi est-il préférable de fabriquer des impulsions de largeur $1/2 T/N_c$ et de fréquence de récurrence égale à N_c fois la fréquence du signal, et en synchronisme. Un système de commutation électronique permet de les distribuer successivement aux divers canaux.

Mais actuellement, les échantillonneurs multicanaux que l'on peut trouver sur le marché sont construits selon un principe un peu différent. Au lieu d'utiliser un filtre RC pour réaliser une moyenne, on opère une véritable sommation. Pour cela, on traduit par une variation de la fréquence d'une tension sinusoïdale, les variations de l'amplitude du signal d'entrée. Ensuite on effectue un comptage dans chaque canal, pendant une durée ε , et on ajoute à chaque période les résultats obtenus. Naturellement le résultat obtenu dépend de la capacité de la mémoire utilisée. Si N_m

est la capacité d'une mémoire associée à un canal, F_m la fréquence maximale de comptage, le temps de comptage total θ_m relatif à cette mémoire ne pourra pas être supérieur à :

$$\theta_m \leq \frac{TN_m}{\varepsilon F_m} \quad (27)$$

Ce procédé possède cependant certains avantages que je vais examiner plus loin, et il bénéficie de la technologie très au point des sélecteurs multicanaux.

2.3. LIMITES EXPÉRIMENTALES DE L'ÉCHANTILLONNAGE MULTICANAL

Lorsque l'on étudie plus en détail les systèmes multicanaux, on s'aperçoit qu'il se produit un phénomène nouveau dû à l'impossibilité physique de réaliser des canaux rigoureusement identiques. La dispersion des caractéristiques des canaux produit à la sortie, un signal parasite, qui n'est pas à proprement parler un bruit, mais plutôt la répétition périodique du même bruit, si par exemple la lecture des tensions de sortie des canaux est effectuée périodiquement. En effet, en l'absence de signal, ou même en présence d'un signal continu, toutes les tensions de sortie des canaux devraient être absolument identiques. Comme la condition d'identité des canaux ne peut être réalisée, il apparaît à la lecture des fluctuations dues aux différences de comportement des canaux. Je vais étudier ces fluctuations dans deux cas, et en supposant que le rapport signal/bruit à l'entrée est petit devant 1.

2.3. Intégration par filtre RC

La tension aux bornes de la capacité de sortie est égale à ε/T fois la valeur moyenne du bruit, c'est-à-dire nulle si l'on utilise comme commutateur « porte » un interrupteur mécanique. En pratique (fig. 3), on utilise une commutation électronique qui se traduit à l'entrée du filtre RC par une impulsion de largeur ε et de hauteur A . A cette impulsion vient s'ajouter linéairement le bruit et le signal. Il en résulte une tension continue aux bornes de la capacité de sortie qui vaut :

$$Z_p = (\varepsilon/T)A$$

La commutation utilisée revenant à une modulation des impulsions, pour ne pas amputer le signal ou le bruit dans les régions où il est extremal, il faut que A soit assez grand. Comme nous supposons le signal petit devant le bruit, on prendra donc au minimum :

$$A = 2\sqrt{\overline{X^2}}$$

La tension continue à la sortie sera donc :

$$Z_p = 2(\varepsilon/T)\sqrt{\overline{X^2}}$$

En fait, il faut aussi tenir compte du gain en continu G_p du système, qui est différent de 1 à cause de l'impédance du transformateur et de celle des diodes, et qui dépend donc en général du commutateur utilisé. On a donc :

$$Z_p = 2 G_p(\varepsilon/T)\sqrt{\overline{X^2}} \quad (28)$$

D'un canal à l'autre, Z_p va subir des fluctuations ΔZ_p dues aux fluctuations ΔG_p et $\Delta \varepsilon$. A la lecture, cela se traduira par une tension fluctuante parasite dont la valeur quadratique moyenne sera :

$$\overline{(\Delta Z_p)^2} = \overline{Y_p^2} = 4\overline{X^2} \left(\frac{\varepsilon^2}{T^2} \overline{(\Delta G_p)^2} + \frac{\overline{G_p^2}}{T^2} \overline{(\Delta \varepsilon)^2} \right) \quad (29)$$

Ce bruit propre s'ajoute au bruit transmis par le système parfait, ce qui diminue le facteur d'extraction. Nous avons vu que l'on peut annuler les fluctuations sur ε par un montage approprié, mais il reste toujours celles sur G_p . On conçoit donc que la mise au point d'un tel système est très délicate, car elle nécessite un équilibrage minutieux des N_c canaux, ce qui peut être long lorsque N_c est grand. De plus il n'est pas impossible que les canaux dérivent dans le temps et qu'il faille procéder assez fréquemment à un tel équilibrage.

2.3.2. Intégration par comptage

Ici le signal est transformé, dès sa naissance peut-on dire, en une tension sinusoïdale de fréquence :

$$F = F_0 (1 + m [S(t_0) + X(t_0)])$$

On voit immédiatement que la mémoire d'un canal se remplit même en l'absence de tout signal, comme dans le cas précédent. Ici, aussi il faut que le taux de modulation ne soit pas trop élevé. Si m_0 est le maximum admissible, il faut :

$$m \leq m_0/\sqrt{\overline{X^2}}$$

Mais, pour autant que le temps de comptage par période, ε , soit le même pour tous les canaux, ce qui est réalisable, nous ne retrouvons plus la difficulté précédente de non égalité des gains, en raison du processus digital utilisé. En principe, tous les canaux comptent de la même façon, et en tous cas, s'ils se trompent de temps en temps, il se trompent tous statistiquement de la même manière, ce qui jouera peu sur un grand nombre de comptages. D'où l'avantage de ce procédé.

Toutefois ses performances sont limitées, et nous allons chercher cette limite. Nous voulons détecter N harmoniques, il faut donc :

$$N_c \leq 2N$$

Pendant la durée ε il faut que l'on puisse compter au moins une alternance, il faut donc :

$$\varepsilon F_0(1 - m_0) \geq 1$$

Mais ce système est finalement équivalent à un quantificateur, puisqu'à chaque valeur du signal correspond un certain nombre entier. Il faudra donc pouvoir distinguer $2N$ niveaux différents, ce qui conduit à imposer :

$$\varepsilon F_0(1 + m_0) - \varepsilon F_0(1 - m_0) \geq 2N$$

soit
$$m_0 \geq N/F_0\varepsilon$$

Enfin, il faut prendre pour ε la plus grande valeur possible, soit :

$$\varepsilon = T/2N$$

Compte tenu du fait que la capacité N_m de la mémoire limite le nombre N_r de périodes du signal utilisables à une valeur $N_m/\varepsilon F_m$, F_m étant la fréquence maximale possible de comptage, les relations précédentes permettent d'établir que le facteur d'extraction maximal de ce système est donné par :

$$E_{\max} = N_m(1 - 2N^2/TF_m) \quad (30)$$

Alors que la relation (25) définissait la limite théorique du facteur d'extraction, cette relation (30) définit une limite instrumentale. Elle montre, en particulier, que le système ne peut fonctionner que si :

$$2N^2 < TF_m.$$

Prenons par exemple un signal dont la fréquence fondamentale est de 50 Hz. Comme F_m est de l'ordre du mégahertz pour les mémoires à tores magnétiques habituelles, nous voyons qu'à partir du centième harmonique il n'y a plus d'extraction possible. Si l'on veut que le facteur d'extraction ne varie pas de plus de 3 dB, il faudra se contenter de 55 harmoniques. Si au contraire on veut détecter un signal comportant 200 harmoniques, il faudra que sa fréquence fondamentale soit inférieure à 12 Hz.

3. Extracteur à mémoire phosphorescente

Nous venons de décrire un dispositif d'extraction essentiellement discontinu, l'échantillonneur multicanal à intégration par comptage qui opère une double quantification, et sur le temps et sur la valeur du signal. Nous allons examiner maintenant un procédé complètement continu dans lequel la mémoire est une piste phosphorescente où vient s'enregistrer et se moyenner le signal à chaque période.

3.1. PRINCIPE

Une substance phosphorescente se comporte vis-à-vis de flux lumineux variables dans le temps, reçus, puis réémis, comme un filtre passe-bas $A_s(\omega)$. Nous

avons donc pensé à utiliser cette propriété pour réaliser la moyenne pondérée d'un signal, traduit en flux lumineux. Chaque cristal phosphorescent ayant cette propriété indépendamment des voisins, une piste phosphorescente constitue un ensemble quasi continu de filtres qui sont comparables aux canaux de l'échantillonneur multicanal. La commutation est ici remplacée par le défilement continu des éléments de la piste devant une fente lumineuse dont l'éclairement est proportionnel au signal d'entrée, fente qui est l'analogie de l'impulsion dans l'échantillonneur. La lecture se fait au moyen d'un système photosensible placé derrière une seconde fente.

3.2. RÉALISATION

Nous avons réalisé avec P. VEILLET un dispositif mettant en pratique les principes précédents et dont le schéma est donné figure 12. La piste phosphorescente est dé-

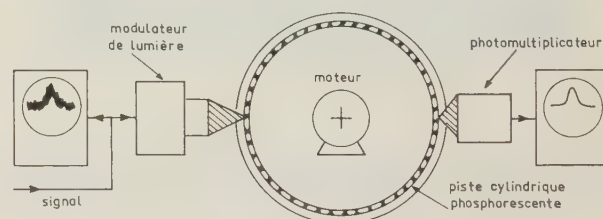


FIG. 12.

posée sur un cylindre de rayon R entraîné par un moteur synchrone tournant à la fréquence du signal $1/T = \Omega/2\pi$. Un modulateur de lumière, analogue à ceux utilisés pour l'enregistrement sonore cinématographique, donne sur la piste une fente image de largeur e , parallèle à la génératrice du cylindre, et dont l'éclairement est proportionnel au signal.

Le système de lecture est un photomultiplicateur placé derrière une fente de largeur e' disposée comme la première, et diamétralement opposée à celle-ci.

3.2.1. Caractéristiques principales

Dans l'appareil réalisé, le cylindre tourne à 50 Hz, soit 3 000 tr/mn. Le modulateur de lumière a une réponse en fréquence, constante de zéro à 10 kHz.

Les fentes sont assez fines pour conserver au système une bande passante de 10 kHz, ce qui permet de détecter 200 harmoniques du signal.

La piste est constituée par du sulfure de zinc à phosphorescence verte. La constante de temps de la phosphorescence dépend beaucoup du niveau, mais dans les conditions d'éclairement réalisées, elle était de l'ordre de 10 s. On devait donc s'attendre à un facteur d'extraction de l'ordre de $2T_s/T$, soit de 1 000, c'est-à-dire un gain en rapport signal/bruit voisin de 30.

3.2.2. Résultats obtenus

La photographie de la figure 13 montre l'amélioration obtenue sur un faible signal de résonance nucléaire dans le cobalt. Les signaux d'entrée et de sortie étaient observés sur un même oscillographe bi-courbe. On peut voir que le gain en rapport signal/bruit est bien de l'ordre de 30 comme il était prévu.

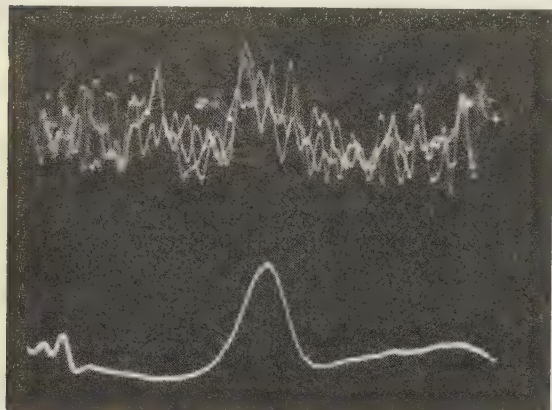


FIG. 13.

3.3. THÉORIE DE L'EXTRACTION SUR PISTE PHOSPHORESCENTE

Considérons une génératrice du cylindre repérée par sa position angulaire φ par rapport à une position origine. A chaque période, cette génératrice φ est éclairée par la fente d'entrée, puis éclaire la fente de lecture, pendant un court instant.

Le rapport du flux lumineux reçu par la génératrice au flux lumineux traversant la fente d'enregistrement, constitue un « gain périodique » au sens défini au chapitre I :

$$G(t, \varphi) = \sum_n C_n \exp(jn\Omega t + jn\varphi) \quad (31)$$

Désignons par $R(t)$ la réponse percussionnelle du filtre A_s . Le signal à l'entrée de ce filtre, c'est-à-dire le flux lumineux reçu par la génératrice, est égal par définition à $G(t, \varphi) S_x(t)$, et le signal à la sortie du filtre, c'est-à-dire le flux lumineux réémis, est donné par :

$$S_y(t, \varphi) = R(t) * [G(t, \varphi) S_x(t)] \quad (32)$$

Supposons maintenant que l'on lise la piste au moyen d'une fente infiniment fine, dont la position angulaire par rapport à la fente d'enregistrement soit φ_0 .

Le signal lu, $\hat{S}_z(t)$, sera égal à $S_y(t, \varphi)$ pris pour $\varphi = \varphi_0 - \Omega t$, et il s'écrit, compte tenu de (31) et (32) :

$$\hat{S}_z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_n C_n e^{-jn\Omega\tau} e^{jn\varphi_0} R(\tau) S_x(t-\tau) d\tau \quad (33)$$

En posant :

$t_0 = \varphi_0/\Omega$ (temps de retard entre l'enregistrement et la lecture),

on voit que (33) peut aussi s'écrire :

$$\hat{S}_z(t) = [R(t) \cdot G(t_0 - t) * S_x(t)] \quad (34)$$

Ce système se comporte donc comme un filtre linéaire, dont la réponse percussionnelle est donnée par :

$$R_z(t) = R(t) \cdot G(t_0 - t) \quad (35)$$

où

$$G(t) = \sum_n C_n \exp(jn\Omega t).$$

Dès lors il est possible d'appliquer rigoureusement la théorie des filtres, en particulier nous pouvons définir le gain $\hat{G}_z(\omega)$ comme transformée de Fourier de $R_z(t)$, et un calcul élémentaire donne :

$$\hat{G}_z(\omega) = \sum_n C_{-n} A_s(\omega - n\Omega) e^{jn\varphi_0}.$$

En fait, la fente de lecture possède une largeur finie e' , de sorte que le signal réellement lu, $S_z(t)$, est la somme étendue à la fente de toutes les contributions $\hat{S}_z$. Si l'on désigne par $G'(t)$ le rapport du flux utile reçu d'une génératrice par la fente de lecture au flux total émis par cette génératrice, on a :

$$S_z(t) = (1/T) \int_T G'(t) \hat{S}_z(t) dt.$$

Si l'on appelle $g'(\omega)$ la transformée de FOURIER de $G'(t)$, le gain $G_e(\omega)$ de l'extracteur à phosphorescence est finalement donné par :

$$G_e(\omega) = g'(\omega) \sum_n C_{-n} A_s(\omega - n\Omega) e^{jn\varphi_0} \quad (37)$$

Nous sommes donc en présence d'un filtrage harmonique, puisque $G_e(\omega)$ est obtenu, aux pondérations près introduites par $g'(\omega)$ et les C_n , en plaçant des filtres de gain $A_s(\omega)$ autour de chaque harmonique $n\Omega$. Si $A_s(\omega)$ est assez étroit, G_e ne prend de valeurs notables qu'au voisinage de $\omega = n\Omega$, et $G_e(\omega)$ peut encore s'écrire sous la forme approchée :

$$G_e(\omega) \sim \sum_n C_{-n} C'_n A_s(\omega - n\Omega) e^{jn\varphi_0}$$

dans laquelle :

$$C'_n = g'(n\Omega)$$

On a représenté, figure 14, l'allure de $G_e(\omega)$. La courbe en pointillés correspond à la décroissance des termes $C_n C'_n$. Pour des fentes égales et très proches du cylindre, on a :

$$C_n = C'_n = (1/n\pi) \sin(n\Omega e/2) \quad (38)$$

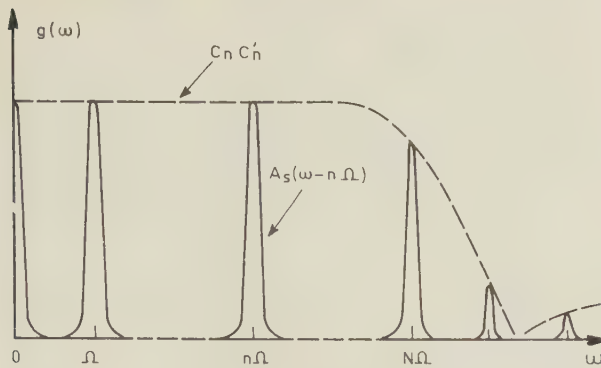


Fig. 14.

où :

$$\varepsilon = T \frac{e}{\pi D} \quad D : \text{diamètre du cylindre.}$$

Pour de telles fentes, la valeur de $G_e(\omega)$ peut être calculée exactement :

$$G_e(\omega) = 4 \frac{\sin(\omega\varepsilon/2)}{\omega T} \times \frac{\text{sh}(\varepsilon/2T_s + j\omega\varepsilon/2)}{1 + \omega T_s} \times \frac{\exp(-j\omega t_0)}{1 - \exp(-T/T_s - j\omega T)} \quad (39)$$

Si les fentes utilisées sont assez fines, on a :

$$G_e(\omega) \sim (e^2/\pi^2 D^2) \frac{T}{T_s} \times \frac{\exp(-j\omega t_0)}{1 - \exp(-T/T_s - j\omega T)} \quad (40)$$

3.3.1. Facteur d'extraction

Il est alors facile, du moins théoriquement, de calculer la densité spectrale du bruit à la sortie et sa valeur moyenne quadratique, puisque l'on connaît le gain du système. Si l'on suppose que $A_s(\omega)$ est très étroit, de sorte qu'on puisse négliger sa valeur pour $\omega \geq \Omega$, la puissance de bruit à la sortie est alors donnée en fonction de la puissance de bruit à l'entrée par une formule très analogue à celle établie au chapitre I :

$$\overline{Z^2} = \overline{X^2} K_e \sum_n C_n^2 C_n'^2 (A_e^2 * A_s^2)_{n\Omega}$$

où l'on suppose que la densité spectrale du bruit d'entrée est celle d'un bruit blanc filtré par un filtre $A_e(\omega)$. On voit qu'il apparaît un terme pondérateur $C_n'^2$ par rapport à l'expression du chapitre I, terme qui traduit simplement l'existence de la largeur finie de la fente de lecture et qui a pour effet de diminuer la bande passante du système.

Le calcul du facteur d'extraction, dans le cas général, aboutit à une formule très compliquée, mais qui tend vers celle établie au chapitre I pour une fente de lecture suffisamment fine. Enfin, dans le cas où la largeur

des deux fentes est faible devant $\pi D T_e / T$, on a également :

$$E = 2T_s/T$$

et :

$$E_{\max} = N_r$$

3.4. PERFORMANCES INSTRUMENTALES LIMITES

Nous allons retrouver, dans le cas de l'extracteur à phosphorescence, le même problème qu'en échantillonnage multicanal à intégration RC, en raison de la non-homogénéité de la piste. Si, en effet, nous éclairons la piste de façon uniforme, le nombre de cristaux phosphorescents au mm^2 étant sujet à des fluctuations d'un point à l'autre, le flux lumineux réémis ne sera pas le même en chaque point. Au passage par la fente de lecture on obtiendra donc une tension fluctuante, se répétant identiquement à elle-même à chaque tour. Les variations du flux lumineux émis par la fente d'enregistrement sont limités à une valeur A , que l'on choisit de telle sorte que :

$$A/2 \geq \sqrt{\overline{X^2}}.$$

D'autre part les fluctuations dues à la piste sont proportionnelles à l'éclairement moyen, donc à $A/2$. On définira le bruit de piste par la relation :

$$\overline{Y_p^2} = B \overline{X^2}$$

Si on appelle E_0 le facteur d'extraction maximal du système parfait, on trouve alors que le facteur d'extraction maximal réel est donné par :

$$E_{\max} = \frac{E_0}{1 + B E_0} = \frac{N_r}{1 + B N_r} \quad (34)$$

On voit par conséquent que, dès que $N_r B$ devient supérieur à 1, le facteur d'extraction limite tend vers $1/B$ et qu'il n'est donc pas besoin d'utiliser des constantes de temps de phosphorescence plus grandes qu'une certaine valeur définie par B .

C'est d'ailleurs ce qui limite les performances actuelles du dispositif que nous avons réalisé, car si l'on n'est pas gêné du point de vue de la capacité d'intégration, étant donné que les constantes de temps de phosphorescence peuvent atteindre plusieurs semaines, la réalisation d'une piste très homogène nécessite une technologie spéciale et qu'il reste à mettre au point.

Disons cependant, que le bruit de piste est en fait un signal bien déterminé, et qu'à la rigueur on pourrait l'éliminer en l'enregistrant une fois pour toutes et en retranchant cet enregistrement du signal de lecture. C'est d'ailleurs un peu de qui se passe quand on regarde « pousser » un signal sur l'oscilloscope de sortie.

4. Extracteur à ligne à retard

Nous voudrions, pour terminer, décrire un dispositif tout différent, qui, malgré ses inconvénients et ses qualités moyennes, présente l'avantage de s'appliquer à des signaux de haute fréquence et d'être extrêmement simple.

Il se compose en effet d'une ligne à retard bouclée par une chaîne de réaction de gain voisin de 1. Supposons qu'un signal attaque la ligne. Au bout du temps de retard T de la ligne, il est réinjecté à l'entrée et vient s'ajouter au signal suivant. On conçoit donc, que si T est justement égal à la période du signal, les périodes successives du signal incident se somment au fur et à mesure, et qu'à la sortie on obtienne bien une moyenne comme dans n'importe quel procédé d'extraction. Ce dispositif a été, en particulier, étudié par D.C. COOPER [3], nous voudrions seulement établir ici quelques relations mathématiques qui se rattachent aux notions précédemment dégagées.

Si β est le coefficient de réaction de la boucle, le signal de sortie $S_y(t)$ s'exprime par une somme de termes correspondant aux recyclages successifs :

$$S_y(t) = \sum_n \beta^n S_x(t - T - nT) \quad n \text{ de } 0 \text{ à } +\infty$$

En prenant la transformée de FOURIER des deux membres, on a :

$$s_y(\omega) = s_x(\omega) \sum_n \beta^n \exp(-j\omega T - jn\omega T)$$

Comme β est forcément inférieur à 1 (sans quoi le système oscillerait), le $\sum_n$ converge et définit le gain de système :

$$G_r(\omega) = \frac{\exp(-j\omega T)}{1 - \beta \exp(-j\omega T)} \quad (41)$$

Cette relation aurait pu d'ailleurs s'obtenir directement à partir de la formule classique de la contre-réaction. Nous voyons que $G_r(\omega)$ est un filtre harmonique, et que son expression est la même, à un facteur constant près, que (40) relative à l'extracteur à phosphorescence, si l'on pose :

$$\beta = \exp(-T/T_s) \quad \text{et} \quad t_0 = T \quad (\text{temps de retard de lecture})$$

Tous les calculs précédents pourront donc s'appliquer et, en particulier, la valeur du facteur d'extraction qui était de $2T_s/T$ pour un bruit blanc à l'entrée, devient ici, si β est suffisamment voisin de 1 :

$$E = 2/(1 - \beta) \quad (42)$$

Les faibles temps de retard étant faciles à réaliser, on voit tout l'intérêt de ce dispositif pour les signaux de fréquence élevée que l'on ne sait pas traiter autrement (mis à part peut-être par échantillonnage monocanal). Mais ce système possède deux inconvénients majeurs :

— en premier lieu, sa capacité d'intégration est très limitée. En effet, l'expression (42) montre que l'on a intérêt à rendre β aussi voisin de 1 que possible. Mais alors, la plus petite variation de gain dans la chaîne de réaction rend l'ensemble instable et entraîne l'accrochage. Pratiquement on est limité vers 0,95, ce qui correspond à une amélioration du rapport signal/bruit de 16 dB. D.C. COOPER a montré que l'on pouvait cependant augmenter ce rapport de 6 dB au plus, en plaçant une deuxième ligne bouclée derrière la première. Mais ce résultat reste néanmoins très au-dessous de ceux obtenus avec les dispositifs précédemment décrits,

— d'autre part, il reste une difficulté pratique non négligeable, c'est celle de la stabilité en fréquence du signal incident. Alors que dans les dispositifs précédents il y avait toujours possibilité de synchronisation, ici on a affaire à un véritable filtre qui doit être parfaitement accordé.

Disons enfin que les calculs précédents supposaient une ligne à retard parfaite et une chaîne de réaction linéaire en fréquence. Dans la réalité le signal est toujours plus ou moins déformé, ce qui peut toutefois ne pas être trop gênant si l'on ne cherche qu'à détecter la présence ou l'absence d'un signal, sans trop se poser de questions sur sa forme réelle.

5. Conclusion

Les études sur le traitement du signal se sont considérablement développées ces dernières années, au fur et à mesure qu'apparaissait, dans divers domaines, la nécessité impérieuse de détecter les faibles signaux. Elles ont abouti à la réalisation d'un appareillage spécialisé qui se répand peu à peu dans les laboratoires et qui est déjà commercialisé dans certains cas. Ainsi, un dispositif aussi complexe que l'échantillonneur multicanal, est actuellement réduit à des dimensions acceptables et construit en série par des firmes telles que VARIAN ou NUCLEAR DATA Inc.

Parmi les divers procédés d'extraction des signaux périodiques, je n'ai examiné ici que les plus significatifs, tant pour leurs performances que pour leur nouveauté. Bien entendu, il en existe beaucoup d'autres [4], tels que les systèmes à sommation sur bande magnétique, sur tube à mémoire, ou même sur plaque photographique. Mais de toutes manières, ils répondent tous aux mêmes principes généraux que je voudrais résumer pour terminer par quelques relations d'équivalence entre l'opération « moyenne » et l'opération « filtrage harmonique », relations qu'il sera possible d'appliquer à n'importe quel dispositif, et dont les paramètres caractériseront totalement le dispositif étudié.

En effet, tout système d'extraction de signaux périodiques, réalise a priori une moyenne pondérée des périodes successives, de telle sorte que le signal extrait est de la forme :

$$S_y(t) = \sum_n M_n S_x(t - nT) \quad n \text{ de } 0 \text{ à } +\infty \quad (43)$$

M_n étant le poids affecté à la $n^{\text{ème}}$ période. Dans cette expression, on n'a pas fait figurer le temps de retard

éventuel qui peut exister entre l'entrée et la sortie, il suffit de décaler S_y dans le temps si l'on veut en tenir compte. Tout système sera donc défini par les coefficients M_n , mais on peut aussi le caractériser par son filtre équivalent. Prenons en effet la transformée de FOURIER des deux membres de (43). On obtient une relation linéaire entre les transformées de S_x et S_y , qui permet de définir le gain équivalent du système :

$$G_h(\omega) = \sum_n M_n \exp(-jn\omega T) \quad n \text{ de } -\infty \text{ à } +\infty \quad (44)$$

En posant $M_n = 0$ si n est négatif, nous voyons donc que ce gain est donné par une série de FOURIER en ω dont les coefficients sont les M_n . $G_h(\omega)$ est donc une fonction périodique de ω et de période $\Omega = 2\pi/T$. C'est donc bien un filtre harmonique, puisque le même filtrage est réalisé autour de chaque harmonique $n\Omega$ du signal. Pour avoir une vue plus claire de ce phénomène, posons :

$$A_s(\omega) = (1/T) \int_{-\infty}^{+\infty} M(t/T) \exp(-j\omega t) dt$$

$M(t/T)$ est obtenu de la manière suivante : M_n est une fonction $M(n)$; dans l'expression de cette fonction de n , on remplace n par t/T . Dans ces conditions, en appliquant à (43) la formule sommatoire de POISSON, il vient :

$$G_h(\omega) = \sum_n A_s(\omega - n\Omega) \quad (45)$$

G_h peut donc être obtenu en plaçant en parallèle un ensemble de filtres de même forme, chacun étant centré sur un harmonique de Ω . Le système peut donc être également défini par un filtre étroit unique, $A_s(\omega)$.

Les relations très générales qui viennent d'être obtenues, s'appliquent immédiatement à n'importe quel dispositif. Dans le cas d'une intégration parfaite, $M_n = 1$ pour tout n positif, et

$$G_h(\omega) = \sum_n \delta\omega - n\Omega$$

ce qui constitue un filtrage parfait du signal.

Lorsque la sommation n'est réalisée que sur N_r périodes, cas pratique de l'échantillonnage multicanal à mémoire digitale :

$$G_h(\omega) = \frac{1 - \exp[-j\omega(N_r+1)T]}{1 - \exp(-j\omega T)}$$

Dans le cas où l'intégration est réalisée par un filtre RC ou l'équivalent (extracteur à phospho-

rescence), $A_s(\omega)$ n'est autre que le gain du filtre intégrateur, et $(1/T) M(t/T)$ est la réponse percutielle de ce filtre.

Enfin, pour la ligne à retard bouclée, $M_n = \beta^n$.

Dans tous les cas, si N_m est le nombre maximal de périodes moyennées par le système (qui n'est pas nécessairement nul), le facteur d'extraction maximal est donné, pour un bruit d'entrée blanc, par :

$$E_{\max} = \frac{(\sum_k M_k)^2}{\sum_k M_k^2} \quad k \text{ de } 0 \text{ à } N_m \quad (46)$$

Naturellement, le temps de corrélation du signal limitant à N_r le nombre de périodes du signal utilisables, et le facteur d'extraction du système idéal étant précisément N_r , le problème pratique sera de réaliser un dispositif dont le facteur d'extraction se rapproche le plus de N_r . En général, ce seront surtout les imperfections inhérentes au procédé envisagé qui limiteront ses performances, et tel système pourra à une époque donnée, être meilleur que tel autre, uniquement en raison de l'avancement relatif des technologies mises en jeu dans l'un et l'autre cas. Actuellement les mémoires digitales ont l'avantage d'être très au point, et l'utilisation des couches minces ferromagnétiques permettra de diminuer notablement leur temps d'accès. Mais il n'est pas exclu que des progrès importants soient réalisés dans le domaine des mémoires analogiques, ce qui accroîtra l'éventail des systèmes d'extraction.

Les systèmes que nous avons décrits forment une classe que l'on peut qualifier de « linéaire » en ce sens que le signal extrait est identique au signal incident. Je voudrais mentionner pour terminer l'existence d'une autre classe de dispositifs qui ne fournissent qu'une « image » du signal. C'est par exemple le cas des corrélateurs. Il y aurait aussi beaucoup à dire sur ces procédés, mais « ceci est une autre histoire ».

BIBLIOGRAPHIE

- [1] AUBRUN J.-N. & VEILLET P. — *C.R. Acad. Sc.* **256**, p. 1696, 1963.
- [2] AUBRUN J.-N., VEILLET P. & TRAN VAN HIEP. — *C.R. Acad. Sc.* **256**, p. 3430, 1963.
- [3] COOPER D.C. — « Visual display of integrated video waveforms ». Sonar Systems Symposium, July 1962.
COOPER D.C. & GRIFFITHS J.W.R. — *Jour. Brit. I.R.E.* vol. 21, n° 5, p. 421, 1961.
- [4] VINOKUR M. — Thèse.
KLEIN M.P. & BARTON G.W. — *Jr. Rev. Sci. Instr.*, vol. 34, p. 754, 1963.
- [5] BUYLE-BODIN M. & ROSSET J. — *Jour. de phys. Physique appliquée*. Supp. au n° 4, tome 20, an 1959, page 32 A.

FILTRE POUR SIGNAUX EXPONENTIELS

PAR

A. POZWOLSKI

Docteur de l'Université

Dans un précédent article [1], nous avons décrit un dispositif destiné à filtrer des signaux exponentiels de manière à pouvoir obtenir immédiatement la valeur d'un paramètre sans devoir attendre l'amortissement de signaux parasites perturbateurs. Nous avons alors illustré notre procédé par un exemple volontairement très simple et relatif à la détermination du débit d'une tuyère sonique. Mais, comme nous l'avons fait ressortir, notre dispositif s'applique également à tout système physique pouvant être décrit par un système d'équations différentielles à coefficients constants (avion, engin, réacteur, etc.).

Le procédé en question consiste essentiellement à combiner le signal et ses n premières dérivées affectées de coefficients convenables.

En pratique, la mise au point de dérivateurs présente des difficultés, le montage correspondant étant assez instable.

Il est possible, certes, d'accroître la stabilité d'un circuit différentiateur mais au prix d'une diminution de la fidélité de l'opération de dérivation.

Nous avons donc cherché à améliorer la méthode proposée, en la remplaçant par un système un peu différent, basé sur la substitution de réseaux intégrateurs aux réseaux dérivateurs.

On connaît en effet [2] des réseaux intégrateurs de précision qui conviennent même pour l'étude de systèmes à évolution lente, de tels réseaux ont été utilisés, par exemple, pour enregistrer les phénomènes transitoires de l'aimantation [3].

Soit donc $y(t)$ le signal apparaissant sous forme d'une tension électrique :

$$y(t) = Ae^{at} + \sum_{i=1}^n B_i e^{-b_i t}.$$

Le problème est de déterminer le paramètre a du premier terme sans attendre l'amortissement des termes suivants. Nous continuerons de supposer que les coefficients $b_1, b_2, \dots, b_n$ sont connus, les $B_1, B_2, \dots, B_n$ restant inconnus.

Nous désignerons par $[y(t)]$ une primitive de $y(t)$, par $[y(t)]^{(2)}$ la primitive seconde, etc.

Nous aurons :

$$S \left\{ \begin{aligned} [y(t)] &= \frac{A}{a} e^{at} - \sum_{i=1}^n \frac{B_i}{b_i} e^{-b_i t} + C_1 \\ [y(t)]^{(2)} &= \frac{A}{a^2} e^{at} + \sum_{i=1}^n \frac{B_i}{b_i^2} e^{-b_i t} + C_1 t + C_2 \\ &\dots\dots\dots \\ [y(t)]^{(n)} &= \frac{A}{a^n} e^{at} + (-1)^n \sum_{i=1}^n \frac{B_i}{b_i^n} e^{-b_i t} + \frac{C_1 t^{n-1}}{(n-1)!} \\ &\quad + \frac{C_2 t^{n-2}}{(n-2)!} + \dots + C_n \end{aligned} \right.$$

$C_1, C_2, \dots, C_n$ désignant des constantes arbitraires.
Formons :

$$z = \alpha y + \beta_1[y] - \beta_2[y]^{(2)} + \dots - (-1)^n \beta_n[y]^{(n)}.$$

Si les constantes $C_1, C_2, \dots, C_n$ sont toutes nulles, la condition nécessaire et suffisante pour que le signal z ne contienne pas de termes parasites est que les β_t soient choisis de manière à satisfaire l'équation matricielle [4] :

$$\begin{array}{c} \frac{1}{b_1} \quad \frac{1}{b_1^2} \quad \dots\dots \quad \frac{1}{b_1^n} \\[10pt] \frac{1}{b_2} \quad \frac{1}{b_2^2} \quad \dots\dots \quad \frac{1}{b_2^n} \\[10pt] \dots\dots\dots \\[10pt] \frac{1}{b_n} \quad \frac{1}{b_n^2} \quad \dots\dots \quad \frac{1}{b_n^n} \end{array} \qquad \begin{array}{c} \beta_1 \\[10pt] \beta_2 \\[10pt] \vdots \\[10pt] \vdots \\[10pt] \vdots \\[10pt] \beta_n \end{array} = \alpha \begin{array}{c} 1 \\[10pt] 1 \\[10pt] \vdots \\[10pt] \vdots \\[10pt] \vdots \\[10pt] 1 \end{array}$$

où α désigne un facteur d'échelle arbitraire.

Mais cette méthode directe, bien que simple, est sans intérêt pratique car elle implique que les constantes d'intégration soient toutes nulles, ce qui est une contrainte trop restrictive.

Nous procéderons donc autrement.

Etant donné une fonction $f(t)$, considérons la fonction $f(t - \lambda)$ obtenue à partir de $f(t)$ par un décalage de λ vers la droite (fig. 1).

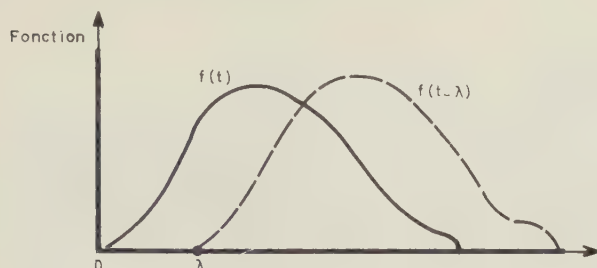


FIG. 1.

Ce décalage peut être réalisé de plusieurs façons. Par exemple si la fonction $f(t)$ est enregistrée graphiquement, on peut former $f(t - \lambda)$ à l'aide d'un lecteur de courbe positionné de façon à introduire un retard égal précisément à λ . Ou bien on peut, plus simplement, avoir recours à un enregistrement sur bande magnétique de la fonction $f(t)$ que l'on refait défiler avec le retard λ choisi.

Nous allons maintenant définir n nouvelles fonctions, $u_1, u_2, \dots, u_n$ à l'aide des relations :

$$\begin{aligned} u_1(t) &= [y(t)] - [y(t - \lambda_1)] \\ u_2(t) &= [u_1(t)] - [u_1(t - \lambda_2)] \\ &\dots \\ u_J(t) &= [u_{J-1}(t)] - [u_{J-1}(t - \lambda_J)] \\ u_n(t) &= [u_{n-1}(t)] - [u_{n-1}(t - \lambda_n)] \end{aligned}$$

Nous aurons :

$$S' \left\{ \begin{aligned} u_1(t) &= \frac{A}{a}(1 - e^{-a\lambda_1})e^{at} - \sum_{i=1}^n \frac{B_i}{b_i}(1 - e^{b_i\lambda_1})e^{-b_it} \\ u_2(t) &= \frac{A}{a^2}(1 - e^{-a\lambda_1})(1 - e^{-a\lambda_2})e^{at} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \frac{B_i}{b_i^2}(1 - e^{b_i\lambda_1})(1 - e^{b_i\lambda_2})e^{-b_it} \\ &\dots \\ u_J(t) &= \frac{Ae^{at}}{a^J} \prod_{k=1}^J (1 - e^{-a\lambda_k}) \\ &\quad + (-1)^J \sum_{i=1}^n \left\{ \frac{B_i e^{-b_it}}{b_i^J} \prod_{k=1}^J (1 - e^{b_i\lambda_k}) \right\} \\ &\dots \\ u_n(t) &= \frac{Ae^{at}}{a^n} \prod_{k=1}^n (1 - e^{-a\lambda_k}) \\ &\quad + (-1)^n \sum_{i=1}^n \left\{ \frac{B_i e^{-b_it}}{b_i^n} \prod_{k=1}^n (1 - e^{b_i\lambda_k}) \right\} \end{aligned} \right.$$

Les équations du système S' vont jouer le même rôle que celles du système S mais sans introduire la complication due à des constantes arbitraires.

Formons donc la somme :

$$z = \alpha y + \beta_1 u_1 - \beta_2 u_2 + \dots - (-1)^n \beta_n u_n \quad (1)$$

α désigne encore un facteur d'échelle arbitraire. Les coefficients $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$, doivent être choisis de façon que le signal z ne contienne pas les termes parasites en e^{-b_it} , on trouve, en notation matricielle que :

$$\begin{vmatrix} \frac{1 - e^{b_1\lambda_1}}{b_1} & \frac{(1 - e^{b_1\lambda_1})(1 - e^{b_1\lambda_2})}{b_1^2} & \dots & \frac{\prod_{k=1}^n (1 - e^{b_1\lambda_k})}{b_1^n} \\ \frac{1 - e^{b_2\lambda_1}}{b_2} & \frac{(1 - e^{b_2\lambda_1})(1 - e^{b_2\lambda_2})}{b_2^2} & \dots & \frac{\prod_{k=1}^n (1 - e^{b_2\lambda_k})}{b_2^n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1 - e^{b_n\lambda_1}}{b_n} & \frac{(1 - e^{b_n\lambda_1})(1 - e^{b_n\lambda_2})}{b_n^2} & \dots & \frac{\prod_{k=1}^n (1 - e^{b_n\lambda_k})}{b_n^n} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{vmatrix} = \alpha \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{vmatrix}$$

Il est à noter que tous les termes de la matrice carrée sont connus, le calcul des β_i revient donc à l'inversion de cette matrice.

Les opérations d'intégration et de sommation mises en jeu pour la réalisation du système (S') et de l'équation (1) s'effectuent aisément à l'aide d'amplificateurs opérationnels tels que ceux employés habituellement en calcul analogique.

Le schéma logique correspondant est donné par la figure 2, page suivante.

En appliquant le signal z défini par l'équation (1) à un amplificateur logarithmique, on déduit immédiatement, après différentiation, la valeur du paramètre a par :

$$a \equiv \frac{1}{z} \frac{dz}{dt} \quad (3)$$

Faisons l'application de la méthode qui précède au cas particulièrement simple où il y a un seul parasite :

$$y = Ae^{at} + Be^{-bt}$$

$$u(t) = \frac{A}{a}(1 - e^{-a\lambda})e^{at} - \frac{B}{b}(1 - e^{b\lambda})e^{-bt}$$

$$z = Ae^{at} \left(\alpha + \beta \frac{1 - e^{-a\lambda}}{a} \right) + Be^{-bt} \left(\alpha - \beta \frac{1 - e^{b\lambda}}{b} \right).$$

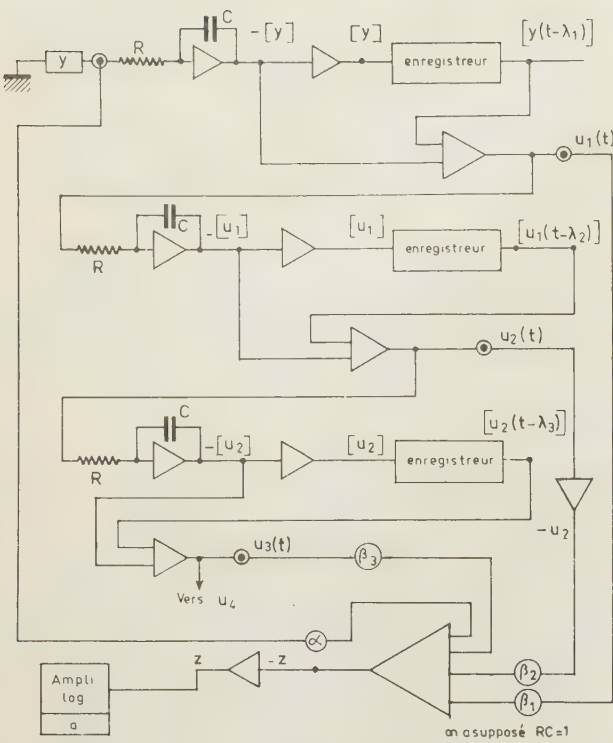


FIG. 2.

Prenons :

$$\beta = \alpha \frac{b}{1 - e^{-b\lambda}}.$$

Le signal z se réduit alors à :

$$z = \alpha A e^{at} \left(1 + \frac{b}{a} \frac{1 - e^{-a\lambda}}{1 - e^{-b\lambda}} \right)$$

d'où :

$$a = \frac{1}{z} \frac{dz}{dt}.$$

En résumé, on voit qu'au phénomène naturel assujéti à un amortissement caractérisé par des constantes de temps $1/b_1, 1/b_2, \dots, 1/b_n$ dont les valeurs peuvent être très gênantes, on a substitué un signal caractérisé par des retards de temps $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ lesquels peuvent être choisis délibérément à la convenance de l'opérateur.

La méthode d'élimination des parasites par intégrations successives est en principe plus compliquée que celle procédant par dérivation. Néanmoins l'intégration est une opération sûre pouvant être répétée plusieurs fois sans introduire d'erreurs appréciables et la méthode correspondante nous paraît devoir être préférée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] POZWOLSKI A. — Filtre pour signaux exponentiels. *L'Onde Electrique*, n° 424-425, juillet-août 1962.
[2] BONNET G. — Réseaux intégrateurs de précision pour les phénomènes à évolution lente. *Le Journal de Physique*. Supp. au n° 12, t. 19, décembre 1958, p. 140 A-143 A.
[3] BONNET G. DAUTREPPE D. GARIOD R. — Comm. Coll. Internat. Magnétisme, Grenoble 1958.
[4] ANGOT A. — Complément de Mathématiques à l'usage des ingénieurs. Editions de la Revue d'Optique.

CIRCUIT ANTI-DISTORSION POUR LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS A LAMPES ET A TRANSISTORS

PAR

R. LEGROS

*Professeur à la Faculté des Sciences de Caen
Directeur du Laboratoire d'électronique
des semiconducteurs*

R. BESNARD

*Diplômé d'études supérieures
et d'études supérieures techniques, Caen*

Introduction

Les lampes et les transistors sont des éléments actifs non linéaires. Il en résulte que si un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée d'un étage amplificateur, on observe un signal de sortie de même fréquence mais *non sinusoïdal*; il peut donc être décomposé en série de Fourier :

$$A_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + A_2 \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots$$

Les composantes de fréquences $2\omega, \dots, n\omega$, multiples de la fréquence du signal d'entrée, sont des signaux indésirables dans les amplificateurs non sélectifs, donnant une distorsion particulièrement gênante dans certains cas, (spécialement dans la reproduction sonore de haute qualité). La distorsion *totale* D , est définie par le rapport $D = \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots} / A_1$. On peut aussi définir les distorsions *partielles* $D_2, D_3, \dots$ relatives à chacune des composantes harmoniques $A_2 \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2), \dots$:

$$D_2 = \frac{A_2}{A_1}, \quad D_3 = \frac{A_3}{A_1}, \dots$$

Nous nous proposons de décrire un circuit simple, nécessitant deux résistances, un condensateur et une diode qui, ajouté à un étage classique à lampe ou à transistor, réduit notablement sa distorsion, (par un facteur souvent largement supérieur à 5) et, en général, ne modifie pas notablement son gain. Pour la simplicité du langage nous nommerons ce circuit : circuit *anti-distorsion* (AD) et étage anti-distorsion un étage qui l'emploie.

ÉTAGES AMPLIFICATEURS

A LAMPE A TRÈS FAIBLE DISTORSION

1. Etage amplificateur classique à triode, à résistance de cathode shuntée

Nous partons de l'étage classique à résistance de charge et résistance de cathode shuntée (fig. 1). Il utilise une pentode EF86 connectée en triode.

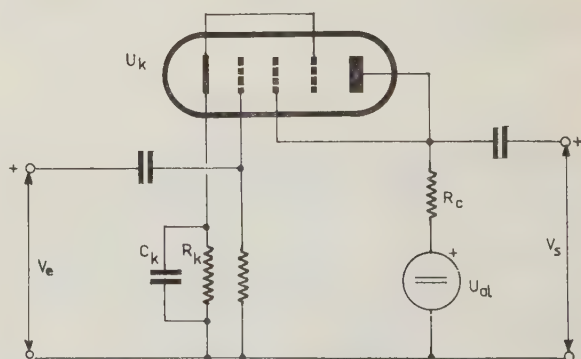


FIG. 1. — Schéma d'un étage amplificateur classique à triode

La caractéristique dynamique de cet étage, pour $R_c = 56 \text{ k}\Omega$ et $U_{al} = 250 \text{ V}$, est représentée sur la figure 2. Elle est du type parabolique au voisinage du point de repos R ($U_k = 3,2 \text{ V}$), de sorte qu'il faut s'attendre à une distorsion due principalement au second harmonique. C'est bien ce que montre

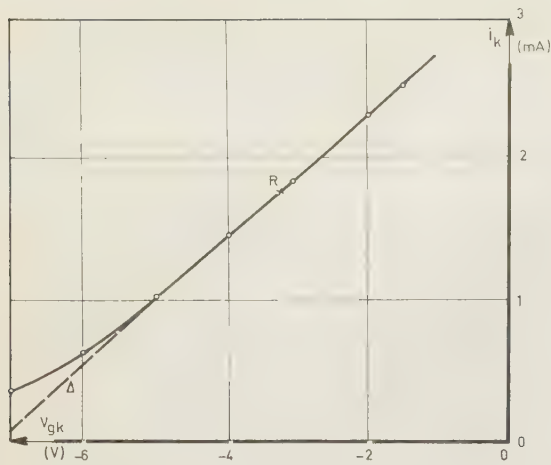


FIG. 2. — Caractéristique dynamique d'un étage à triode EF86 pour $R_e = 56 \text{ k}\Omega$ et $U_{at} = 250 \text{ V}$.

la figure 3. Le gain de l'étage est $G' = 24$. On voit que la distorsion n'est nullement négligeable puisque, pour une tension de sortie de 10 V, elle est de 0,8 %.

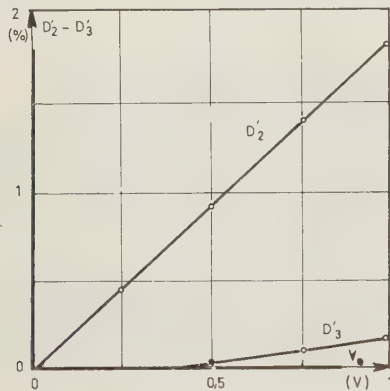


FIG. 3. — Distorsions D'_2 et D'_3 de l'étage de la figure 1, en fonction de V_s , quand $U_k = 3,2 \text{ V}$.

2. Principe du circuit anti-distorsion

Si nous traçons sur la figure 2 la droite Δ qui passe par les points de la caractéristique correspondant à $-2,5$ et -3 V , nous voyons qu'elle est pratiquement confondue avec la caractéristique au-dessus de $V_{gk} = -4 \text{ V}$, mais qu'elle s'en écarte assez rapidement au-dessous : pour chaque valeur de V_{gk} le courant i_k est supérieur à ce qu'il devrait être si la caractéristique était linéaire (droite Δ). On supprimerait donc la distorsion si, pour chaque valeur de V_{gk} (en fait pour $V_{gk} < -3,2 \text{ V}$), on diminuait le courant jusqu'à amener le point de fonctionnement sur Δ .

Un moyen simple pour obtenir ce résultat consiste à introduire une réaction négative d'intensité, donc une diminution du courant de cathode. Cependant, contrairement aux circuits classiques à réaction négative, cette résistance ne doit pas être constante puisqu'elle doit réduire i_k de quantités Δi_k qui augmen-

tent quand $-V_{gk}$ augmente, c'est-à-dire quand i_k diminue.

On peut procéder de la façon suivante pour obtenir les valeurs de cette résistance, ρ_k . Supprimons, sur le circuit de la figure 1, l'ensemble R_k, C_k et remplaçons-le par une résistance constante R'_k non shuntée : à chaque valeur de R'_k , il correspond une caractéristique dynamique. Ces courbes n'étant pas très différentes les unes des autres, il n'est possible de les représenter que sur un graphique de grandes dimensions, ce qui ne peut être fait ici. On sait cependant que leur forme générale est celle de la figure 4, où les écarts ont été exagérés afin de rendre le graphique plus clair.

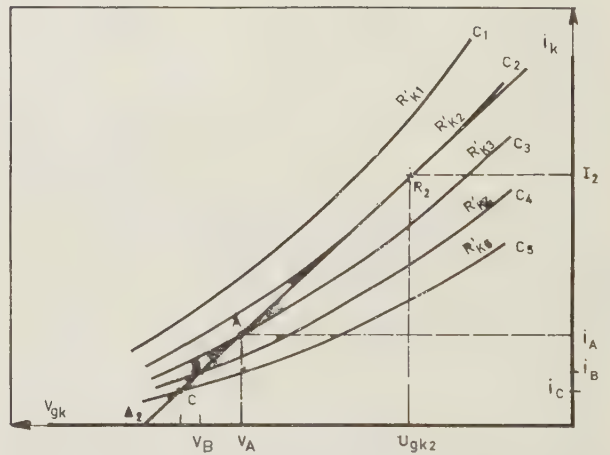


FIG. 4. — Forme des caractéristiques dynamiques quand une résistance R'_k est insérée dans le circuit de cathode.

Chaque courbe : $C_1, C_2, \dots$ est caractérisée par une résistance : $R'_{k1}, R'_{k2} \dots$ fixe, ($R'_{k1} < R'_{k2} < \dots$). Choisissons par exemple le point de repos R_2 sur la courbe C_2 et traçons la tangente Δ_2 à C_2 passant par R_2 . Cette droite représente la caractéristique idéale, linéaire, dont il est souhaitable de se rapprocher le plus possible. Nous admettrons que Δ_2 coïncide avec C_2 lorsque le point de fonctionnement est au-dessus de R_2 , et que l'écart n'est important qu'au-

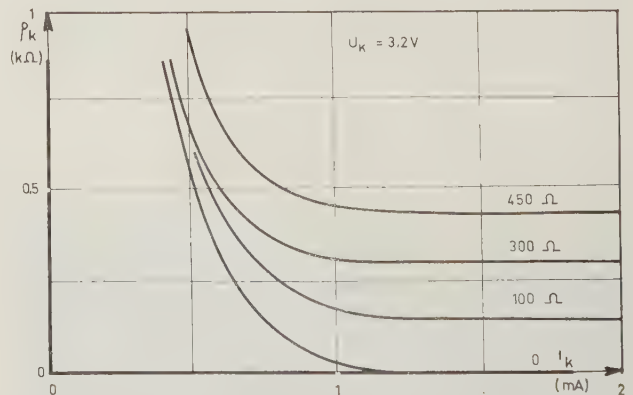


FIG. 5. — Variations de la résistance ρ_k de cathode linéarisant la caractéristique dynamique de l'étage à triode,

dessous de R_2 . La droite Δ_2 coupe les courbes $C_3, C_4...$ en $A, B...$, de coordonnées $(v_A, i_A),...$, ce qui signifie que la résistance variable ρ_k doit être égale à R'_{k2} quand $V_{gk} > U_{gk2}$ (ou $i_k > I_2$), à R'_{k3} quand $V_{gk} = v_A$ ($i_k = I_A$), etc. On peut donc tracer la variation de ρ_k en fonction du courant de cathode, telle que la caractéristique résultante soit linéaire. La figure 5 représente les variations relevées sur le réseau réel de caractéristiques dynamiques $i_k(V_{gk}, R'_k)$.

Ces courbes ont été obtenues en supposant :

- 1) une polarisation U_{gk} constante, égale à $-3,2$ V,
- 2) que la caractéristique réelle est linéaire pour $V_{gk} > U_{gk}$,
- 3) que le point de repos est situé successivement sur les caractéristiques relatives à $R'_k = 0, 150, 300$ et 450Ω .

Les résistances ρ_k étant non linéaires, il est commode de les caractériser par les courbes $i(u)$, i étant le courant qui les traverse et u la différence de potentiel à leurs bornes. Ces courbes s'obtiennent aisément à partir de la figure 5 ; elles sont représentées sur la figure 6.

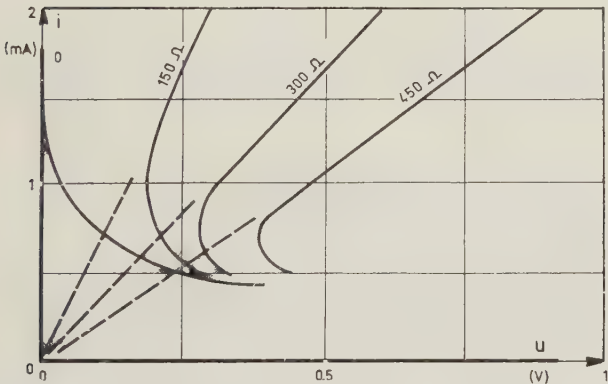


FIG. 6. — Caractéristiques $i(u)$ des résistances ρ_k

Le problème se ramène donc à celui de la réalisation de résistances possédant de telles caractéristiques courant-tension. Nous noterons ρ_0 la valeur, constante, que doit posséder ρ_k lorsque le point de fonctionnement est situé au-dessus du point de repos. Pour les signaux très faibles, la caractéristique idéale est confondue avec la caractéristique réelle, donc $\rho_k = \rho_0$ et le circuit comporte une résistance de cathode non shuntée, qui provoque un effet de réaction négative et diminue le gain de l'étage ; il est donc avantageux, à ce point de vue, de choisir ρ_0 aussi faible que possible. Cependant, quand ρ_0 est très faible, le rapport ρ_k/ρ_0 doit varier dans de très grandes proportions, ce qui cause des difficultés de réalisation. Nous sommes ainsi amenés à choisir pour ρ_0 des valeurs de quelques centaines d'ohms.

3. Réalisation de la résistance non linéaire de cathode

La caractéristique $i(u)$ de ρ_k est représentée schématiquement sur la figure 7 (courbe 1).

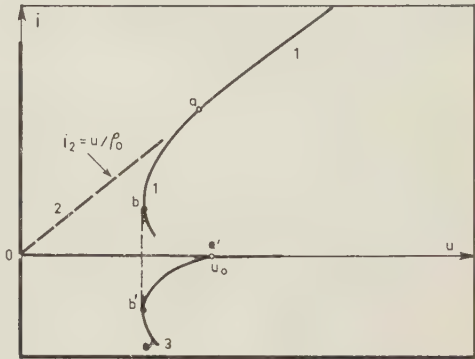


FIG. 7. — Le courant $i(u)$, (courbe 1) peut être considéré comme la somme d'un courant $i_2 = u/\rho_0$ traversant la résistance fixe ρ_0 , (droite 2) et d'un courant i_3 fonction de u , (courbe 3).

Le courant i (courbe 1), peut être considéré comme étant la somme du courant $i_2 = u/\rho_0$, traversant la résistance fixe ρ_0 , et d'un courant $i_3 = i - i_2$ (courbe 3). Ce courant i_3 , non proportionnel à u , est donc le courant qui traverse un nouvel élément non linéaire, E_d , connecté aux bornes de ρ_0 (fig. 8), (nous noterons dorénavant r_k la résistance ρ_0).

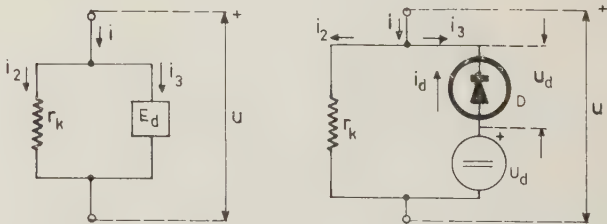


FIG. 8. — A gauche, la résistance ρ_k peut être constituée par une résistance r_k fixe, shuntée par un nouvel élément non linéaire, E_d , dont la caractéristique courant-tension est représentée par la courbe 3 de la figure 7.

FIG. 9. — A droite, utilisation d'une diode polarisée pour réaliser l'élément non linéaire E_d de la figure 8.

La forme de la variation de i_3 , nul pour $u > u_0$ et croissant rapidement en valeur absolue, pour $u < u_0$ (branche $a'b'$ de la courbe 3, fig. 7), incite à utiliser une diode comme l'indique la figure 9.

La différence de potentiel anode-cathode de la diode est $u_d = U_d - u$, par conséquent le courant i_d de diode est nul (nous négligeons le courant de saturation) quand $u > U_d$, et il croît rapidement quand $u < U_d$; on a alors $i_3 = -i_d$. On voit ainsi que ce circuit simple permet de réaliser un élément dont la caractéristique $i(u)$ ressemble à celle qui est désirée,

du moins en partie car il n'est pas possible d'atteindre le point *b'* (fig. 7) où $di/du = 0$, et encore moins, si l'on peut dire, la portion *b'c'*.

Les courbes de la figure 10 représentent des réseaux de caractéristiques $i(u)$ relevées sur le circuit de la figure 9 dans le cas où $r_k = 340 \Omega$, et la diode est une OA79 (a) ou une AAZ12 (b). Les différentes courbes sont relatives à diverses valeurs de la polarisation U_d de la diode.

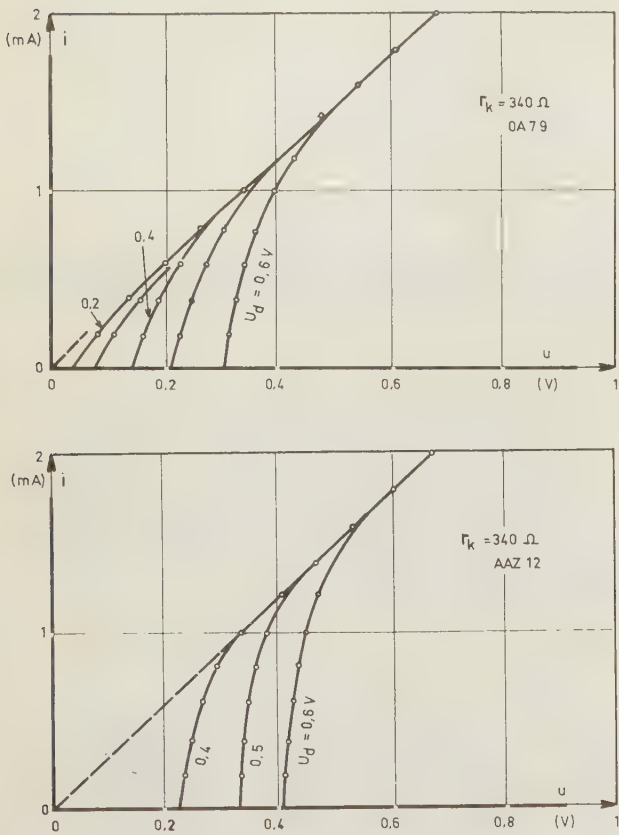


FIG. 10. — Réseaux de caractéristiques $i(u)$ du circuit de la figure 9.

La variation $i_3(u)$, déduite des courbes expérimentales de la figure 6, permet en principe de déterminer la caractéristique $i_d(u_d)$ de la diode à utiliser pour réaliser la variation cherchée de ρ_k . Mais on voit que la portion intéressante de courbe, (*a'b'* sur la fig. 7), est celle qui correspond aux valeurs de ρ_k peu différentes de ρ_0 , c'est-à-dire aux points de fonctionnement peu éloignés du point de repos : c'est donc dans cette région, qui est la seule utile en pratique, que ρ_k est le plus mal connu, de sorte qu'il est illusoire d'essayer de rechercher la meilleure diode, et les meilleures valeurs de r_k et U_d à partir des relevés de caractéristiques. La seule méthode efficace consiste à mesurer les distorsions résiduelles $D_2, D_3, \dots$ et à essayer de les réduire le plus possible en agissant sur les paramètres dont on dispose : polarisation de cathode, r_k, U_d , et diode. On peut cependant noter

que les courbes $i(u)$ de la figure 10b s'écartent plus franchement de la droite $i = u/r_k$ que celles de la figure 10a ; il semble donc, (cf. fig. 7) que la diode AAZ12 est probablement préférable à la diode OA79. C'est ce que les résultats confirmeront.

4. Essais d'un étage amplificateur comportant un circuit anti-distorsion

Les mesures de distorsion ont été faites sur l'étage dont le schéma est donné par la figure 11.

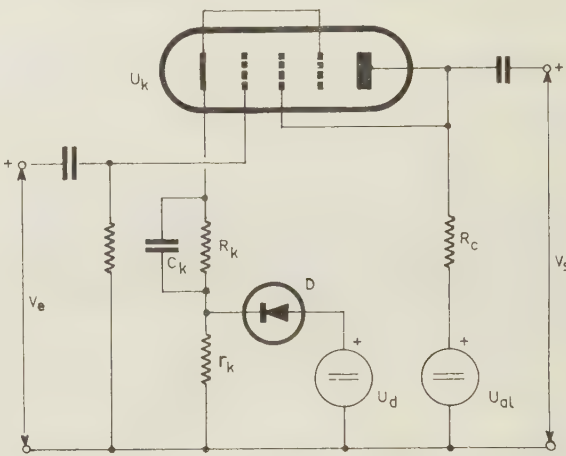


FIG. 11. — Schéma de l'étage à circuit anti-distorsion, (A.D.), sur lequel ont été faites les premières mesures de distorsion résiduelle

La lampe est une EF86 connectée en triode, (lampe repérée sous le numéro 1). On a $U_{al} = 250 \text{ V}$; $R_c = 56 \text{ k}\Omega$; $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$; $U_k = 3,1 \text{ V}$. La distorsion du signal d'entrée V_e est inférieure à 0,01 %, donc tout à fait négligeable. Les variations des distorsions résiduelles partielles D_2 et D_3 ont été relevées en fonction de V_e (en général jusqu'à 1,5 V_{eff}) pour différentes valeurs de r_k , de U_d , ainsi que pour les diodes OA79 et AAZ12. On a également mesuré la distorsion D' , (constituée en fait uniquement par l'harmonique 2) de l'étage sans circuit AD, afin d'apprécier l'amélioration qu'apporte le nouveau circuit.

Les divers paramètres : $U_k ; r_k ; U_d, \dots$ ont des effets compliqués et interdépendants, de sorte qu'il n'est pas facile de les classer clairement.

4.1. INFLUENCE DE LA CARACTÉRISTIQUE DE LA DIODE

Des mesures ont été faites avec les deux diodes et plusieurs valeurs de r_k . Les figures 12 et 13 indiquent les résultats obtenus pour $r_k = 330 \Omega$ et 220Ω , (dans chaque cas U_d est ajusté de façon à obtenir la courbe de distorsion qui semble la meilleure).

Quelle que soit la diode et la valeur de r_k , l'harmonique 2 est toujours fortement réduit, et davantage par la AAZ12 que par la OA79. La variation $D_2(V_e)$ est d'allure parabolique, (sauf parfois aux faibles

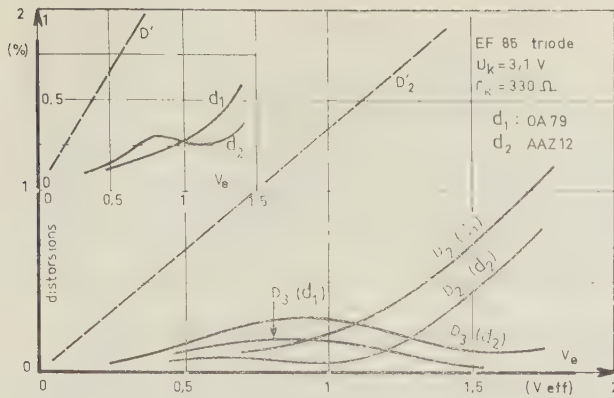


FIG. 12. — Distorsion D' de l'étage sans circuit A.D. et de l'étage avec circuit A.D. pour $r_k = 330 \Omega$. Diodes OA79 et AAZ12. Les courbes repérées (d_1) et (d_2) sont relatives respectivement à la OA79, ($U_a = 0,67 \text{ V}$) et à la AAZ12, ($U_a = 0,60 \text{ V}$). On a dessiné en haut à gauche du graphique, les variations des distorsions totales dans les trois cas : pas de diode, d_1 , d_2 .

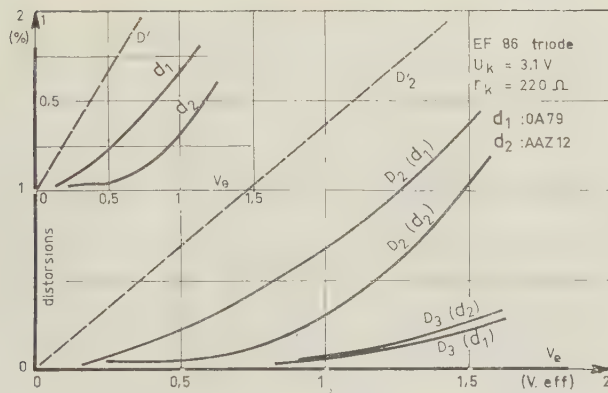


FIG. 13. — Mêmes mesures que pour la figure 12, mais $r_k = 220 \Omega$. Avec la diode d_1 : $U_a = 0,54 \text{ V}$; avec d_2 : $U_a = 0,50 \text{ V}$

valeurs de V_e) tandis qu'elle est pratiquement linéaire dans l'étage classique. Pour $V_e = 1 \text{ V}_{\text{eff}}$, (soit environ 60 V crête-à-crête, $G = 21$) les distorsions sont réduites dans des rapports qui atteignent 6 (cas de la OA79) et près de 25 (pour la AAZ12) quand $r_k = 330 \Omega$.

Les variations de D_3 sont plus compliquées. On peut dire que, dans la zone intéressante ($V_e < 1 \text{ V}_{\text{eff}}$), le circuit AD accroît D_3 quelle que soit la diode et la valeur de r_k . Pour que cet effet ne soit pas gênant, il suffit que D_3 reste suffisamment faible, condition le plus souvent satisfaite. Contrairement à ce qui se produit pour l'harmonique 2, la diode AAZ12 donne toujours une distorsion plus forte que celle qui est produite par la OA79. Cependant, pour les faibles valeurs de r_k (inférieures à 250Ω), la AAZ12 donne une distorsion résiduelle totale beaucoup plus faible que celle de la OA79 (fig. 13).

4.2. INFLUENCE DE LA VALEUR DE r_k

D'une façon un peu sommaire, on peut dire que r_k agit en sens inverse sur D_2 et sur D_3 : l'augmentation de r_k diminue D_2 , mais augmente D_3 , faisant apparaître un maximum vers $V_e = 0,7$ à $0,8 \text{ V}_{\text{eff}}$ puis un minimum très marqué ($D_3 \approx 0$) pour $V_e \approx 1,5 \text{ V}_{\text{eff}}$. Ce minimum est cependant de peu d'intérêt car D_2 est généralement compris entre 0,5 et 1,5 % pour cette tension d'entrée (fig. 12 et 13), de sorte qu'il est avantageux de choisir une faible valeur pour r_k : 220 à 240Ω pour la diode AAZ12, et 250 à 300Ω pour la OA79.

La comparaison des distorsions résiduelles obtenues avec les deux diodes et diverses résistances r_k montre qu'on obtient les meilleurs résultats avec la AAZ12 et $r_k = 230 \Omega$. Les mesures ultérieures seront toutes faites avec la diode AAZ 12.

4.3. INFLUENCE DE LA POLARISATION U_a DE LA DIODE

La valeur de U_a a une influence très marquée sur la distorsion résiduelle. Les courbes de la figure 14 ont été relevées d'une part sans circuit AD, d'autre part avec $r_k = 240 \Omega$ et $U_a = 0,45, 0,50$ et $0,55 \text{ V}$.

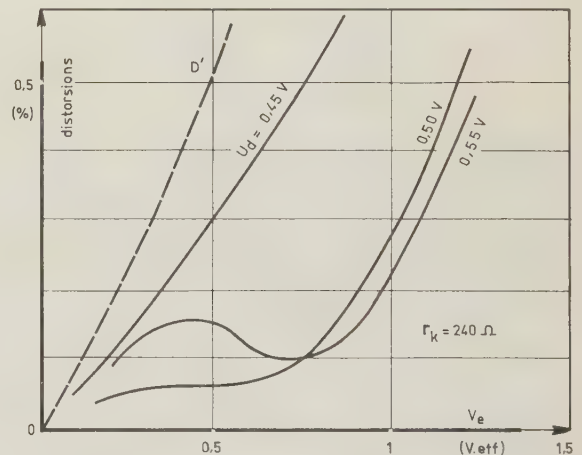


FIG. 14. — Influence de U_a sur la distorsion résiduelle totale.

On voit que la valeur la plus satisfaisante est $U_a = 0,50 \text{ V}$ puisque la distorsion ne dépasse pas 0,06 % jusqu'à $V_e = 0,6 \text{ V}_{\text{eff}}$, c'est-à-dire : $V_s \approx 12 \text{ V}_{\text{eff}}$; dans ce cas, le circuit AD divise par 9 la distorsion de l'étage.

Remarque. Toutes les mesures rapportées précédemment sont relatives à $U_k = 3,1 \text{ V}$. La valeur de la tension de polarisation a une influence sur la distorsion résiduelle. Ce point sera examiné plus loin. Notons encore que l'introduction du circuit AD n'a presque pas d'influence sur le gain de l'étage (inférieure à 5 %, en général) surtout pour les faibles valeurs de r_k .

5. Schéma définitif de l'étage amplificateur à triode à très faible distorsion

Les mesures rapportées jusqu'ici ont été faites sur le circuit de la figure 11, la tension de polarisation U_d étant obtenue à partir d'une source stabilisée. Il est naturellement nécessaire de remplacer cette source par un dispositif plus simple. On y arrive aisément quand on remarque que la diode est traversée par un courant moyen i_d à peu près indépendant de V_e , ($140 \mu A$ pour $r_k = 220 \Omega$). On peut donc obtenir U_d en partant d'une force électromotrice U_0 et en la reliant à l'anode de la diode au moyen d'une résistance $R_d = (U_0 - U_d)/i_d$; un condensateur de forte capacité, C_d , est connecté entre l'anode de la diode et le fil de masse, afin d'assurer la constance de U_d malgré les variations instantanées de i_d . On peut prendre pour U_0 la tension d'alimentation U_{al} du circuit d'anode: R_d vaut alors U_{al}/i_d c'est-à-dire $250/140 = 1,8 M\Omega$ dans le cas considéré. Cette méthode est critiquable car les variations de U_{al} se répercutent sur U_d , et il est préférable de connecter la résistance R_d à la cathode de la lampe, le potentiel U_k étant partiellement stabilisé par la résistance R_k . On a alors $R_d = (U_k - U_d)/i_d$, ($18,5 k\Omega$, dans le cas considéré).

On obtient ainsi le schéma (fig. 15) de l'étage amplificateur à triode à très faible distorsion.

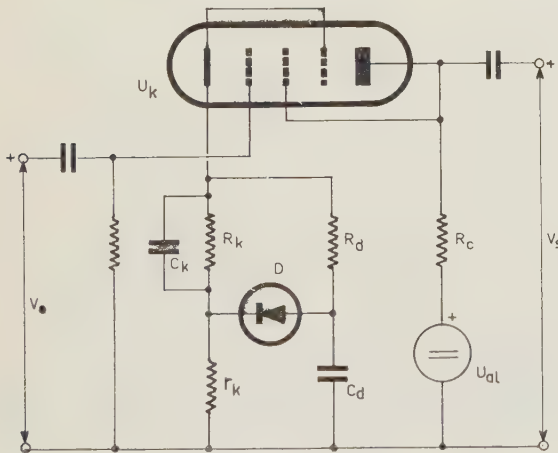


FIG. 15. — Schéma d'un étage amplificateur à très faible distorsion. La tension de polarisation de la diode est obtenue au moyen de la résistance R_d et du condensateur C_d .

Cet étage ne nécessite, en plus des éléments du circuit classique, que deux résistances, un condensateur et une diode. Nous avons comparé sa distorsion avec celle de l'étage de la figure 11 (tension U_d stabilisée). On constate une très légère modification de la répartition des distorsions $D_2, D_3, \dots$ mais la distorsion totale reste inchangée. Le circuit de la figure 15 est donc tout à fait satisfaisant.

6. Mesures complémentaires

Diverses autres mesures ont été faites sur le circuit de la figure 15. Nous allons rapporter brièvement les plus intéressantes.

6.1. VALEUR DE LA CAPACITÉ DU CONDENSATEUR C_d

Des mesures de la distorsion résiduelle ont été faites à diverses fréquences. Il a été constaté que les qualités du circuit ne dépendent pas de la fréquence, en particulier aux fréquences basses, à condition que C_d ait une capacité suffisante. A 75 Hz, C_d doit être au moins égal à $320 \mu F$, (on notera que la tension de fonctionnement de ce condensateur est toujours voisine de 0,5 V).

6.2. INFLUENCE DE LA POLARISATION DE GRILLE

Des mesures ont été faites avec des tensions U_{gk} différentes de $-3,1$ V. La figure 16 permet de comparer les distorsions totales, d'une part de l'étage sans circuit AD, d'autre part avec ce circuit dans les cas où $U_{gk} = -3,1$ et $-2,3$ V, ($R_e = 56 k\Omega$). Pour $U_{gk} = -2,3$ V, on a $R_k = 930 \Omega$, $r_k = 215 \Omega$, $R_d = 9,8 k\Omega$. Cette polarisation est avantageuse dans le cas des fortes tensions d'entrée puisque, pour $V_e = 1$ V_{eff}, la distorsion résiduelle est inférieure à 0,25 %.

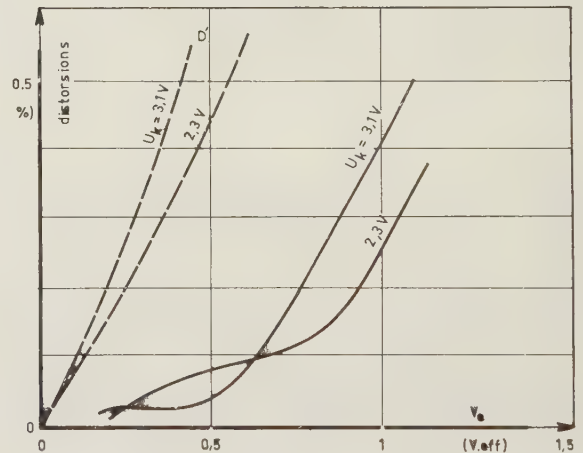


FIG. 16. — Distorsions totales pour $U_k = 3,1$ et $2,3$ V. $R_e = 56 k\Omega$. Circuit de la figure 15.

6.3. INFLUENCE DE LA VALEUR DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE

Toutes les mesures précédentes ont été faites avec $R_e = 56 k\Omega$. Nous avons recherché l'influence de R_e sur la distorsion résiduelle en traçant les réseaux (semblables à ceux des figures 12 et 13) pour $R_e = 47, 56, 68, 82$ et $100 k\Omega$, lorsque $U_k = 2,5$ V. Les mesures ont montré que, quelle que soit R_e , la tension U_d peut être égale à 0,55 V. La figure 17 donne, à titre d'exemple, les distorsions D et D' pour $R_e = 100 k\Omega$. On a dans ce cas : $R_k = 1,6 k\Omega$, $r_k = 360 \Omega$, $G' = 31$, $G = 28,5$.

On voit que les résultats sont spécialement bons, la distorsion dépassant à peine 0,1 % jusqu'à $V_e = 1$ V_{eff}, (80 V crête-à-crête). Les courbes de la figure 18 résument les résultats obtenus.

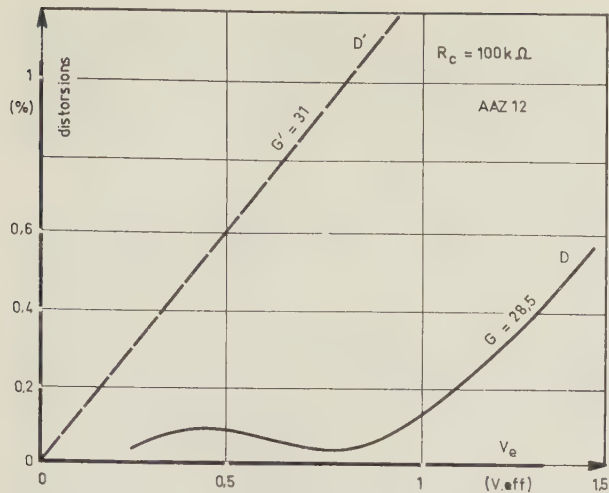


FIG. 17. — Courbes de distorsions totales, d’une part, de l’étage classique, (courbe D'), d’autre part, de l’étage avec circuit A.D., (courbe D). $U_k = 2,5\text{ V}$, $U_a = 0,55\text{ V}$.

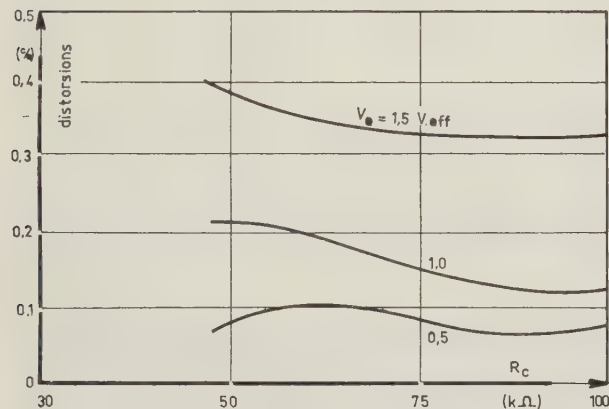


FIG. 18. — Distorsions résiduelles, en fonction de la résistance de charge, pour trois valeurs de la tension d’entrée, $U_k = 2,5\text{ V}$, $U_a = 0,55\text{ V}$.

6.4. INFLUENCE DES CARACTÉRISTIQUES DE LA TRIODE

Les distorsions totales D et D' ont été mesurées (circuit de la fig. 15), pour six lampes EF86 non sélectionnées. Les résultats sont donnés par la figure 19, ($R_k = 1,5\text{ k}\Omega$, $r_k = 220\text{ }\Omega$, $R_c = 56\text{ k}\Omega$, $R_a = 18\text{ k}\Omega$).

Les six droites passant par l’origine donnent les distorsions D' des étages sans circuit AD. On voit que la lampe n° 1 est spécialement bonne, à notre point de vue, et la lampe n° 3 particulièrement mauvaise. Si l’on prend pour moyenne les courbes correspondant aux lampes n° 2 et 4, on constate que, pour un signal d’entrée de $1\text{ }V_{eff}$, (sortie : $24\text{ }V_{eff}$) la, distorsion est divisée par 3,5, (plus de 5 pour L_1 , à peine 2 pour L_3) ; pour $V_e = 0,5\text{ }V_{eff}$, elle est divisée en moyenne par 8. Avec la lampe L_3 , en prenant $r_k = 330\text{ }\Omega$, la courbe de distorsion redevient à peu près normale : réduction à $1/8$ pour $V_e = 1\text{ }V_{eff}$ et à $1/6,5$ pour $0,5\text{ }V_{eff}$.

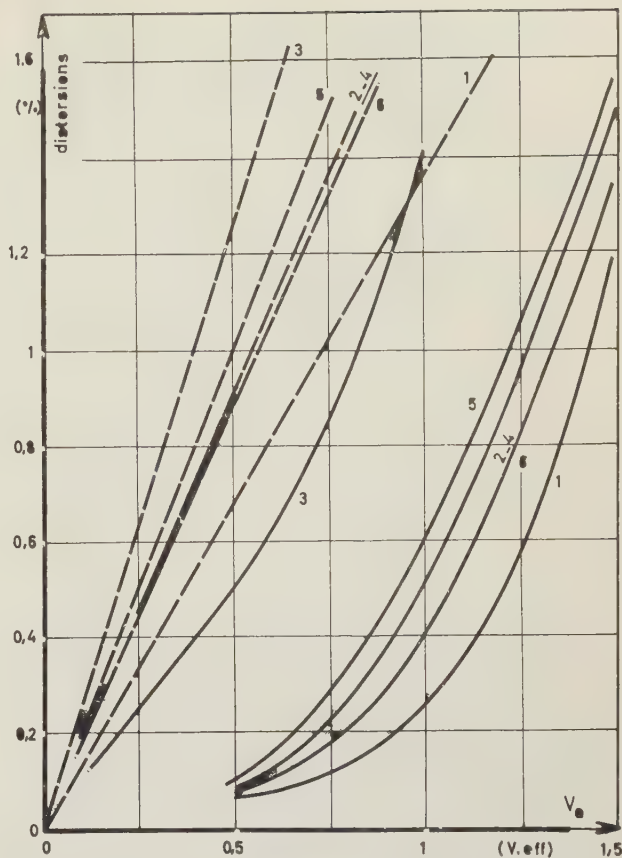


FIG. 19. — Effet du remplacement d’une lampe par une autre de même type.

On constate aussi qu’une lampe qui donne plus de distorsion qu’une autre (de même type) dans le montage classique, est aussi moins bonne quand on lui applique le circuit AD. Enfin, aux faibles niveaux ($V_e \leq 0,5\text{ }V_{eff}$), la dispersion des distorsions résiduelles est faible, ce qui indique que les valeurs des éléments du circuit anti-distorsion ne sont pas critiques.

Rappelons que les mesures jusqu’à la figure 16 incluse ont été faites avec la lampe L_1 ; les mesures à R_c variable (fig. 17 et 18), ont été faites avec L_6 .

7. Etage amplificateur à pentode

Les résultats satisfaisants obtenus avec un étage à triode incitent à appliquer le circuit AD à un étage à pentode (fig. 20).

Des mesures ont été faites sur un étage à EF86 (lampe n° 6, fig. 19), avec $U_{ai} = 250\text{ V}$ et $U_e = 140\text{ V}$. Nous avons tout d’abord relevé les caractéristiques de la lampe chargée par $R_c = 47, 56, 68, 82$ et $100\text{ k}\Omega$ afin de choisir les points de repos (polarisations de grille) les mieux adaptés pour chaque charge : $U_k = 2,4, 2,95$ et $3,4\text{ V}$ pour $R_c = 47, 68$ et $100\text{ k}\Omega$ respectivement. Les réseaux de distorsion $D'_2\text{ }D'_3...$ et $D_2, D_3, ...$, sans et avec circuit AD, ont été relevés pour ces différentes valeurs de R_c (les mesures ont été faites en utilisant pour U_a une source de tension stabilisée).

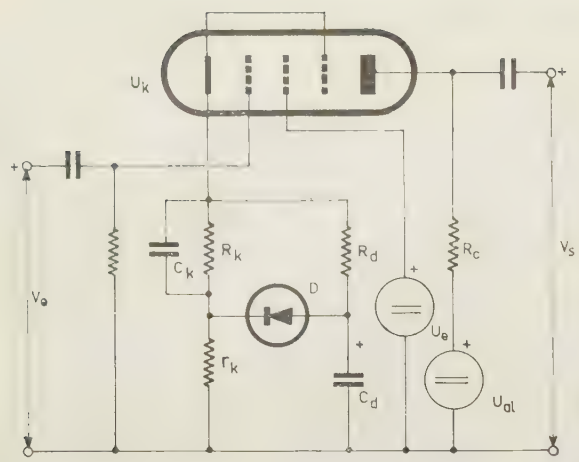


FIG. 20. — Etage amplificateur à pentode à faible distorsion

Les rapports r_k/R_k sont voisins de 1/5 donc, indépendamment de son effet sur la caractéristique dynamique (linéarisation), le circuit anti-distorsion introduit une résistance r_k non négligeable, qui produit un effet de réaction négative dans le circuit de cathode et réduit le gain de l'étage. En fait, le gain G diminue quand R_c augmente : $G = 56, 50, 46$ pour $R_c = 47, 68$ et $100\text{ k}\Omega$, tandis que $G' = 76, 82$ et 82 . Si l'on veut comparer les distorsions avec et sans circuit AD, pour différentes résistances de charge, il faut donc le faire non pas en fonction de la tension d'entrée mais en fonction de celle de sortie.

La figure 21 donne, en fonction de V_s , les distorsions totales pour $R_c = 47, 68$ et $100\text{ k}\Omega$, d'une part de l'étage classique, d'autre part de l'étage avec le circuit AD (dans chaque cas R_k est choisi de façon que U_k ait la valeur désirée).

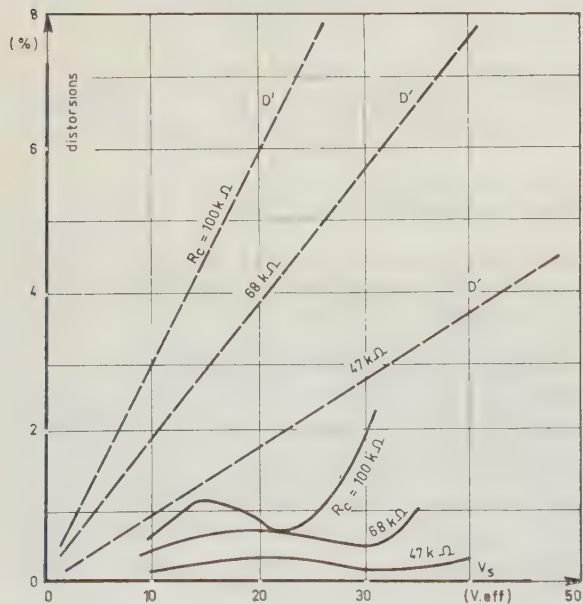


FIG. 21. — Distorsions totales d'étages à pentode sans, et avec circuit A.D, pour trois valeurs de R_c .

L'amélioration apportée par le circuit anti-distorsion est encore plus visible sur la figure 22 dont chaque courbe donne, en fonction de V_s , le rapport $\rho = D'/D$ de la distorsion de l'étage classique, à la distorsion résiduelle de l'étage avec circuit anti-distorsion.

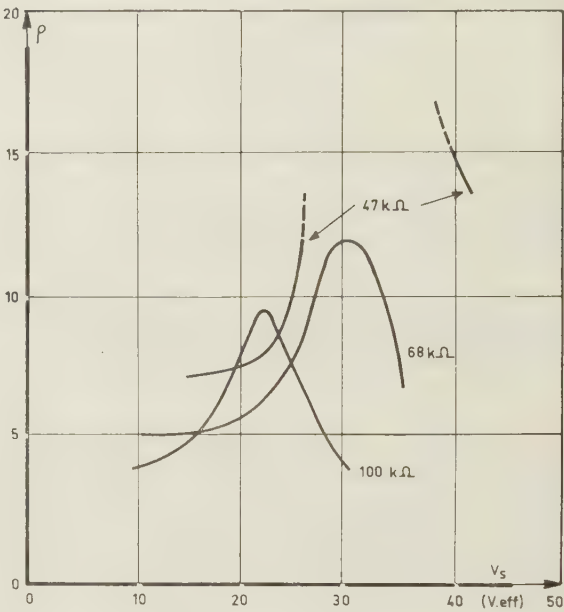


FIG. 22. — Variations de $\rho = D'/D$ en fonction de V_s pour trois valeurs de R_c .

On voit qu'il est avantageux de choisir une résistance de charge assez faible (47 ou $56\text{ k}\Omega$ semblent être de bonnes valeurs) puisque, d'une part, elles donnent un gain plus grand et que, d'autre part, elles ne laissent subsister qu'une distorsion résiduelle plus faible (le rapport ρ est largement supérieur à 20 pour $R_c = 47\text{ k}\Omega$ et V_s voisin de 30 V_{eff}).

ÉTAGES AMPLIFICATEURS À TRANSISTORS À TRÈS FAIBLE DISTORSION

8. Position du problème

L'étude de la distorsion d'un étage à transistor est moins simple que celle d'un étage à lampe. Dans ce dernier cas, en effet, le fonctionnement de l'étage est le même qu'il soit, ou non, connecté à un second étage car l'impédance d'entrée de celui-ci est pratiquement infinie et ne modifie donc pas les conditions de fonctionnement du premier étage.

Dans le cas d'un étage à transistor, il en va tout autrement. On sait, en effet, que les caractéristiques de sortie $I_C(V_{CB}, I_B)$ sont remarquablement linéaires et que la caractéristique $V_{CB}(I_B)$ est presque dénuée de distorsion, à l'encontre de ce qui a lieu quand l'élément actif est une lampe. Cependant la commande de l'étage est rarement faite par un générateur de cou-

rant, de sorte que la résistance d'entrée (différentielle) de l'étage doit être prise en considération. Or cette résistance est faible et fortement non linéaire : la distorsion de l'étage est due principalement à son circuit d'entrée.

Il en résulte que le fonctionnement de l'étage est tout à fait différent selon qu'il est soit un étage de sortie chargé par une impédance linéaire, soit un étage intermédiaire chargé par la résistance d'entrée d'un autre transistor.

Dans le cas d'un étage isolé, la caractéristique $I_C(V_G)$, (V_G étant la force électromotrice du générateur), pour une charge et une alimentation fixes, dépend fortement de la valeur de la résistance R_b insérée dans le circuit de base (voir les courbes de la fig. 24b) : ce paramètre est l'un des plus importants en ce qui concerne la distorsion. Dans le cas d'un amplificateur à deux étages, il faut, en plus, tenir compte de ce que le second transistor n'est pas nécessairement identique au premier, et faire intervenir la valeur de la résistance de charge du premier étage, qui agit non seulement sur la distorsion de cet étage, mais aussi sur celle du second car sa valeur compte pour une part prépondérante dans la résistance équivalente de base du second transistor.

Les paramètres d'un amplificateur à deux étages sont donc très nombreux et nous ne pouvons envisager de faire ici cette étude ; nous nous limiterons donc à celle d'un étage unique, du type « amplificateur de tension », la charge étant constituée par une résistance.

9. Etage classique à transistor amplificateur de tension

Le schéma de l'étage est représenté sur la figure 23.

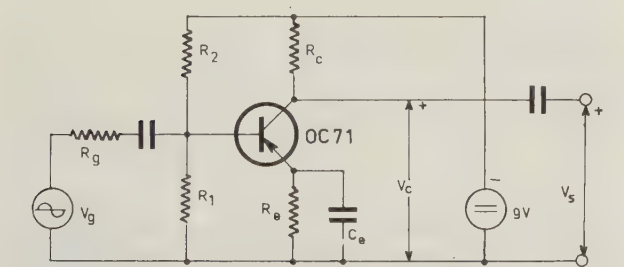


FIG. 23. — Schéma d'un étage classique, amplificateur de tension. $R_c = 7,5\text{ k}\Omega$; $R_e = 1\text{ k}\Omega$, $R_1 = 12\text{ k}\Omega$, $R_2 = 120\text{ k}\Omega$.

Nous avons tout d'abord relevé les caractéristiques dynamiques $I_C(V_G, R_b)$ sur le circuit de la figure 24a.

On observe une forte non-linéarité des courbes pour les faibles valeurs de R_b et l'on remarque, ce qui est important, que leur forme est tout à fait semblable à celle des caractéristiques d'une triode ; on peut donc prévoir qu'il sera possible de réduire notablement la distorsion de l'étage puisque le problème se présente de la même façon que pour un

étage à triode. Cependant différents réglages du circuit anti-distorsion seront nécessaires, selon la valeur de la résistance R_b de base.

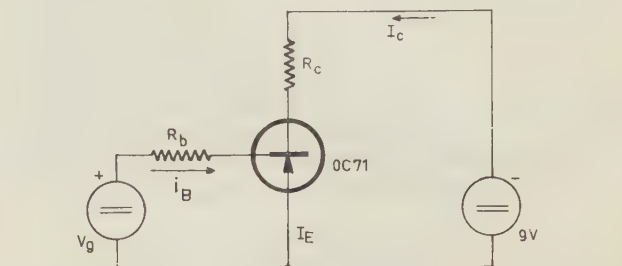


FIG. 24 a).

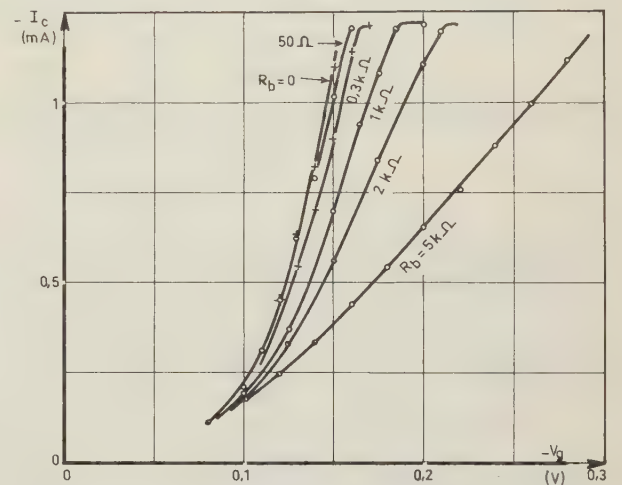


FIG. 24 b). — Caractéristiques $I_C(V_g, R_b)$ relevées sur le circuit de la figure a. $R_c = 7,5\text{ k}\Omega$.

La distorsion diminuant quand R_b augmente, il est avantageux de donner à R_1 et R_2 des valeurs élevées, mais on est limité dans cette voie par le fait que le transistor est très sensible aux variations de température. Pour cette raison, il est recommandé d'utiliser un circuit de stabilisation, constitué par une résistance R_e en série avec l'émetteur (fig. 23). Si l'on caractérise les effets dus à la température par les variations ΔI_{CEO} , on définit le « coefficient de sensibilité S » de l'étage par le rapport $S = \Delta I_C / \Delta I_{CEO}$ et l'on calcule que :

$$S = (1 + h_{21E}) \cdot \frac{R_e + R}{R + (1 + h_{21E}) \cdot R_e}$$

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Pour le transistor utilisé dans les mesures, $h_{21E} \simeq 50$; si l'on prend $R_e = 1\text{ k}\Omega$ et $R \simeq 10\text{ k}\Omega$, on a $S \simeq 9$, valeur raisonnable. Le choix du courant moyen de collecteur (nous prendrons $0,6\text{ mA}$), et celui de R , définissent les valeurs de R_1 et R_2 :

$$R_1 = 12\text{ k}\Omega, R_2 = 120\text{ k}\Omega.$$

10. Schéma de l'étage amplificateur à faible distorsion

Le schéma de l'étage classique (fig. 23) étant analogue à celui d'un étage à lampe et, de plus, chaque

caractéristique $I_C(V_g)$ étant semblable à une caractéristique de lampe $I_a(V_g)$, nous sommes conduits à utiliser pour l'étage à transistor le circuit qui s'est révélé efficace dans le cas d'un étage à lampe. Il suffit de remarquer qu'ici les sens des courants et les polarités des différences de potentiel sont inversés (cas d'un transistor PNP). Les mesures sont donc faites sur l'étage dont le schéma est représenté sur la figure 25, pour différentes valeurs de la résistance R_g du générateur de tension : 50 Ω , 1 k Ω et 5 k Ω , et pour diverses résistances de charge R_c .

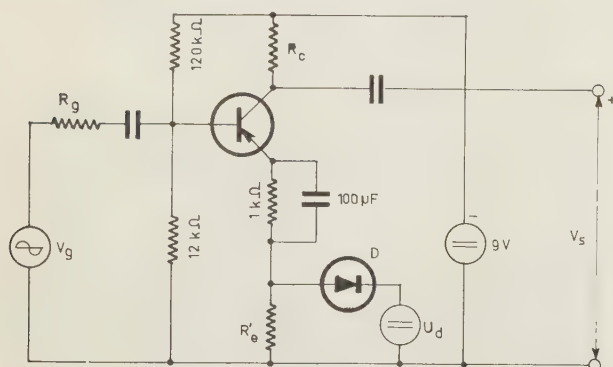


Fig. 25. — Schéma d'un étage amplificateur à transistor à faible distorsion.

11. Mesures

11.1. DISTORSION DE L'ÉTAGE QUAND $R_g = 50 \Omega$

Les mesures ont été faites dans trois cas : a) sans diode, R'_e introduisant simplement une réaction négative d'intensité, (réduction normale du gain et de la distorsion), b) avec une diode OA85, c) avec une diode AAZ12.

Les résultats des mesures sont résumés sur les figures 26 et 27.

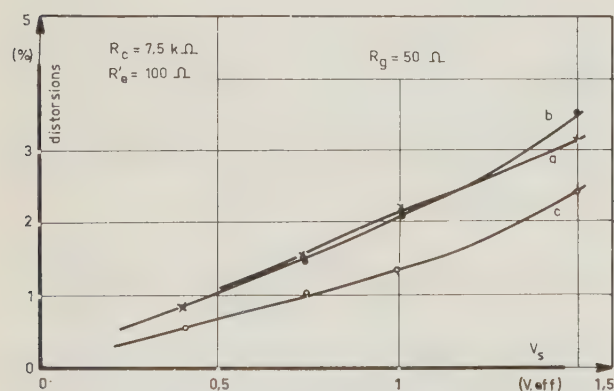


FIG. 26. — Distorsions de l'étage de la figure 25

- a) sans diode, $G = 45$
- b) avec OA85, $U_a = 0,13 \text{ V}$, $G = 50$
- c) avec AAZ12, $U_a = 0,15 \text{ V}$, $G = 50$

On voit qu'il est avantageux d'utiliser une diode à forte conductance directe, d'autant plus que la valeur de R'_e est plus grande. Pour une valeur donnée de R'_e , le circuit anti-distorsion accroît le gain de l'étage.

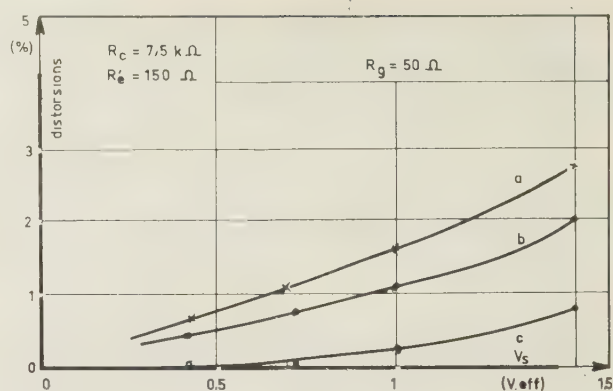


FIG. 27. — Distorsion de l'étage de la figure 25

- a) sans diode, $G = 33$
- b) avec OA85, $U_a = 0,18 \text{ V}$, $G = 35$
- c) avec AAZ12, $U_a = 0,19 \text{ V}$, $G = 45$

ge. On voit que, pour un gain égal à 45 il faut, sans circuit anti-distorsion, prendre $R'_e = 100 \Omega$; la distorsion est alors de 3,2 % pour $V_s = 1,5 \text{ V}_{\text{eff}}$. Avec le circuit AD et la diode AAZ12 on doit prendre $R'_e = 150 \Omega$, d'où une distorsion résiduelle de 0,8 % seulement. Pour $V_s = 1 \text{ V}_{\text{eff}}$ les distorsions sont respectivement de 2,2 et 0,3 %. L'efficacité du circuit est donc incontestable.

11.2. DISTORSIONS RÉSIDUELLES POUR $R_g = 1$ ET 5 k Ω

Des mesures ont été faites pour $R'_e = 100, 200, 220$ et 250 Ω . Nous ne rapportons ici que les résultats relatifs à $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ et $R'_e = 200 \Omega$, (fig. 28).

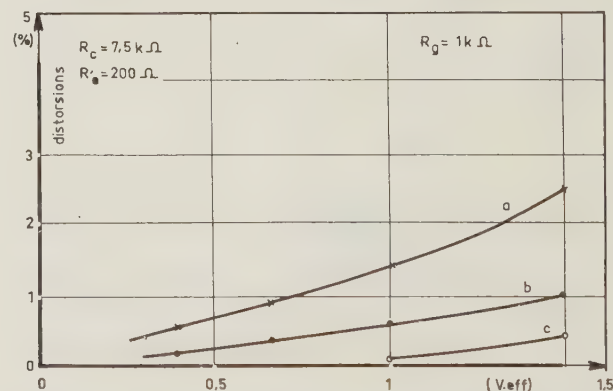


FIG. 28. — Distorsion de l'étage de la figure 25

- a) sans diode, $G = 27$
- b) avec OA85, $U_a = 0,22 \text{ V}$, $G = 28$
- c) avec AAZ12, $U_a = 0,16 \text{ V}$, $G = 30$

Ils montrent que la distorsion, avec la diode, est pratiquement nulle quand $V_s \leq 1 \text{ V}_{\text{eff}}$ (0,07 % pour $V_s = 1 \text{ V}_{\text{eff}}$, la distorsion résiduelle du générateur étant ici voisine de 0,05 %).

Il est d'ailleurs possible d'égaliser la distorsion résiduelle, en fonction de V_s , en réglant différemment la polarisation de la diode. La courbe de la figure 29 montre, par exemple, qu'avec $R'_e = 200 \Omega$, (AAZ12,

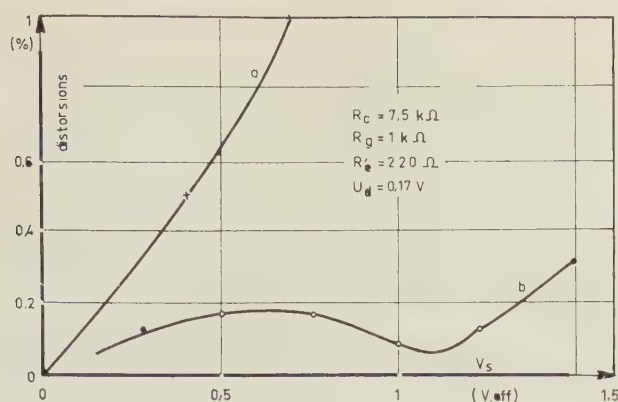


FIG. 29. — Distorsion de l'étage de la figure 25

a) sans diode, $G = 26$ b) avec AAZ12, $G = 27$

$G = 27$), on maintient la distorsion au-dessous de 0,2 % pour toutes les tensions de sortie inférieures à 1,3 V_{eff} .

On obtient des résultats analogues pour $R_g = 5 \text{ k}\Omega$. Les mesures faites pour $R'_e = 200$ et 250Ω montrent que, si U_d est réglé de façon que l'harmonique 2 soit minimal quand $V_s = 1 V_{eff}$, la distorsion résiduelle est le dixième de ce qu'elle est, avec le même R'_e , mais sans la diode. Le circuit est donc très efficace.

11.3. INFLUENCE DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE

Des mesures ont été faites avec $R_c = 4,7$ et $10 \text{ k}\Omega$. Elles ont donné des résultats analogues aux précédents : le circuit réduit la distorsion dans des rapports compris entre 5 et 10, sans agir notablement sur le gain (s'il y a un effet, il est favorable).

11.4. EFFET DE LA DISPERSION DES CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS

Six transistors OC71 ont été placés successivement sur le même circuit. Les conditions étaient les suivantes : $R_c = 7,5 \text{ k}\Omega$, $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $R'_e = 200 \Omega$, $U_d = 0,16 \text{ V}$. Les courbes de la figure 30 résument les résultats obtenus.

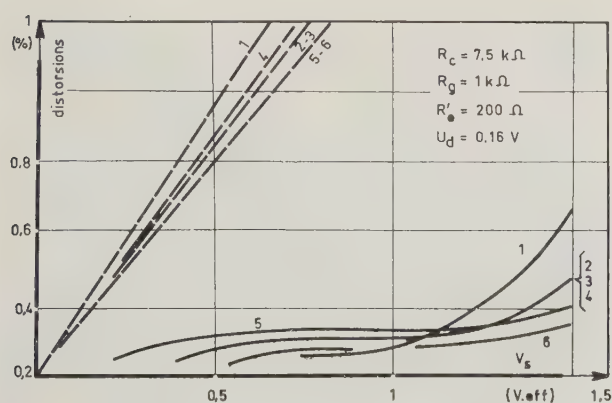


FIG. 30. — Distorsions résiduelles de l'étage de la figure 25 pour six transistors du type OC71.

Les droites donnent les distorsions de l'étage quand la diode est déconnectée ; les quatre courbes donnent les distorsions résiduelles avec le circuit AD. Les paramètres h_{21E} des transistors sont compris entre 52 et 90, les courants I_{CEO} entre 120 et $320 \mu\text{A}$, pour une tension de collecteur de 5 V.

On voit que la distorsion résiduelle est au plus de 0,14 % pour $V_s \leq 1 V_{eff}$. Le circuit est donc efficace et les valeurs de ses composants ne sont pas trop critiques, du moins quand la dispersion des caractéristiques des transistors n'est pas exagérée.

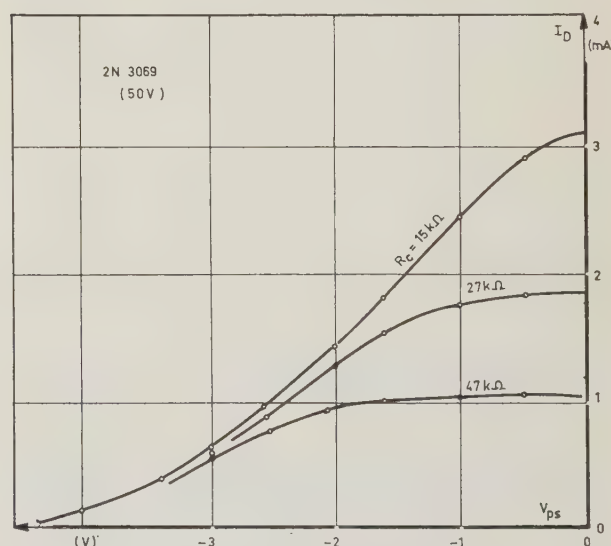
11.5. POLARISATION AUTOMATIQUE DE LA DIODE

Il est possible d'utiliser le circuit de polarisation automatique qui a été employé dans le cas des lampes (fig. 15). La distorsion reste inférieure à 0,2 % pour toutes les tensions de sortie inférieures à 1,3 V_{eff} .

12. Etage amplificateur utilisant un transistor à effet de champ

12.1. SCHÉMA DE L'ÉTAGE

Nous avons, pour terminer cette étude, fait des mesures sur un étage amplificateur utilisant un transistor à effet de champ, du type 2N3069. Les caractéristiques dynamiques, pour $R_c = 15$, 27 et $47 \text{ k}\Omega$ sont représentées sur la figure 31, la tension d'alimentation étant de 50 V.

FIG. 31. — Caractéristiques dynamiques d'un transistor à effet de champ 2N3069 pour $R_c = 15$, 27 et $47 \text{ k}\Omega$. Tension d'alimentation : 50 V

Elles sont naturellement tout à fait analogues à celles d'une pentode, de sorte que le circuit anti-distorsion va, sans aucun doute, se montrer efficace. Les mesures ont été faites pour les trois valeurs précédentes de la résistance de charge, et pour diverses valeurs de la tension moyenne U_s de source. Le schéma de l'étage est donné par la figure 32.

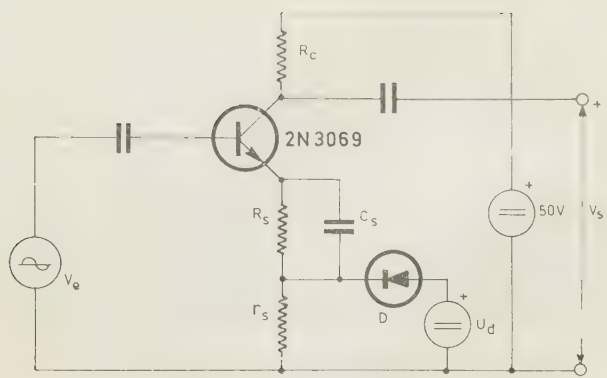


FIG. 32. — Schéma d'un étage amplificateur à transistor à effet de champ à très faible distorsion.

12.2. MESURES

Les figures 33a et b sont relatives à $R_c = 15\text{ k}\Omega$, la première utilise une diode AAZ12, la seconde une diode OA85.

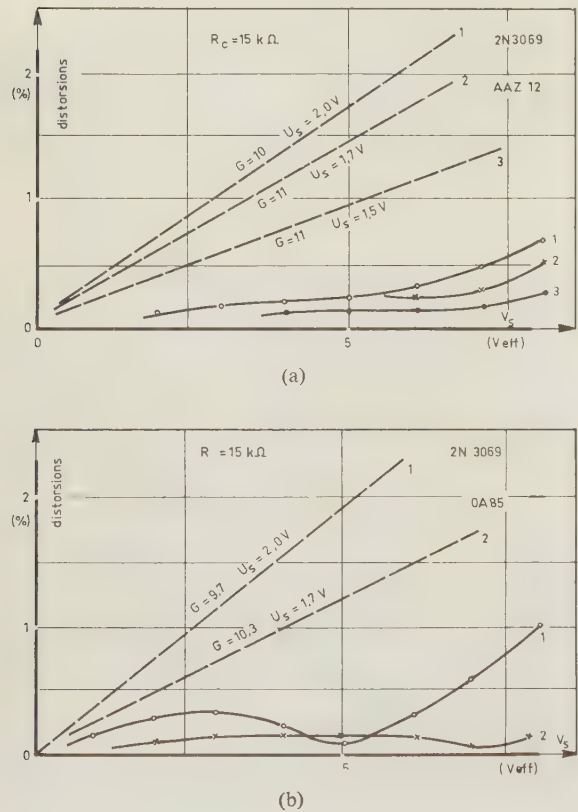


FIG. 33. — Distorsions de l'étage de la figure 32 quand $R_c = 15\text{ k}\Omega$

a) diode AAZ12

- courbe 1 : $U_{gs} = 2,0\text{ V}$, $R_s = 1\text{ k}\Omega$, $r_s = 400\ \Omega$, $U_d = 0,56\text{ V}$, $G = 10$
- courbe 2 : $U_{gs} = 1,7\text{ V}$, $R_s = 700\ \Omega$, $r_s = 300\ \Omega$, $U_d = 0,52\text{ V}$, $G = 11$
- courbe 3 : $U_{gs} = 1,5\text{ V}$, $R_s = 500\ \Omega$, $r_s = 300\ \Omega$, $U_d = 0,53\text{ V}$, $G = 11$

b) diode OA85

- courbe 1 : $U_{gs} = 2,0\text{ V}$, $R_s = 900\ \Omega$, $r_s = 450\ \Omega$, $U_d = 0,71\text{ V}$, $G = 10$
- courbe 2 : $U_{gs} = 1,7\text{ V}$, $R_s = 600\ \Omega$, $r_s = 400\ \Omega$, $U_d = 0,70\text{ V}$, $G = 10,5$

La figure 33a correspond à trois tensions de polarisation U_{gs} différentes de porte : $U_{gs} = 2,0, 1,7$ et $1,5\text{ V}$. Les droites en trait interrompu représentent la distorsion en l'absence de diode, la résistance r_s restant néanmoins connectée ; les courbes inférieures représentent les distorsions résiduelles quand le circuit anti-distorsion est branché. On voit que le réglage 3 est assez satisfaisant puisqu'il ne laisse subsister qu'une distorsion inférieure à 0,2 % quand la tension de sortie ne dépasse pas 7 V_{eff} (20 V crête-à-crête).

La figure 33b, relative à la diode OA85 et à $U_{gs} = 2,0$ et $1,7\text{ V}$, apporte un résultat très intéressant : pour $U_{gs} = 1,7\text{ V}$, la distorsion résiduelle reste inférieure à 0,2 % pour toutes les tensions de sortie ne dépassant pas 8 V_{eff} (22,5 V crête-à-crête) : c'est un résultat très favorable puisque, si le circuit AD n'est pas connecté (le gain décroît à peine), la distorsion est de 2 % pour $V_s = 8\text{ V}_{eff}$, soit 10 fois plus forte.

La figure 34 est relative à $R_c = 27\text{ k}\Omega$ et aux deux diodes AAZ12 et OA85.

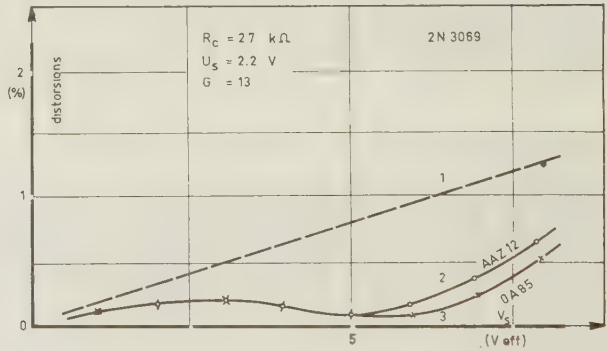


FIG. 34. — Distorsions de l'étage de la figure 32 quand $R_c = 27\text{ k}\Omega$

- 1 : sans diode. $R_s = 1,6\text{ k}\Omega$, $r_s = 400\ \Omega$, $G = 13$
- 2 : diode AAZ12, $R_s = 1,6\text{ k}\Omega$, $r_s = 400\ \Omega$, $U_d = 0,48\text{ V}$, $G = 13$
- 3 : diode OA85, $R_s = 1,5\text{ k}\Omega$, $r_s = 550\ \Omega$, $U_d = 0,59\text{ V}$, $G = 13$

Des résultats tout à fait analogues ont été obtenus pour $R_c = 47\text{ k}\Omega$. On constate ici que, contrairement à ce qui a été obtenu dans le cas des étages à lampes et à transistors à jonctions, il est avantageux d'utiliser une diode à pointe du type courant OA85, (donc peu coûteuse). Dans tous les cas, on peut obtenir un réglage qui maintient la distorsion résiduelle au-dessous de 0,25 % pour toutes les tensions de sortie inférieures à 7 V_{eff} , (rappelons que la tension d'alimentation a été prise égale à 50 V).

Enfin, il est possible de polariser la diode à partir de la source ; par exemple, pour $R_c = 27\text{ k}\Omega$, $U_{gs} = 2,2\text{ V}$, et une OA85, les meilleurs résultats ont été obtenus en disposant un potentiomètre entre la source et la masse, de résistances 11 $\text{k}\Omega$ et 3,3 $\text{k}\Omega$. La distorsion est alors inférieure à 0,2 % pour $V_s \leq 6\text{ V}_{eff}$.

CONDENSATEURS AU TANTALE A FORTE CHARGE ET A HAUTE TENSION

PAR

J. VERGNOLLE*

*CSF - Compagnie générale de télégraphie Sans Fil
Centre de Recherches Physico-Chimiques (Puteaux)*

Introduction

La préparation d'anodes de tantale ou de niobium pour condensateurs électrolytiques pose toujours des problèmes concernant la purification du métal, clef de bonnes propriétés diélectriques de l'oxyde anodique, particulièrement de son isolement. Quoi qu'il en soit, la formation à haute tension est toujours délicate : les claquages sont d'autant plus à craindre que cette tension est plus élevée ; selon YOUNG [1], ils se produiraient principalement dans des failles auxquelles des impuretés (entre autres) donneraient naissance. Or, si la purification sous vide et la formation des anodes sont ainsi corrélées, l'acuité des problèmes se trouve considérablement renforcée lorsqu'il s'agit, non plus de pièces massives de forme simple dont tous les éléments de surface sont aisément accessibles aussi bien à l'épuration qu'à la formation, mais d'anodes poreuses frittées, que les techniciens en la matière sont impuissants à obtenir avec de bonnes caractéristiques au delà d'une certaine taille. L'auteur se propose d'examiner quelques aspects du frittage et de la formation des anodes poreuses, dans la mesure où l'analyse mathématique peut jeter quelque jour sur des faits assez bien acquis par l'empirisme.

1. Elaboration des anodes poreuses

L'état actuel des connaissances rend à peu près impossible la prédiction sûre des caractéristiques d'une anode, frittée dans des conditions définies, à partir de celles de la poudre de départ : impuretés (répartition uniforme ou localisée), granulométrie, forme des grains, aire totale, structure cristalline. Une fois l'anode pressée et frittée, les différents

moyens d'évaluation physique se révèlent encore impuissants à laisser valablement augurer du destin futur du condensateur obtenu à partir de cette anode, destin lors de cette période transitoire qu'est la fabrication, et destin lors de la vie du condensateur en stockage ou en service. Les meilleurs tests connus reviennent, en fait, à essayer l'aptitude de l'anode à subir les phases critiques de la fabrication des condensateurs, ce sont des tests « hors tout » qui visent, par une sorte d'amplification non linéaire, à faire apparaître les faiblesses dans des traitements à haute tension, tels ceux préconisés par H. BELZ [2]. L'expérience, qui est à la base de tels tests, nous a aussi montré que la préparation de condensateurs pour tension élevée voit ses difficultés croître avec la taille des anodes, plus précisément avec la valeur de la dimension minimale de ces dernières, comme si leurs parties profondes étaient à la fois cachées à la vue et difficilement accessibles à un traitement correct d'épuration ou de formation, pour ne citer que des points essentiels, tout comme elles se laissent, d'ailleurs, mal pénétrer par les courants alternatifs dans le condensateur terminé [3].

L'expérience montre amplement le rôle déterminant joué par la densité d'une anode sur l'isolement du condensateur qui en naît. De véritables courbes ne pourraient être obtenues qu'à la suite de statistiques faites sur de grands nombres d'échantillons, eu égard à la dispersion particulièrement élevée des isolements ; on peut cependant, pour une poudre donnée, trouver une zone optimale de densités ; l'optimum est plus ou moins flou selon les poudres, mais se situe généralement entre 8 et 11 pour le tantale de densité 16,6 à l'état massif ; or, comme la charge spécifique et la conductance série décroissent généralement avec la densité, on a intérêt à produire des anodes de la plus faible densité possible compatible avec un isolement satisfaisant. Nous avons ainsi observé que la résistance-série pouvait doubler quand la densité relative passait de 0,5 à 0,6. Or, l'hom-

* Actuellement à IBM, Components Division, East Fishkill Facility, Hopewell Junction (N.Y.), USA.

généralisation de la densité est un problème de fabrication qui intéresse les liants de moulage, le mode de pressage et la forme de la pièce pressée ; à ce sujet, la difficulté est d'autant plus aiguë que la dimension de l'anode, comptée selon l'axe de pressage, est plus grande ; si l'on tient compte du fait que la porosité anisotrope confère une plus faible résistivité-série apparente au matériau conducteur imprégnant l'anode formée dans le sens du pressage que dans un sens perpendiculaire, on aboutit à la conclusion que les anodes les plus homogènes et les meilleures à tous égards sont des anodes plates minces ; cependant des considérations d'ordre technologique, voire commercial, incitent les fabricants à presser au contraire des anodes cylindriques dont la hauteur peut valoir deux ou trois diamètres.

La littérature est assez riche en études systématiques de l'influence du frittage sur les performances des condensateurs ; nous ne citerons que L.H. BELZ [4] et C.J.B. FINCHAM and G.L. MARTIN [5] pour mémoire. Il n'en reste pas moins qu'un observateur non prévenu jugera certaines questions assez controversées, telles l'élimination conjointe sous forme de CO du carbone et de l'oxygène ; si l'opinion courante est qu'un excès stoechiométrique de carbone exige, pour sa parfaite élimination, un excès d'oxygène [6], l'ajout de carbone a pu être trouvé bénéfique [7], peut-être sur une poudre particulièrement oxydée. Quoi qu'il en soit, les impuretés les plus critiques pour l'isolement ne sont pas sûrement déterminées, quoique l'on soupçonne essentiellement N, O et C ; leur action semble d'autant plus décisive que la tension de formation est plus élevée, l'oxyde, plus épais, plus chargé d'impuretés par unité d'aire, et partant plus riche en germes de failles. A ce sujet, une étude micrographique au microscope électronique serait souhaitable pour jeter un jour sur la dispersion de ces impuretés ou sur leur localisation en des sites préférentiels.

Les mécanismes élémentaires régissant l'épuration au cours du frittage sont bien connus, et mettent en jeu la diffusion des impuretés dans les grains, leur volatilisation à l'interface métal/atmosphère du four, qu'il s'agisse soit d'une évaporation pure et simple comme celle des métaux, soit d'une dissociation d'oxydes, de nitrures, soit d'une oxydation du carbone [8]. Des différents travaux publiés sur le frittage du tantale et du niobium, nous retenons particulièrement ceux de KLOPP, mentionnés dans le très complet traité de MILLER [9] et celui de KLOPP and BARTH [10]. Plus récemment, la question a été passée en revue par M. L. POCHON [11], il insiste sur la relation entre la pression d'équilibre des réactions d'épuration et la pression résiduelle, ainsi que sur la taille limite ; de très intéressantes références sont données. Cependant, la porosité est souvent laissée dans la pénombre, sans doute par suite du fait que c'est d'ordinaire un facteur secondaire — d'ailleurs gênant — que l'on cherche à réduire au minimum ; or, dans le cas des anodes, c'est un facteur primordial ; mais, alors que les pièces massives sont frittées à une température élevée, voisine du point de fusion, telle que les tensions de vapeur et de décomposition des impuretés ainsi que les coefficients de diffusion en

phase solide soient élevés, la porosité va de pair avec un frittage à température modérée, qui, compte tenu des énergies d'activation, s'accompagne de valeurs faibles des paramètres conditionnant la purification. L'azote notamment s'éliminerait très incomplètement vers 2 000 °C dans le tantale. Sans adopter ce point de vue très particulier, G.P. SHVEIKIN [12] s'est cependant attaché récemment à analyser l'influence de la porosité résiduelle sur le mécanisme du frittage.

On peut imaginer que les gradients de concentration des impuretés dans une masse poreuse en cours de frittage n'orientent pas la diffusion de ces dernières vers la surface extérieure apparente, mais vers celle des grains imparfaitement jointoyés au cœur de l'anode, surface qui est précisément l'élément intéressant exploité dans les condensateurs parce que l'aire totale est très grande par unité de volume. Les impuretés s'éliminent ensuite en phase gazeuse dans les pores au sein desquels un important gradient de pression peut être imaginé. Or, dans des conduits dont les dimensions n'excèdent pas 10 μ (comme en témoignent des mesures porosimétriques en cours) et jusqu'à des pressions de plusieurs centimètres de mercure, l'écoulement des gaz doit se faire en régime moléculaire vers 2 000 °C selon la loi de KNUDSEN, puisque le libre parcours moyen moléculaire reste grand vis-à-vis des dimensions ; aussi, l'équation utilisée par SHVEIKIN [12] pour déterminer le gradient de pression dans les pores, équation fixant la vitesse d'écoulement proportionnellement à la quatrième puissance de la dimension des pores et inversement proportionnellement au coefficient de viscosité, ne nous paraît-elle pas correspondre aux conditions régnant dans les anodes, où la conductance doit plutôt être proportionnelle au rapport $(1-\mu)^2/\mathcal{A}$, μ étant la densité relative, et $\mathcal{A}$, l'aire totale répartie par unité de volume, ce qui exprime simplement la proportionnalité de cette conductance à l'inverse du périmètre moyen des pores ; en fait, la densité qui intervient dans le rapport devrait être supérieure à la densité apparente mesurable, car l'expérience (porosimétrie) nous a montré qu'une importante fraction des pores est fermée et se comporte, sous l'angle considéré, comme la matière solide. Plus précisément, la formule de KNUDSEN prendrait, selon nous, la forme suivante qui donne la conductivité gazeuse C de la matière anodique :

$$1/C = (3/8) 10^3 \sqrt{\pi/2} \mathcal{A} (1-\mu)^{-2} \sqrt{M/RT} \quad \text{cm.s./l}$$

$\mathcal{A}$ est exprimée en cm^{-1} , M est la masse moléculaire en g, T , la température absolue, et R , la constante des gaz parfaits. Ainsi, pour l'azote à 2 300 °K, on trouve $C = 1/36 \text{ l/cm.s.}$, en prenant $\mathcal{A} = 10^3 \text{ cm}^{-1}$ et $\mu = 0,6$; il ne peut d'ailleurs s'agir là que d'une approximation sommaire qui néglige, entre autres, l'anisotropie révélée par les mesures de résistance électrique série des électrolytes d'imprégnation ; mais l'existence d'autres moyens d'investigation pratiques reste problématique. SHVEIKIN mentionne également les pores fermés, dans lesquels il évalue la surpression à 14,7 kN/m², soit plus de 100 torrs ; les formules utilisées l'amènent à estimer un écart relatif de pression entre intérieur et extérieur de 2 à 4 ordres.

Si le dégazage est supposé, pour un instant, uniforme dans toute la masse poreuse, la répartition de la pression suit une loi parabolique en fonction de la distance comptée selon une ligne moyenne d'écoulement gazeux et offre un maximum au centre ; nous prendrons l'exemple suivant : une anode plate de 7 mm d'épaisseur dégazant 2.10^{-6} g/cm².s d'un corps de masse moléculaire 28 g. Pour une conductivité de la valeur précédemment calculée, la surpression interne peut avoisiner 8 torrs, ce qui correspond à 5 puissances de 10 si la pression extérieure est de 10^{-4} torr ; il vaut alors mieux parler d'écart absolu de pressions que de rapport. Mais, à une pression atteignant plusieurs torrs, la vitesse de désorption des gaz permanents est certainement réduite dans une large proportion ; d'autre part, en appliquant avec DUSHMAN [13] la loi de *RAOULT* aux métaux dissous dans le tantale (ou le niobium), la tension de vapeur des impuretés, à laquelle est proportionnelle leur vitesse d'évaporation, peut devenir de l'ordre de grandeur de la pression résiduelle. Le tableau suivant indique les tensions de vapeurs calculées à 2000 °C d'un certain nombre d'impuretés métalliques usuelles du tantale à la concentration de 10 ppm (en torrs) :

IMPURETÉS							
Fe	Mn	Sn	Ni	Ti	Cr	Ca	Al
4.10 ⁻⁵	6.10 ⁻³	25.10 ⁻⁵	3.10 ⁻⁵	2.10 ⁻⁶	10 ⁻⁴	4.10 ⁻²	6.10 ⁻⁴
Tensions de vapeurs à 2000 °C calculées en torrs							

Le dégazage, pour ces impuretés, ne peut s'opérer à cœur à une vitesse indépendante de la pression que si cette dernière est très petite vis-à-vis des valeurs tabulées, ce qui est peu vraisemblable, sauf pour le calcium ; si la pression partielle dépasse les valeurs indiquées, la concentration en est accrue d'autant. On conçoit donc que la diffusion en phase solide des impuretés ne soit pas exclusivement sollicitée vers la surface des grains, mais aussi vers la surface externe sur laquelle règne une pression faible entretenue. Ce raisonnement sommaire n'a malheureusement pas tenu compte d'éventuelles compositions chimiques définies, douées de tensions de décomposition inconnues, telles que TaFe₂, avec lequel Ta donne une phase liquide à 2000 °C, Ta₃Ni₂ d'existence hypothétique, TaCr₂ qui donne également une phase liquide ; quant au titane, il est miscible en toutes proportions [14]. La décomposition du carbure et du nitrure de niobium a été particulièrement bien étudiée par KLOPP. Les pressions d'équilibre de l'azote et du CO (forme sous laquelle s'élimine le carbone) sont, à 2 000 °C, respectivement de 2 et de 700 torrs, soit, pour des teneurs de 10 ppm, 2.10^{-5} et 7.10^{-3} torr, ce qui amènerait à comparer l'élimination de l'azote à celle du nickel, et celle du carbone à celle du manganèse.

L'autre phénomène — déjà mentionné — gouvernant l'épuration des anodes est la diffusion en phase solide. On dispose malheureusement d'un nombre extrêmement réduit de données sur les coefficients de diffusion des impuretés tant métalliques que

gazeuses dans le tantale ou le niobium vers 2 000 °C. En dehors des valeurs indiquées par KLOPP, d'autres figurent dans le traité de SMITHELLS [15]. Le tableau suivant relate les valeurs calculées à 2 300 °K sur la base des énergies d'activation indiquées.

	Fe	O	N	C
D en cm ² /s	10 ⁻⁷	3,5.10 ⁻⁵	1,5.10 ⁻⁵	2,7.10 ⁻³

Les phénomènes conjoints de diffusion d'une impureté en phase solide et de son évaporation à la surface à une vitesse proportionnelle à sa concentration superficielle sont formellement analogues à la diffusion de la chaleur dans un solide et à sa dissipation dans le fluide ambiant à une vitesse proportionnelle à l'écart de température entre la surface et ce fluide ; le problème a été analysé, entre autres, par Max JAKOB dans son traité de Thermique [16]. Nous considérerons, à titre d'exemple, le cas particulier du fer dont la vitesse d'évaporation sous haut vide est estimée, d'après DUSHMAN [13], selon la loi de Langmuir, à $0,055 \theta$ g/cm².s à 2 300 °K, à la concentration relative θ dans le solide. La géométrie interne des grains étant très complexe, nous approcherons les phénomènes en supposant une plaque plane de tantale de 100 μ , d'épaisseur $2s$, et en transposant les calculs thermiques de GROEBER [17] rapportés par JAKOB. Signalons que KLOPP [18] a envisagé sous un jour voisin le dégazage de barres cylindriques de tantale et estimé à 4.10^{-4} torr la pression résiduelle nécessaire à abaisser la solubilité de l'oxygène à moins de 100 ppm à 2 400 °C, compte non tenu du carbone. Pour reprendre le problème traité, GROEBER considère un coefficient de déperdition relative b égal au quotient du facteur de dissipation h (en W/cm².°K) par la conductivité thermique de la plaque k (en W/cm.°K) ; l'analogue de la conductivité k est le produit du coefficient de diffusion de l'impureté par la densité du tantale, soit 16,6 D ; il s'ensuit que b vaut $0,055/16,6 \times 10^{-7} = 3,3.10^{-4}$ cm⁻¹. Dans ces conditions, si θ_i est la concentration relative initiale (uniforme) de l'impureté, sa valeur à l'instant τ dans un plan d'abscisse x est donnée par

$$\theta/\theta_i = \sum_{v=1}^{v=\infty} [2 \sin \phi_v / (\phi_v + \sin \phi_v \cos \phi_v)] \exp (-\phi_v^2 D \tau / s^2) \cos (\phi_v x / s)$$

ϕ_v , étant la v^{me} racine de l'équation

$$\varphi = bs \cot \varphi.$$

A la surface de la plaque ($x = \pm s$) :

$$\theta_s/\theta_i = \sum_{v=1}^{v=\infty} [2 \sin \phi_v / (\phi_v + \sin \phi_v \cos \phi_v)] \exp (-\phi_v^2 D \tau / s^2) \cos \phi_v.$$

Or, dans le cas présent, bs est très grand (160) ; alors,

$$\varphi_v \simeq (2v-1)\pi/2 \quad \text{et} \quad \theta_s = 0.$$

Cela signifie que, si la pression résiduelle dans les pores était assez basse pour que le fer s'évapore selon la loi classique de Langmuir, la surface de grains dont les dimensions sont de l'ordre de 100μ serait immédiatement épurée ; la diffusion contrôlerait la désorption de l'impureté, dont un gradient de concentration positif existerait, dirigé vers l'intérieur du grain. Près de la surface considérée :

$$\frac{1}{\theta_i} \frac{d\theta}{dx} = -\frac{2}{s} \sum_{v=1}^{v=\infty} \frac{\phi_v \sin^2 \phi_v}{\phi_v + \sin \phi_v \cos \phi_v} \exp\left(\frac{-\phi_v^2 D\tau}{4s^2}\right)$$

$$\simeq (2/s) \sum_{v=1}^{v=\infty} \exp(-\phi_v^2 D\tau/s^2) \simeq (2/s) \exp(-\pi^2 D\tau/4s^2).$$

Calculons, par exemple, le temps au bout duquel la concentration θ_i se trouve divisée par 100 à une profondeur de 5μ :

$$\tau = (-4s^2/\pi^2 D) \log_e (sd\theta/2\theta_i dx) ;$$

on trouve 300 secondes, ou 5 minutes. Les micrographies montrent que les grains sont généralement beaucoup plus petits, ce qui revient, au bout d'un temps très court, à annuler l'exponentielle, donc la concentration.

Ces calculs ont admis en postulat une concentration uniforme d'impuretés, sans tenir compte d'éventuelles accumulations locales, comme celles imputables à la décomposition des liants de moulage. Ils montrent que, au moins dans le cas du fer dont le coefficient de diffusion est le plus faible de ceux connus dans le tantale, la diffusion serait le facteur dominant lors de l'épuration si la pression résiduelle pouvait être amenée assez bas au fond des pores, et qu'alors elle permettrait une purification des plus satisfaisantes, compte tenu de la grosseur des grains et des épaisseurs de métal intéressées par l'oxydation

anodique (une fraction de micron). L'obstacle majeur, pour autant que le temps de frittage demeure insuffisant à fermer trop de pores, reste donc le gradient de pression résiduelle, qui doit ralentir l'évaporation selon des lois qui ne sont pas encore pleinement élucidées.

Les considérations développées, bien qu'incapables d'aboutir à des conclusions vraiment quantitatives, montrent combien la difficulté de former à haute tension des anodes de tantale de structure et de composition contrôlées s'accroît considérablement lorsque ces paramètres deviennent difficilement accessibles au cœur d'une masse poreuse épaisse. Quand l'épaisseur croît, la température et le temps de frittage doivent s'accroître de même pour parachever la purification, cependant que la porosité et l'aire répartie par unité de volume diminuent. On aboutit alors au concept de « mur de l'épaisseur » qui, pour être moins clairement défini que celui, usuel, de « mur de la chaleur » en aérodynamique, apparaît pourtant doué de réalité physique ; au-delà de ce mur, l'isolement moyen étant fixé pour une tension donnée, tout accroissement de la taille en vue d'augmenter la charge est compensé par la chute de l'aire utile, la purification à cœur n'étant obtenue qu'au prix d'une densification prohibitive. On rejoint là la notion de densité optimale : en effet, une opinion assez couramment répandue attribue à la faiblesse des ponts inter-grains le défaut d'isolement des anodes à trop faible densité, pourtant d'une structure favorable au dégazage ; on exige de ces ponts d'avoir une grosseur élevée vis-à-vis des épaisseurs des couches d'oxyde ; du côté des densités trop élevées, l'épuration s'opère difficilement et, de préférence, par diffusion en phase solide vers la surface externe ; la densité optimale serait un compromis fonction de la forme des grains et de leur spectre granulométrique.

Les facteurs considérés jusqu'à présent ne sont pas les seuls en jeu. A partir d'une anode déterminée, les conditions d'oxydation anodique sont d'autant plus critiques que la tension à atteindre doit être plus élevée ; là encore nous verrons au chapitre suivant

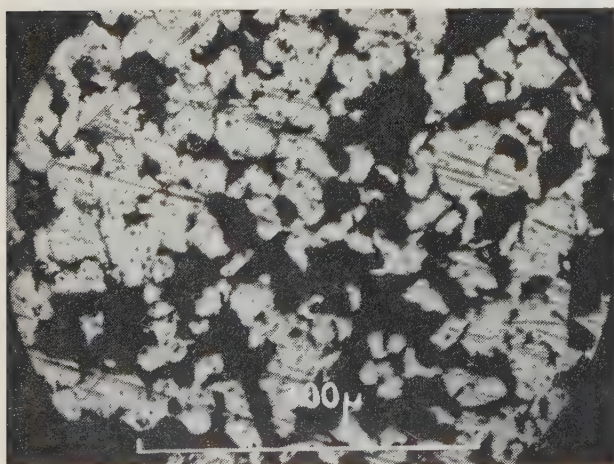


FIG. 1 et 2. — Deux micrographies d'anodes de tantale obtenues par frittage de poudres de structures différentes (métal en blanc).

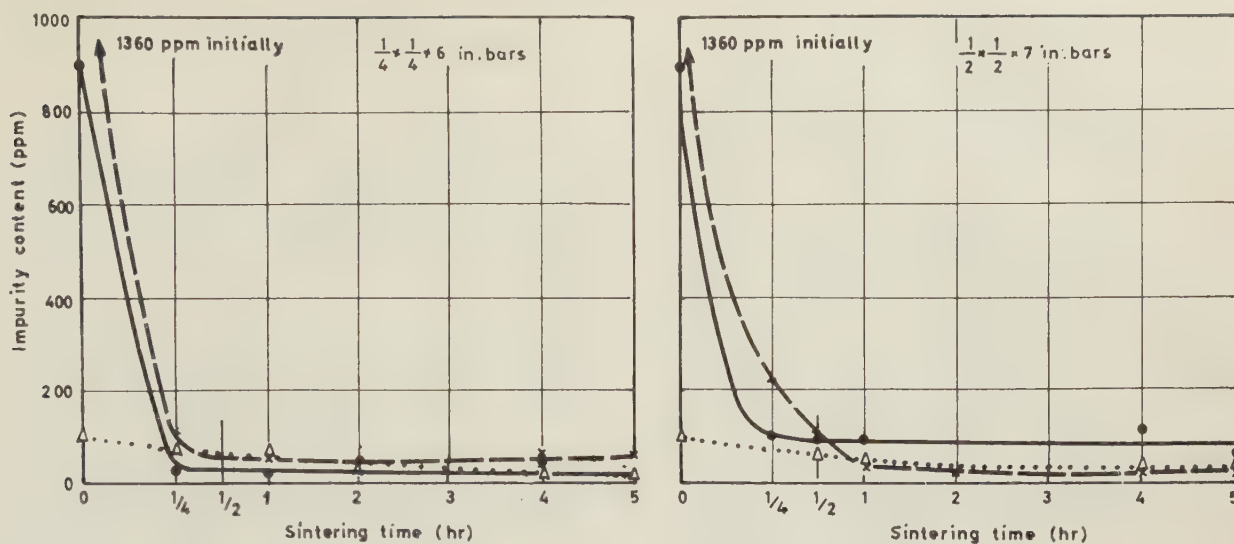


FIG. 3. — Effet de la grosseur des barres frittées et du temps sur l'élimination des principales impuretés du tantale vers 2 700 °C. En trait plein, le carbone ; en tireté, l'oxygène ; en pointillé, l'azote. (Courbes de SCHMIDT et al., rapportées par POCHON).

que ces conditions ne peuvent être uniformisées dans toute la masse, ce qui peut désavantager certaines parties par rapport à d'autres.

2. Cinétique de la formation des anodes poreuses

Une fois l'électrolyte choisi, la formation est régie par deux paramètres principaux : la densité de courant et la température. Ces paramètres sont aisément imposés aux anodes massives par la disposition des électrodes et l'ajustage des courants d'une part, et par l'agitation et la régulation de température des bains d'autre part. Mais la densité superficielle de courant ne peut être uniforme au sein d'une anode poreuse imprégnée d'un électrolyte par ailleurs généralement très résistant. La chaleur dégagée à l'intérieur du diélectrique en cours de formation ne peut être dissipée à l'extérieur que moyennant un gradient thermique dans la masse, quelle que soit l'agitation extérieure du bain qui a tout au plus pour effet d'imposer la fixité de température à la surface apparente de l'anode.

2.1. Séparant les deux phénomènes, pour la commodité, nous visons seulement dans ce paragraphe à analyser la loi de la formation en supposant donc arbitrairement l'anode isotherme et plongée dans un bain électrolytique de résistivité uniforme.

On admet usuellement que la tension v sous laquelle se forme l'oxyde est pratiquement la tension-limite, proportionnelle à l'épaisseur ε

$$v = \alpha \varepsilon$$

et que le volume d'oxyde u est proportionnel à la quantité d'électricité mise en jeu Q

$$u = FQ.$$

Une anode se caractérise, outre son aire utile $\mathcal{A}$ par unité de volume, par la résistivité apparente de

l'électrolyte qui l'imprègne, compte tenu de sa division dans les pores, soit ρ . En tout point de la masse poreuse, peut être définie une densité du courant de formation à l'intérieur de l'électrolyte, i , en se référant à l'élément d'aire — macroscopique, à l'échelle des pores — normal au vecteur courant moyen ; cette densité de courant est distincte de celle que l'on peut définir à la surface de chaque pore, j , proportionnellement à laquelle l'oxyde s'accroît, et pour laquelle, eu égard à la direction parfaitement aléatoire des vecteurs courants infinitésimaux, nul vecteur courant moyen ne saurait être défini (cf. fig. 4). Au

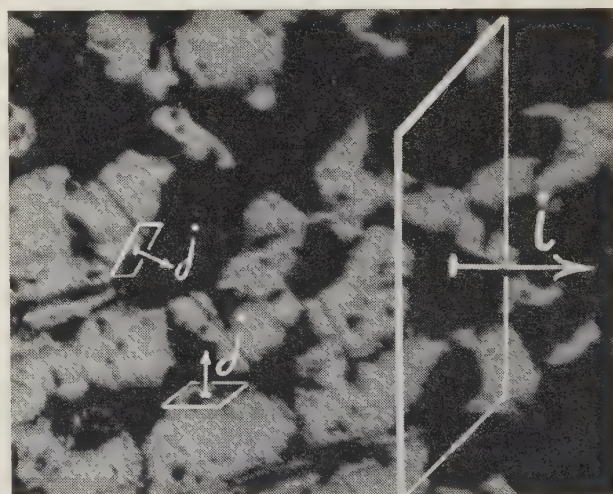


FIG. 4. — Les densités de courant dans les pores : j relative à la surface des grains, et i relative à l'aire d'anode normale au vecteur courant moyen, somme des vecteurs courants élémentaires dans les pores (en noir sur la photo).

fur et à mesure que, depuis sa périphérie, l'on pénètre plus profond dans l'anode, i diminue du fait de l'absorption de courant par la surface des pores en cours de formation :

$$j\mathcal{A} = + |\text{grad } i| = (\mathcal{A}/F) \partial \varepsilon / \partial \tau.$$

L'équation précédente rend compte de la loi de croissance de l'oxyde en fonction du temps τ .

En utilisant le paramètre global $\delta = F\alpha/\rho\mathcal{A}$, que nous appellerons « diffusivité de formation », la combinaison des équations précédentes conduit à

$$\partial v/\partial \tau = \delta \cdot \Delta v \quad \text{ou} \quad \delta \varepsilon/\partial \tau = \delta \cdot \Delta \varepsilon$$

On reconnaît immédiatement l'analogie formelle avec la diffusion de la chaleur si l'on fait correspondre v ou ε à la température. Cette analogie va nous permettre de nous référer, une fois de plus, à GROEBER [17] en partant des cas d'une plaque et d'un cylindre infinis, initialement isothermes et soudain plongés dans un milieu ambiant à température t_e ; les données classiques fournissent à chaque instant la loi de répartition de la température dans les corps solides. La transposition sera opérée en assimilant le milieu ambiant à l'électrolyte qui baigne extérieurement l'anode, et en faisant tendre simultanément vers l'infini la résistance rencontrée par le courant dans le bain et la tension sous laquelle il est alimenté, ce qui revient à rendre constante la densité de courant i hors de l'anode.

2.1.1. Formation d'une anode plane d'épaisseur $2s$

En raisonnant sur l'unité d'aire de surface apparente de plaque-anode, on appellera g la conductance du bain entre cette surface unitaire et l'électrode d'amenée de courant, et posera $\gamma = g\rho$. Si θ est l'écart de température analogue entre un point de la plaque, repéré par son abscisse x comptée normalement au plan médian, et le milieu ambiant, et θ_i , sa valeur initiale, uniforme, la solution générale est représentée par l'équation déjà utilisée pour la désorption des impuretés, x variant cette fois, non dans l'épaisseur d'un grain, mais dans celle de toute l'anode :

$$\theta/\theta_i = \sum_{v=0}^{v=\infty} \frac{2 \sin \phi_v}{\phi_v + \sin \phi_v \cos \phi_v} \exp\left(\frac{-\delta \tau \phi_v^2}{s^2}\right) \cos \frac{\phi_v x}{s};$$

ϕ_v est la v^{me} racine de l'équation

$$\varphi = \gamma s \cot \varphi.$$

Dans le cas particulier considéré, où γ tend vers zéro :

$$\phi_v = v\pi + \gamma s/\nu\pi \quad (v \neq 0)$$

$$\phi_v = \sqrt{\gamma s} \quad (v = 0)$$

Lorsque γ tend vers 0, la formule générale devient, toutes simplifications opérées :

$$\begin{aligned} \theta/\theta_i &= 1 + \gamma(s/6 - \delta\tau/s - x^2/2s) \\ &+ (2\gamma s/\pi) \sum_{v=1}^{v=\infty} \cos v\pi \cos(v\pi x/s) \exp(-v^2\pi^2\delta\tau/s^2)/v^2. \end{aligned}$$

Comme t_e et $1/\gamma$ tendront simultanément vers l'infini, en respectant la condition $\gamma t_e = c$,

$$\text{on peut poser} \quad \theta/\theta_i \simeq 1 + \gamma(t_i - t)/c$$

Il sera commode aussi d'utiliser un temps réduit $\mathcal{C} = \pi^2\delta\tau/s^2$. Moyennant quoi, l'expression générale de la température analogique dans la plaque-anode devient :

$$\begin{aligned} (t - t_i)/cs &= \mathcal{C}/\pi^2 + (1/2)(x/s)^2 - 1/6 - (2/\pi^2) \sum_{v=1}^{v=\infty} \cos v\pi \\ &\cos(v\pi x/s) \exp(-v^2\mathcal{C})/v^2 = f(\mathcal{C}, x/s). \end{aligned}$$

On passe de là immédiatement à l'expression de la tension sous laquelle est formé chaque point de l'anode, en posant $c = \rho s I$, I étant le courant global de formation par unité de volume d'anode, notion familière aux fabricants de condensateurs :

$$v/\rho s^2 I = f.$$

Cette équation appelle les remarques suivantes : Alors que les faces externes sont formées selon une loi ($x = \pm s$) :

$$f_e = \mathcal{C}/\pi^2 + 1/3 - (2/\pi^2) \sum_{v=1}^{v=\infty} \exp(-v^2\mathcal{C})/v^2,$$

le cœur suit la loi :

$$f_c = \mathcal{C}/\pi^2 - 1/6 - (2/\pi^2) \sum_{v=1}^{v=\infty} \cos v\pi \exp(-v^2\mathcal{C})/v^2;$$

c'est-à-dire avec un retard qui tend vers :

$$(v_e - v_c) = \rho s^2 I/2.$$

On peut vérifier qu'à l'instant initial ($\mathcal{C} = 0$), la tension est nulle au centre comme sur les faces :

$$f(0,1) = 1/3 - 2B_1 \equiv 0$$

$$f(0,0) = -1/6 + B_1 \equiv 0$$

B_1 étant le premier nombre de Bernouilli.

Comme, pour les valeurs pas trop faibles du temps réduit $\mathcal{C}$, la série $\exp(-v^2\mathcal{C})/v^2$ est rapidement convergente, l'équation générale prend alors la forme :

$$\begin{aligned} v/\rho s^2 I &\simeq \mathcal{C}/\pi^2 + (1/2)(x/s)^2 - 1/6 \\ &+ (2/\pi^2) \cos(\pi x/s) \exp(-\mathcal{C}). \end{aligned}$$

La formation tend à se poursuivre selon la loi limite

$$(\partial v/\partial \mathcal{C})_i = \rho s^2 I/\pi^2$$

ou encore

$$(\partial v / \partial \tau)_l = \delta I \rho = F \alpha I / \mathcal{A}.$$

La première partie de la figure 5 illustre cette première phase de la formation.

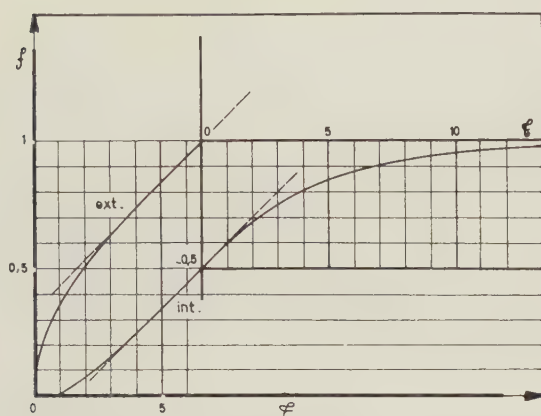


FIG. 5. — Formation d'une anode plane : variations de la tension réduite $f(\xi, x/s)$ avec le temps réduit. A gauche, formation à courant constant, interrompue quand f atteint la valeur 1 à l'extérieur et 0,5 au cœur. A droite, formation à tension constante ($f = 1$) ; l'extérieur demeure sous la tension 1 tandis que l'intérieur part de la tension 0,5 pour tendre asymptotiquement vers 1.

2.1.2. Formation d'une anode cylindrique de rayon s

Avec les mêmes conventions de symboles, la solution générale classique est exprimée par l'équation suivante, où J_n désigne la fonction de Bessel d'ordre n :

$$\theta / \theta_i = \sum_{v=0}^{v=\infty} \left[2J_1(\chi_v) / \chi_v [J_0^2(\chi_v) + J_1^2(\chi_v)] \right] \exp(-\delta \chi_v^2 \tau / s^2) J_0(\chi_v x / s) ;$$

x varie cette fois dans l'intervalle $(0, s)$ et χ_v est la v^{e} racine de l'équation

$$\gamma s J_0(\chi) = \chi J_1(\chi)$$

Lorsque γ est très petit, ces racines sont très voisines de celles de $J_1(\psi) = 0$ soit ψ_v , qui sont tabulées.

$$\begin{aligned} \chi_v &= \psi_v + \gamma s / \psi_v & (v \neq 0) \\ \chi_v &= \sqrt{2\gamma s} & (v = 0) \end{aligned}$$

Faisant encore intervenir les maxima et minima μ_v de J_0 , correspondant aux valeurs ψ_v de la variable, la forme-limite de l'équation générale devient, toutes réductions faites, lorsque γ tend vers zéro :

$$\theta / \theta_i = 1 - \left[\gamma (2\delta \tau / s + x^2 / 2s - s/4) - \sum_{v=1}^{v=\infty} [(2\gamma s / \psi_v^2 \mu_v) \exp(-\psi_v^2 \delta \tau / s^2) J_0(x \psi_v / s)] \right],$$

ou encore, en utilisant les conventions du § 2.1.2 :

$$\begin{aligned} (t - t_i) / cs &= 2\mathcal{G} / \pi^2 - 1/4 + (1/2)(x/s)^2 \\ -2 \sum_{v=1}^{v=\infty} \exp(-\psi_v^2 \mathcal{G} / \pi^2) J_0(\psi_v x / s) / \psi_v^2 \mu_v &= h(\mathcal{G}, x/s). \end{aligned}$$

Comme le rapport du volume à l'aire extérieure est $s/2$, nous poserons cette fois $c = \rho s I / 2$,

$$\text{d'où} \quad v / \rho s^2 I = h/2.$$

Alors qu'à la surface du cylindre

$$v_e / \rho s^2 I = \mathcal{G} / \pi^2 + 1/8 - \sum_{v=1}^{v=\infty} \exp(-\psi_v^2 \mathcal{G} / \pi^2) / \psi_v^2,$$

sur l'axe :

$$v_c / \rho s^2 I = \mathcal{G} / \pi^2 - 1/8 - \sum_{v=1}^{v=\infty} \exp(-\psi_v^2 \mathcal{G} / \pi^2) / \psi_v^2 \mu_v.$$

Le retard de formation tend vers :

$$(v_e - v_c)_l = \rho s^2 I / 4.$$

Naturellement, les deux expressions trouvées au paragraphe précédent pour la vitesse limite de formation restent inchangées, grâce au choix du paramètre I .

Les courbes de la figure 6 rappellent naturellement celles de la précédente.

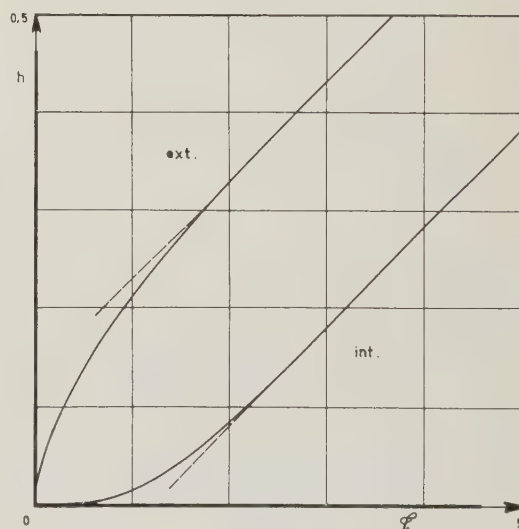


FIG. 6. — Formation d'une anode cylindrique à courant constant : variations de la tension réduite $h(\xi, x/s)$ avec le temps réduit ; courbes pour $x/s = 0$ et $x/s = 1$, qui tendent vers des droites décalées de 0,25 en ordonnées.

2.1.3. Fin de formation d'une anode-plaque

Lorsque le régime permanent de formation est pratiquement atteint, la tension dans une anode de forme plate (ou cylindrique) suit une loi para-

bolique en fonction de x ; la parabole $v(x)$ subit une translation verticale dans son plan au fur et à mesure que τ croît. Au bout d'un certain temps, qui sera maintenant pris arbitrairement comme nouvelle origine, au lieu de maintenir le courant total constant, on maintient alors généralement la tension constante : c'est la fin de formation, phase au cours de laquelle la parabole, gardant ses extrémités ($|x| = s$) fixes, s'aplatit progressivement, cependant que le courant tend vers zéro (en fait il tend vers une limite non nulle, le courant de fuite). Nous limiterons notre étude à la fin de formation d'une anode-plaque, problème sans difficultés mathématiques.

Plaçant cette fois l'origine des x sur une face, on a la répartition initiale suivante de la température analogue, comptée arbitrairement à partir de sa valeur externe :

$$t/cs = (1/2) [(x-s)^2/s^2 - 1] = (1/2) [(x/s - 1)^2 - 1] = f_1(0, x/s)$$

$$\text{ou} \quad (v - v_0)/\rho s^2 I = f_1(0, x/s).$$

Le cas analogue est celui d'une plaque, siège d'une certaine répartition de température, et dont les deux faces sont portées, à partir de l'instant origine, à une température fixe, en l'occurrence zéro. La solution générale classique est (cf. JAKOB) :

$$t/cs = \sum_{v=1}^{v=\infty} N_v \exp(-v^2 \mathcal{T}/4) \sin(v\pi x/2s);$$

N_v , pour satisfaire les conditions initiales, aura pour expression :

$$N_v = 8(\cos v\pi - 1)/(v\pi)^3$$

D'où

$$(v - v_0)/\rho s^2 I = 8 \sum_{v=1}^{v=\infty} (\cos v\pi - 1) \exp(-v^2 \mathcal{T}/4) \sin(v\pi x/2s)/(v\pi)^3.$$

En particulier, au cœur :

$$(v - v_0)/\rho s^2 I = 8 \sum_{v=1}^{v=\infty} (\cos v\pi - 1) \exp(-v^2 \mathcal{T}/4) \sin(v\pi/2)/(v\pi)^3.$$

Ces équations ont servi de base au tracé de la seconde partie de la figure 5.

2.1.4. Application pratique aux anodes de tantale

Le problème consiste pratiquement à relier le temps réduit $\mathcal{T}$ au temps réel, connaissant la charge spécifique $\mathcal{Q}$ de l'anode (en coulomb par cm^3), le volume d'un équivalent-gramme d'oxyde, le champ électrique limite α , et la constante diélectrique de l'oxyde η .

La capacité par unité de volume étant, par définition, $10^{-11} \eta \mathcal{A}/36 \pi \varepsilon$ farads, le temps réduit a pour

expression pratique :

$$\mathcal{T} = 10^{-11} \times \pi F \alpha^2 \eta \tau / 36 \rho s^2 \mathcal{Q}.$$

Dans le cas particulier du tantale, $\eta = 24$, $\alpha = 10^6/15$ V/cm, $F = 54.10^{-8}$ cm^3/C , d'où

$$\mathcal{T} = 5.10^{-1} \tau / \rho s^2 \mathcal{Q}.$$

Si, par exemple, $s = 0,5$ cm, $\rho = 10^3$ $\Omega\cdot\text{cm}$, et $\mathcal{Q} = 2.10^{-2}$ C/ cm^3 , $\mathcal{T} = 10^{-1} \tau$. En admettant le régime permanent linéaire de formation établi pratiquement au bout d'un temps $\mathcal{T} = 6$, cela correspond à un temps réel de 1 minute. Pour un courant I usuel de 0,3 A/ cm^2 , le retard permanent $\rho s^2 I/2$ vaut 37,5 V ; il sera réduit à 1 V dans l'anode plane environ 4 minutes après début de formation sous tension constante (seconde phase). Naturellement, l'emploi d'électrolytes peu résistants réduit d'autant ces temps et ces écarts.

Les courbes montrent bien la rapidité initiale considérable de la formation à la surface externe (tangente verticale), ce qui peut correspondre à une densité de courant j très supérieure à l'optimum.

2.2. L'hypothèse d'une anode isotherme a été choisie surtout pour permettre d'analyser les phénomènes précédents au moyen d'un calcul commode, où les paramètres α et ρ étaient indépendants des variables x et τ . Mais des impératifs à la fois physiques (risque de cristallisation de l'oxyde) et industriels invitent les fabricants à conduire leur formation à vitesse relativement grande : ainsi, la valeur standard universellement admise pour le courant est 35 mA par gramme d'anode. Une telle valeur signifie, lorsque la tension devient élevée, une densité de puissance considérable libérée dans la masse poreuse au niveau du diélectrique en formation et dans les pores remplis d'un électrolyte résistant. Les normes pratiques font une obligation d'utiliser un bain de grand volume, vigoureusement agité pour dissiper la puissance, mais ces expédients sont impuissants à drainer la puissance dépensée au cœur même de la masse autrement que par le refroidissement de la surface externe ; or, lorsque la température T absolue s'élève, on sait que α diminue comme l'inverse de T [2] et que ρ diminue de 2 à 3 % par degré ; les hypothèses de base des calculs précédents ne pouvaient donc qu'être des approximations.

Alors que la conductivité thermique de l'eau — en l'absence de toute convection — est de 6.10^{-3} W/ cm^2K à l'ambiante normale, celle du tantale avoisine 5.10^{-1} W/ cm^2K ; aussi peut-on, dans l'étude du gradient thermique au cœur d'une anode, négliger le refroidissement dû à l'électrolyte d'imprégnation. La conductivité thermique d'une anode poreuse peut s'atteindre par le truchement de sa résistivité électrique, que l'auteur a pu situer entre 50 et 100 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$, ce qui fixe la valeur cherchée autour de 0,1 W/ cm^2K (λ). Considérons, pour donner un exemple, une anode cylindrique de 8 mm de diamètre $2s$, de densité 9, formée à raison de 35 mA/g jusqu'à 200 V, ce qui représente, en fin de formation 7 W/g, ou 63 W/ cm^3

(q). Selon les calculs déjà anciens de ROGOWSKI [19] rapportés par JAKOB [16], l'écart de température du centre par rapport à la surface est

$$\theta = qs^2/4\lambda.$$

L'application numérique donne 50°, ce qui représenterait, pour une formation régulée à 27 °C extérieurement, une surépaisseur relative d'oxyde diélectrique de 50/300 soit 17 %, ou une tension de formation surélevée de 34 V. Ainsi, le gradient de température, qui peut devenir important au cœur d'une anode de grandes dimensions, risque-t-il d'amener la surtension de formation à une valeur critique si la tension est elle-même déjà élevée. Il est à remarquer que l'énergie dépensée par effet Joule dans l'électrolyte des pores n'a pas été prise en considération. Si la température calculée dépasse le point d'ébullition, on peut imaginer la vaporisation de l'électrolyte et un régime de formation perturbé et tumultueux.

3. Conclusion

Une anode poreuse apparaît comme un système très complexe ne sachant prétendre à l'homogénéité de ses caractéristiques. Rebelle à une épuration uniforme, l'anode poreuse se prête ensuite mal à une oxydation anodique uniforme, qu'il s'agisse de la répartition du courant ou de celle de la température ; ces différents facteurs ont été examinés et soumis au calcul, dans la mesure du possible, mais en supposant que chacun intervenait seul ; en fait, par le jeu des compensations, la situation est certainement un peu meilleure. En tout état de cause, l'hétérogénéité se révèle croissante avec la distance minimale séparant le cœur de la surface externe, et avec la tension de formation, si bien que la réalisation de conditions satisfaisantes en moyenne dans la masse, permettra de fabriquer des anodes de petite taille, pour lesquelles ces conditions seront effectivement remplies en tout point, mais pourra faillir s'il s'agit d'anodes de grande dimension, où certains paramètres, inégalement répartis, atteindront en certaines zones des valeurs critiques.

Ainsi, qu'il s'agisse de l'isolement ou de la capacité et des pertes dans une large gamme de fréquences, un critère essentiel de qualité pour une anode poreuse reste finalement le rapport de l'aire de surface externe au volume.

L'auteur se félicite des fructueux entretiens qu'il a eus avec Melle MAZOND de la Section Condensateurs électrolytiques de la C.S.F. et avec le Dr C.J.B. FINCHAM de la National Research Corporation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] YOUNG L. — Anodic Oxide Films. *Academic Press*. London, p. 125.
- [2] BELZ L.H. — Evaluation of Anodes for Tantalum Capacitors. *Electrochemical Technology*, Jul.-Aug. 1963, p. 211.
- [3] VERGNOLLE J. — Distributed Network Analysis of Porous Electrodes Capacitors. *J. Electrochem. Soc.*, Vol. 111, N° 7, p. 799 (1964).
- [4] BELZ L.H. — Capacitor Grade Tantalum. *J. Electrochem. Soc.*, Vol. 108, N° 3, p. 229 (1961).
- [5] FINCHAM C.J.B. and MARTIN G.L. — Purification of Tantalum Anodes during Sintering. *J. Electrochem. Soc.*, Vol. 107, N° 7, p. 658 (1960).
- [6] Tantalum Electrolytic Capacitors. Western Electric. Brevet US 937-465.
- [7] Procédé de fabrication d'anodes pour condensateurs électrolytiques CIBA. Brevet PV 883.807.
- [8] AMOSOV V.M. and LANIS V.A. — Mass Spectrometric studies of the process of gas evolution in sintering Tantalum and Niobium. *Zhur. Priklad. Khim* 34, p. 84 (1961).
- [9] MILLER G.L. — Metallurgy of the rarer Metals N° 6. Tantalum and Niobium. *Butterworths Scientific Publications*. London (1959), p. 244.
- [10] KLOPP W.D. and BARTH V.D. — Diffusion rates and Solubilities of Interstitial in Refractory Metals (1960).
- [11] POCHON M.L., SISCO Ed.F.T. and EPREMIAN E. — Columbium and Tantalum. Consolidation. J. Wiley & Sons, New York (1963).
- [12] SHVEIKIN G.P. — Effect of porosity on the refining of refractory metals during high-temperature sintering and obtaining in vacuum. *Poroshkovaya Met. Akad. Nauk. SSSR* 3(3) (1963), p. 12.
- [13] DUSHMAN S. — Scientific foundations of Vacuum Techniques. II^e édition. J. Wiley and Sons, inc. (1962), p. 710.
- [14] HANSEN M. and ANDERKO K. — Constitution of Binary Alloys. Mc Graw-Hill Book Co. (1958).
- [15] Metals Reference Book. Smithells, Vol. 2, 3^e éd.
- [16] JAKOB MAX — Heat Transfer., Vol. 1, J. Wiley and Sons (1958).
- [17] GROEBER H. — *Zeitschr. d. Ver. Deutsch. Ing.*, 69, 705 (1925).
- [18] KLOPP W.D. et al. — Purification of Tantalum during vacuum sintering. *Trans. AIME*, 218, p. 971 (1960).
- [19] ROGOWSKI W. — *Archiv. f. Elektrotechnik*, 7, 41 (1918).
- [20] VERGNOLLE J. — Peculiarities of Porous Electrodes capacitors. *J. Electrochem. Soc.* (à paraître).

STATISTIQUE DES PHOTOÉLECTRONS D'UN PHOTOMULTIPLICATEUR ÉCLAIRÉ EN LUMIÈRES COHÉRENTE ET INCOHÉRENTE

(Limite ultime de sensibilité des récepteurs optiques)

(*) (**)

PAR

R. MARCY et J. MARGUIN

*C.F.T.H. Service d'Etudes Techniques Avancées
Bagneux*

1. Introduction. Particularité des récepteurs optiques

La transmission d'information par porteuse optique connaît actuellement un regain d'intérêt, qui a surtout été suscité par l'apparition des sources laser.

L'objet de notre étude a été de définir avec précision les limites ultimes de détection des récepteurs optiques actuellement disponibles.

D'une façon générale, la sensibilité d'un récepteur est limitée par le bruit. Cette notion est bien connue et, dans toute liaison radioélectrique ou hyperfréquence, on sait que, sauf dans des cas particuliers, il est impossible de détecter un signal inférieur à la puissance de bruit du récepteur $P = KTB$ dans la bande de fréquence de largeur B .

Dans ce cas, la limite de sensibilité est uniquement déterminée par la température de bruit T du récepteur. En outre, la sensibilité est indépendante de l'aspect quantique du rayonnement électromagnétique, car, pour ces bandes de fréquence, la valeur des quanta d'énergie $h\nu$ est très faible devant la puissance de bruit propre du récepteur.

Par contre, en optique, la valeur de la fréquence est très élevée et l'énergie $h\nu$ des photons est suffisamment grande pour que la nature quantique de

la lumière ait une grande influence sur la limite de détection d'un signal.

Dans ce cas, la sensibilité est donc limitée simultanément :

- par le bruit propre du récepteur et
- par l'aspect quantique de la lumière.

2. Intérêt des liaisons laser

L'intérêt des liaisons optiques par laser découle directement des propriétés de celui-ci.

La valeur très élevée de la fréquence permet d'envisager à long terme des bandes de modulation très larges qui transmettraient simultanément un nombre considérable de communications.

La grande directivité du faisceau accroît la discrétion de la transmission et réduit fortement les possibilités de brouillage volontaire ou involontaire.

La très faible largeur spectrale du laser permet de réaliser des récepteurs optiques superhétérodyne ou homodyne dans lesquels l'influence du bruit propre du récepteur est fortement réduite ainsi que l'influence des bruits parasites extérieurs, grâce à un bon filtrage du spectre de réception.

On peut penser que toutes les possibilités qui sont offertes par les liaisons laser, trouveront leur plein emploi dans les activités spatiales futures. Dans ce cas, les distances qu'il faudra couvrir seront très grandes et seront limitées en partie par la sensibilité ultime des récepteurs.

(*) Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études du 6-1-65 des 2^e et 4^e sections de la SFER. « Progrès récents dans la détection des rayonnements électromagnétiques, du visible au submillimétrique ».

(**) Ce travail a fait l'objet d'une thèse du 3^e cycle soutenue le 23 mars 1964 par J. MARGUIN et qui sera publiée prochainement.

3. Récepteurs optiques

Plusieurs dispositifs pouvant constituer le récepteur optique d'une liaison laser, sont actuellement disponibles.

Ces dispositifs sont constitués par :

- des diodes photoconductrices ou photovoltaïques,
- les photomultiplicateurs.

Du point de vue de la réception, la valeur de ces récepteurs est caractérisée par les paramètres suivants :

- a) L'efficacité quantique qui est le rapport du nombre de charges libérées dans le récepteur par la lumière incidente et du nombre de photons qui sont appliqués. Selon le dispositif considéré, ces charges peuvent être constituées par des électrons, des porteurs minoritaires ou des photoélectrons.
- b) Le gain du récepteur. Les sources de bruit qui succèdent au récepteur sont d'autant mieux masquées que le gain propre de celui-ci est élevé.
- c) Le bruit propre du récepteur.
- d) La fréquence maximale de la modulation qu'il peut transmettre.

Le tableau I montre l'intérêt des différents récepteurs optiques, en prenant les paramètres précédents comme critères de comparaison.

4. Photomultiplicateurs. Limite de sensibilité

Les principales sources de bruit du photomultiplicateur sont constituées par :

- le bruit qui est dû à la nature quantique de la lumière,
- le bruit dû à l'effet thermoélectronique de la photocathode,
- des bruits divers dus à l'émission secondaire des dynodes, aux ions provenant d'un mauvais vide, aux mauvais contacts du support, etc.

Parmi ces causes de bruits, les deux premières sont les plus importantes et les plus fondamentales. Par contre, la réduction des bruits divers est du ressort de la technologie.

Le bruit quantique est irréductible, il ne peut absolument pas être éliminé. Il constitue la limite ultime de sensibilité du récepteur. Pour pouvoir atteindre cette limite, il faut éliminer les autres causes de bruit, en particulier l'émission thermoélectronique de la photocathode.

Pour atteindre ce résultat, il suffit de refroidir suffisamment la photocathode pour que l'énergie d'activation des électrons soit inférieure au travail de sortie.

TABLEAU I

Récepteur	Efficacité quantique	Gain	Bruit propre	Fréquence de modulation max.
Diodes { Photovoltaïques Photoconductrices	Elevé $0,5 < q < 0,8$	Faible ou nul	Elevé	quelques MHz à quelques GHz
Photomultiplicateurs	Faibles $10^{-2} < q < 10^{-1}$	Elevé $\approx 10^6$	Faible	quelques 10^8 Hz

Ce tableau montre que les diodes présentent une efficacité quantique élevée, un gain faible ou nul et un bruit propre élevé.

Il sera donc très intéressant d'utiliser de tels dispositifs dans des montages superhétérodynes ou homodynes qui permettent de masquer le bruit du récepteur, même si son gain est faible, et de bénéficier pleinement de l'efficacité quantique élevée.

Par contre, le photomultiplicateur qui présente un bruit propre faible et un gain élevé peut être utilisé en détection directe, c'est-à-dire dans un montage infiniment plus simple que le récepteur optique superhétérodyne. Malheureusement son efficacité quantique est faible.

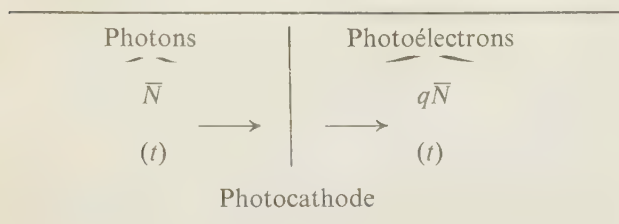
Ces considérations nous ont conduit à faire nos premières mesures en utilisant des photomultiplicateurs, car ils permettent d'atteindre la limite de sensibilité théorique plus facilement que les diodes, avec un simple montage détecteur.

Dans ce cas, il est possible de prévoir théoriquement et de vérifier expérimentalement la limite ultime de sensibilité qui est imposée exclusivement par la nature quantique de la lumière.

Soit :

- $\bar{N}$ le nombre moyen de photons qui sont appliqués à la photocathode d'un photomultiplicateur pendant le temps de résolution t du récepteur.
- q l'efficacité quantique de la photocathode. Cette efficacité est égale au rapport du nombre de photoélectrons qui sont libérés par la photocathode et du nombre de photons qui sont appliqués à celle-ci.
- e la charge de l'électron.
- B la bande passante du récepteur $t = 1/2B$.

Le fonctionnement de la photocathode peut être schématisé de la façon suivante :



Dans ce montage, l'intensité I_s du courant de signal qui correspond aux photoélectrons produits, est égale à :

$$\overline{I_s} = \frac{q\overline{N}e}{t}$$

La puissance de signal correspondante est proportionnelle à $\overline{I_s^2}$:

$$P_s = k\overline{I_s^2}$$

Si on suppose que la seule cause de bruit possible est due à la nature quantique de la lumière incidente et si on admet que ce bruit est équivalent à un bruit de grenaille associé au courant de signal, la puissance de bruit correspondante sera proportionnelle à $\overline{\Delta i^2}$:

$$P_B = k\overline{\Delta i^2} = k2e\overline{I_s}B$$

Dans cette hypothèse, le rapport signal/bruit en puissance est égal à :

$$\eta = \frac{P_s}{P_B} = \frac{\overline{I_s}}{2eB} = \frac{q\overline{N}}{2Bt} = \frac{q\overline{N}h\nu}{2h\nu Bt}$$

Or, $\overline{N}h\nu/t$ représente la puissance lumineuse P qui est appliquée à la photocathode, d'où :

$$\eta = \frac{qP}{2h\nu B} \quad (1)$$

Dans un récepteur tel que celui qui est envisagé ici, où toutes les causes de bruit, autres que le bruit quantique, sont éliminées, il est impossible de détecter un signal inférieur au bruit.

A la limite, on a donc : $\eta = 1$.

D'où $2h\nu B = qP$:

$$\frac{h\nu}{t} = q \frac{\overline{N}h\nu}{t}$$

Et $\overline{N} = \frac{1}{q}$ pendant le temps t .

Dans l'hypothèse où seul le bruit quantique limite

la sensibilité du photomultiplicateur et en admettant que ce bruit se traduise par un bruit de grenaille associé au courant de signal, le signal laser minimal détectable correspond à $1/q$ photons pendant le temps de résolution t du récepteur.

En 1958, MANDEL [1] a étudié ce problème de façon plus approfondie et a montré que, dans le cas d'une source classique éclairant un photomultiplicateur, si :

G représente le nombre de modes spaciaux interceptés par le récepteur et,

$\overline{m}$ le nombre moyen de photoélectrons produits pendant le temps de cohérence de la source,

l'écart quadratique moyen du nombre de photoélectrons produits est égal à :

$$\Delta\overline{m}^2 = \overline{m} \left(1 + \frac{\overline{m}}{G} \right) \quad (2)$$

Toutefois ce résultat n'est absolument pas accessible aux mesures, car le temps de cohérence d'une source classique est extrêmement faible et ce temps est beaucoup plus petit que le temps de résolution des meilleurs récepteurs.

Dans ce cas, compte tenu du rapport entre le temps de résolution des récepteurs réalisables et le temps de cohérence des sources classiques, on trouve pratiquement :

$\overline{\Delta N^2} = \overline{N}$ dans le temps de résolution du récepteur.

Ce résultat correspond à une distribution temporelle des photoélectrons en loi de Poisson, ou encore à l'effet de grenaille.

Au cours des années 1961 et 1962, MANDEL [2] et CORCORAN et PAO [3] ont pensé que la relation (2) s'appliquerait également lorsque le laser éclairait un photomultiplicateur.

Dans cette hypothèse,

$\overline{m}$ représente le nombre moyen de photoélectrons produits pendant le temps de cohérence du laser et

G le nombre de modes en fréquence du laser.

Ce cas est très différent du précédent car ici le temps de cohérence de la source laser est très grand et devient facilement de beaucoup supérieur au temps de résolution des récepteurs courants.

Il en résulte que dans le cas du laser, les fluctuations qui correspondent à la relation (2) devraient être observables.

Dans le temps de résolution du récepteur, on devrait donc trouver :

$$\overline{\Delta N^2} = \overline{N} \left(1 + \frac{\overline{N}}{G} \right).$$

Ces fluctuations correspondent à une puissance de bruit très supérieure à celle due au simple effet de grenaille et elles conduisent à une limite de sensibilité très supérieure à $1/q$ photons par temps de résolution.

Il est donc fondamental de vérifier ce point et d'analyser de façon très précise le bruit qui est produit par un photomultiplicateur refroidi, éclairé par une source classique et par un laser.

5. Appareillage de mesure

Pour effectuer cette vérification, un banc de mesure optique a été réalisé :

Ce banc comprend (fig. 1) :

- Une source S qui peut être constituée, soit par une lampe au tungstène qui représente la source classique, soit par un laser,
- Un ensemble d'atténuateurs et de filtres permet de faire varier de façon continue l'intensité lumineuse et la bande passante optique,

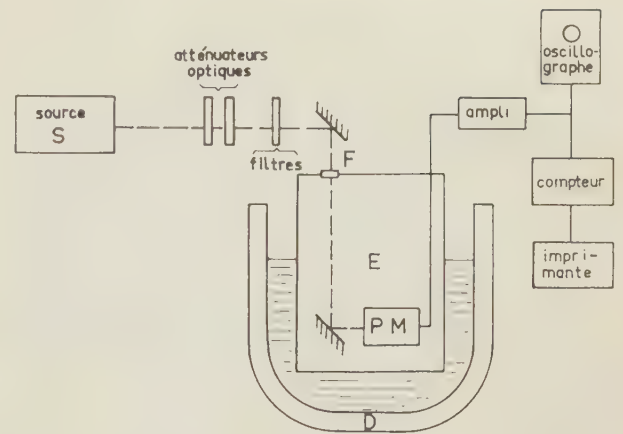


FIG. 1. — Banc de mesure optique

- Une enceinte étanche E renferme le photomultiplicateur utilisé.

La partie inférieure de cette enceinte plonge dans un dewar D rempli d'azote liquide.

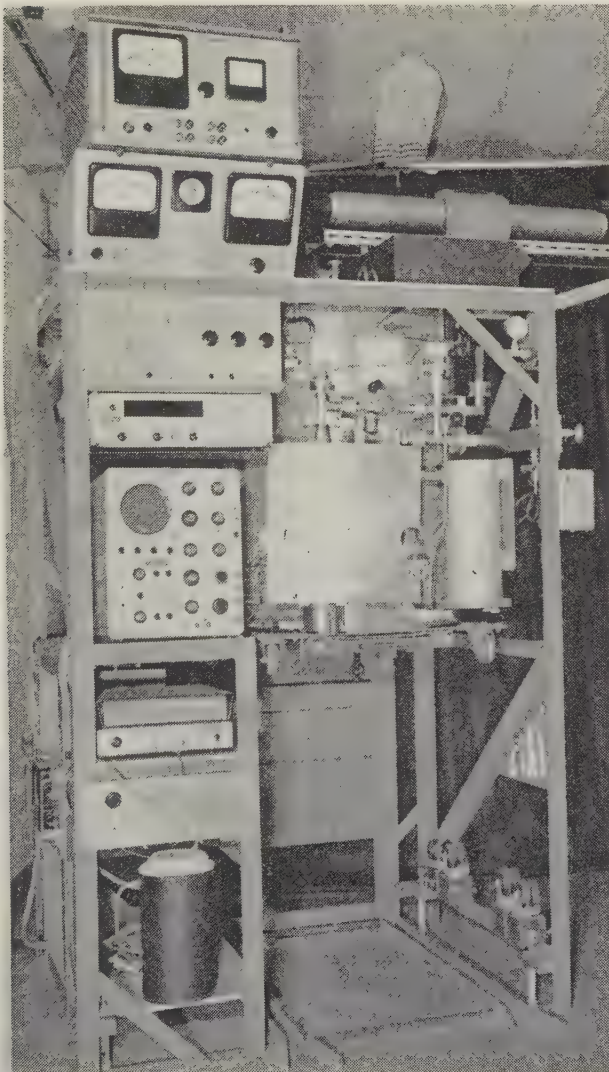


FIG. 2.

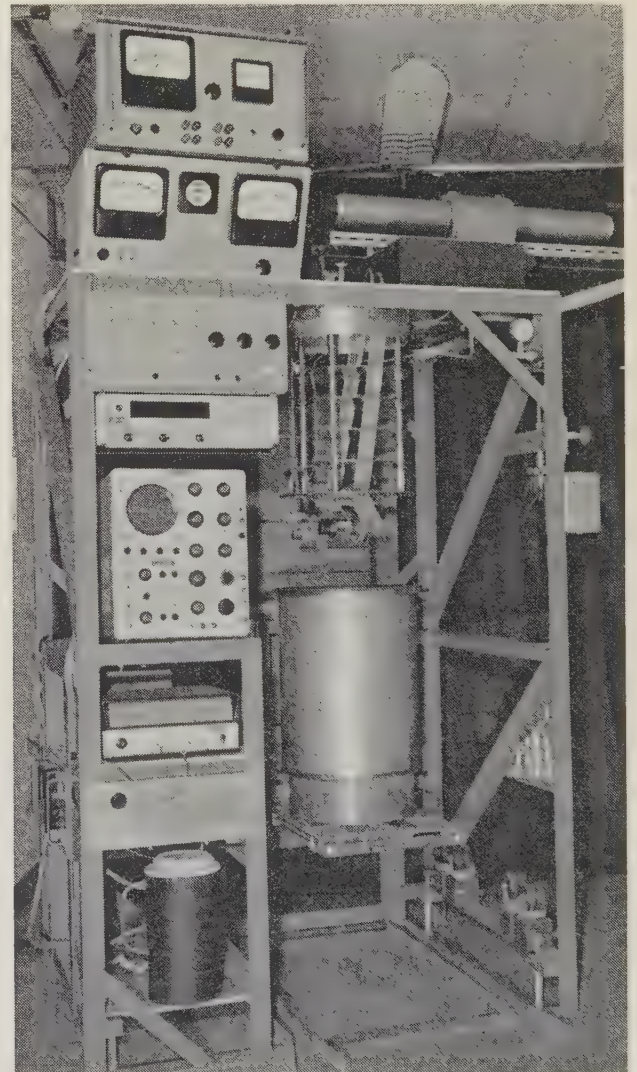


FIG. 3.

Une fenêtre étanche F permet d'introduire le faisceau lumineux à l'intérieur de l'enceinte.

Lorsque l'équilibre thermique est atteint, la partie inférieure de l'enceinte et le photomultiplicateur qu'elle renferme sont portés à 77 °K.

— Un amplificateur à faible bruit et à large bande porte à un niveau suffisant les signaux qui sont fournis par le photomultiplicateur,

— Un oscillographe permet d'observer ces signaux,

— Un compteur totalise les impulsions qui sont fournies par le photomultiplicateur dans un temps donné,

— Une imprimante enregistre le total sur une bande de papier.

La figure 2 donne une vue d'ensemble du banc de mesure, lorsque le dewar est mis en place et que l'enceinte renfermant le photomultiplicateur plonge dans l'azote liquide.

La figure 3 représente la même vue, lorsque le dewar est enlevé et que l'enceinte est démontée. Dans cette position, la figure montre la très grande accessibilité du récepteur.

5.1. MESURES EFFECTUÉES

Lorsque le niveau lumineux est élevé, le signal qui est fourni par le photomultiplicateur correspond à un bruit video classique (fig. 4a). Ce bruit se traduit par un signal fluctuant continu.

Lorsque le niveau lumineux diminue, la structure apparente du bruit se modifie et prend l'allure d'impulsions distinctes discontinues, réparties aléatoirement dans le temps (fig. 4b).

Lorsque l'intensité lumineuse est encore plus faible, les impulsions sont nettement distinctes et l'intervalle de temps moyen qui sépare deux d'entre-elles est suffisamment grand pour pouvoir isoler facilement une seule impulsion (fig. 4c).

Dans ce cas, chaque impulsion traduit l'émission d'un photoélectron par la photocathode, sous l'effet des photons incidents.

Enfin, lorsque le niveau lumineux est nul, il n'apparaît plus aucune impulsion à la sortie du photomultiplicateur. Seul le bruit propre de l'amplificateur video subsiste. Ce bruit est très faible; il peut donc être négligé (fig. 4d).

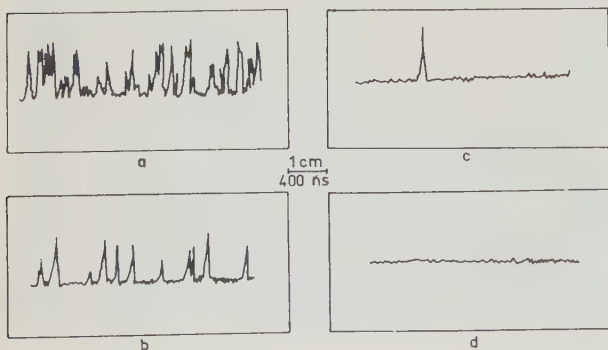


FIG. 4.

Cette première expérience montre que lorsque le photomultiplicateur est suffisamment refroidi, la seule cause de bruit possible est directement liée à l'arrivée des photons incidents. Un tel montage peut donc permettre d'analyser la nature du bruit quantique d'un récepteur.

Comme tous les bruits, le bruit quantique se traduit par une altération des informations transmises. D'une façon plus précise, à bas niveau, mais à intensité lumineuse constante, cette altération se manifeste par une indétermination sur le nombre d'impulsions qui sont fournies par le photomultiplicateur dans un temps donné.

Le calcul effectué précédemment a montré que, dans le cas d'une source laser, si la distribution temporelle de ces impulsions est en loi de Poisson, la limite de sensibilité du récepteur correspond à $1/q$ photons pendant le temps de résolution.

Les hypothèses de MANDEL et CORCORAN et PAO, supposent une indétermination sur le nombre d'impulsion très supérieure à celle qui est donnée par la loi de Poisson, ce qui entraîne une forte réduction de la sensibilité.

Pour vérifier ces différentes hypothèses, il suffit donc de déterminer la loi de probabilité de la distribution temporelle des impulsions qui sont fournies par le photomultiplicateur refroidi, fonctionnant à bas niveau et à intensité constante.

Pour effectuer cette mesure, les impulsions transmises par le récepteur sont échantillonnées par une porte de durée connue T (fig. 5 a et b).

Les impulsions sélectionnées sont totalisées par un compteur. Ce dernier commande une imprimante qui inscrit sur une bande de papier le nombre d'impulsions qui sont sélectionnées par chaque porte ouverte pendant un intervalle de temps T (fig. 5 c et d).

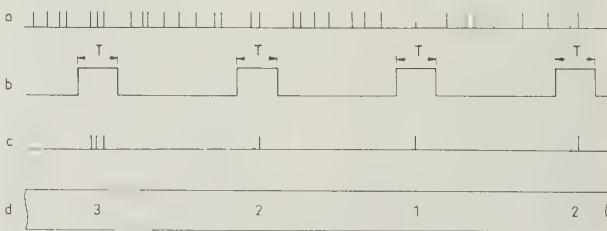


FIG. 5.

Un calculateur électronique permet, à partir de ces nombres, de déterminer la moyenne $\bar{N}$ et l'écart quadratique moyen $\overline{\Delta N^2}$.

Le calculateur électronique effectue également le rapport $\overline{\Delta N^2}/\bar{N}$ pour un nombre de comptages variable.

Il permet également de tracer la loi de Poisson théorique qui correspond à la moyenne $\bar{N}$ et de comparer l'histogramme expérimental à la loi théorique en appliquant le test du χ^2 .

Tous ces essais ont été effectués avec un tube 150CVP, en utilisant successivement une source constituée par une lampe au tungstène et par un laser.

Par ailleurs, la durée d'ouverture des portes a varié entre 0,01 ms et 10 ms et le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ a été calculé pour un nombre de comptages compris entre 100 et 1 000.

6. Résultats obtenus

Le tableau 2 représente les résultats obtenus avec, d'une part, une source classique constituée par une lampe au tungstène et d'autre part, avec deux lasers différents, à gaz NeHe à excitation continue :

est inférieure au temps de cohérence de la source, il y a cohérence temporelle. C'est pratiquement le cas de toutes les expériences effectuées avec le laser.

En ce qui concerne la cohérence spatiale, cette cohérence est automatiquement assurée dans toutes les expériences qui utilisent le laser.

Par contre, dans le cas de la source thermique, la dernière spatiale dépend, entre autres choses, de l'étendue de la source et du récepteur. L'emploi d'un diaphragme d'ouverture variable permet donc de modifier à volonté cette cohérence.

TABLEAU 2
Résultats expérimentaux

1	2	3	4		5	6	7	8
Paramètres Exp. n°	Source	Temps de comptage (ms)	Cohérence		$\langle N \rangle$	$\langle \overline{\Delta N^2} \rangle$	$\langle \overline{\Delta N^2} \rangle$	Probab. $(\chi^2 > \chi_0^2)$
			Tempor.	Spatiale		$\langle \overline{N} \rangle$ (expér. I)	$\langle \overline{N} \rangle$ (Bose)	
1	lampe	1	non	non	32,76	0,96	1	40 %
2	lampe	10	non	non	327,86	0,99	1	40 %
3	lampe	10	non	non	218,64	0,95	1	40 %
4	lampe	0,1	non	non	386,43	0,71	1	< 5 %
5	lampe	0,1	non	non	3,35	0,91	1	—
6	lampe	10	non	non	322,61	0,99	1	40 %
7	lampe	0,1	non	quasi	18,91	0,94	1	60 %
8	Laser I	0,1	quasi	oui	18,86	1,16	1,4	40 %
9	Laser I	0,01	oui	oui	2,83	1,05	1,3	35 %
10	Laser II	0,1	quasi	oui	17,22	0,94	2,4	50 %
11	Laser II	0,1	quasi	oui	6,30	0,91	1,5	50 %

Le premier (laser I) a une longueur de 1 m environ et une configuration confocale. Ce laser oscille dans un mélange de modes TEM_{np} d'ordres élevés qui correspondent chacun à 6 ou 7 modes axiaux.

Le second (laser II) a une longueur de 30 cm environ et une configuration semi-concentrique. Ce laser qui oscille dans le mode fondamental TEM₀₀ présente au maximum 2 ou 3 modes axiaux.

La deuxième colonne du tableau donne la durée *T* d'ouverture de la porte d'échantillonnage. Au cours des expériences effectuées, cette durée est comprise entre 0,01 ms et 10 ms.

Les deux colonnes suivantes caractérisent la cohérence temporelle et la cohérence spatiale.

La cohérence temporelle est déterminée par le rapport entre la durée d'ouverture de la porte et le temps de cohérence de la source.

Lorsque la durée d'ouverture de la porte est plus grande que le temps de cohérence de la source, il n'y a pas de cohérence temporelle. C'est le cas de toutes les expériences effectuées avec la source thermique.

Par contre, lorsque la durée d'ouverture de la porte

Le tableau montre que, dans le cas de l'utilisation de la source thermique, les six premières expériences ont été effectuées sans avoir de cohérence spatiale. Par contre, la septième expérience a été faite dans des conditions telles que la cohérence spatiale soit assurée.

La colonne 5 représente le nombre moyen d'impulsions comptées dans chaque porte. Ce nombre dépend de la durée d'ouverture de la porte et de l'intensité du flux lumineux. Le tableau montre qu'au cours des essais, ce nombre a varié entre 2,83 et 386,43.

La colonne 6 donne le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ mesuré expérimentalement. Les résultats obtenus montrent que, dans tous les cas, ce rapport est toujours très proche de 1.

La colonne 7 donne le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ qui devrait théoriquement être trouvé en appliquant les hypothèses de MANDEL et CORCORAN et PAO, énoncées en 1958, 1961 et 1962.

Le calcul effectué tient compte d'une part, du rapport entre la durée d'ouverture des portes et le temps de cohérence de la source et, d'autre part, du nombre de modes en fréquence des lasers.

La comparaison entre cette colonne et la précédente, montre que ces hypothèses se trouvent confirmées par l'expérience dans le cas de la source thermique.

Par contre, en ce qui concerne le laser, une divergence très nette apparaît entre ces hypothèses et les résultats expérimentaux. Dans ce cas, bien que la durée d'ouverture des portes soit toujours inférieure au temps de cohérence du laser, le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ est très proche de 1. Ce résultat montre que la distribution temporelle des impulsions produites par le laser est poissonnienne et qu'un laser comportant G modes en fréquence n'est absolument pas équivalent à G sources gaussiennes superposées. Le laser ne constitue donc pas une source gaussienne, mais il présente au contraire de faibles fluctuations d'intensité.

Du point de vue des fluctuations, le laser est donc, en optique, l'équivalent de l'oscillateur radioélectrique classique.

Par contre, les sources thermiques sont réellement gaussiennes, elles présentent de très fortes fluctuations d'intensité.

Toutefois, compte tenu de la brièveté du temps de cohérence de ces sources, il est impossible, avec le dispositif utilisé, de déceler ces fluctuations. Dans ce cas, pour des raisons purement expérimentales, on trouve également : $\overline{\Delta N^2}/\overline{N} = 1$.

Contrairement aux hypothèses de MANDEL et CORCORAN et PAO, le bruit quantique produit par un laser appliqué à un photomultiplicateur est donc un bruit de grenaille. Le calcul effectué précédemment en appliquant cette dernière hypothèse est valable, et la limite de sensibilité d'un récepteur éclairé par un laser est bien égale à $1/q$ photons par temps de résolution.

La dernière colonne correspond au test du χ^2 appliqué aux résultats de la colonne 6, en postulant que la distribution temporelle des impulsions fournies par le photomultiplicateur est en loi de Poisson.

Les probabilités données par ce test montrent que l'écart entre les mesures expérimentales et la loi de Poisson théorique est faible. Ce résultat confirme que la distribution temporelle des impulsions est bien poissonnienne.

La figure 6 représente, dans le cas de la source

thermique et dans le cas des deux lasers, la variation du rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ en fonction du nombre de comptages.

Les courbes obtenues montrent qu'indépendamment de la source utilisée, le rapport $\overline{\Delta N^2}/\overline{N}$ se stabilise au voisinage de 1 lorsque le nombre de portes est supérieur à quelques centaines. Ces résultats confirment la nature poissonnienne du bruit quantique.

Enfin, les figures 7 et 8 représentent la courbe de répartition cumulative de la loi de Poisson théorique et de l'histogramme expérimental, dans le cas de la source thermique et dans le cas du laser.

Les courbes montrent un écart très faible entre les mesures expérimentales et la loi théorique. Ces résultats confirment également la nature poissonnienne du bruit quantique.

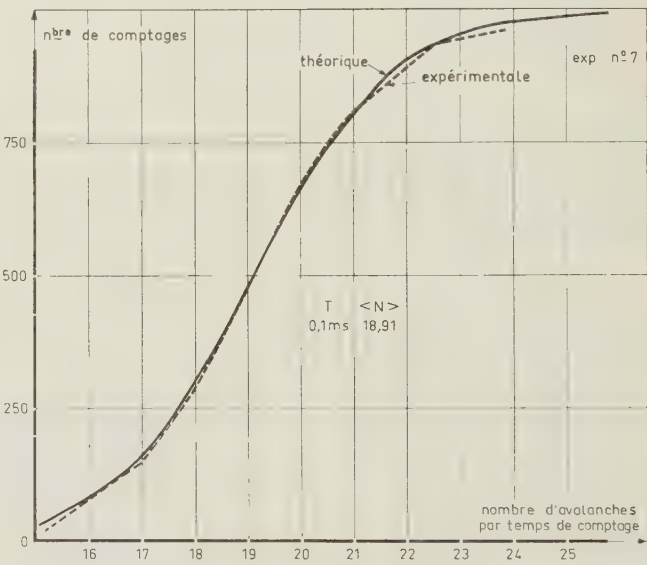


FIG. 7. — Lampe : Courbe de répartition cumulative

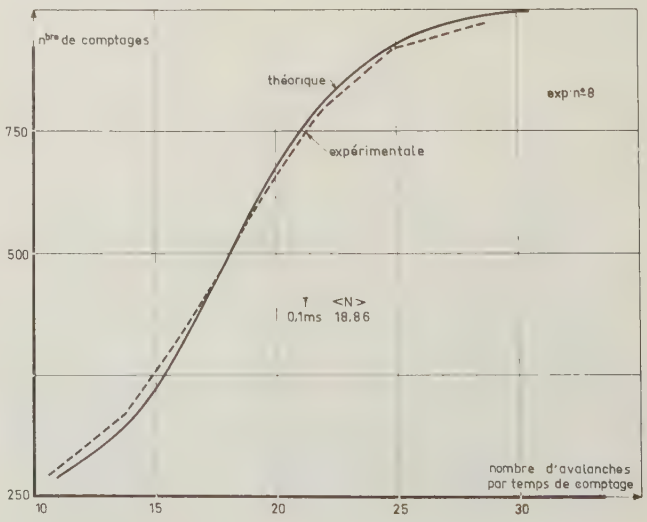


FIG. 8. — Laser : Courbe de répartition cumulative

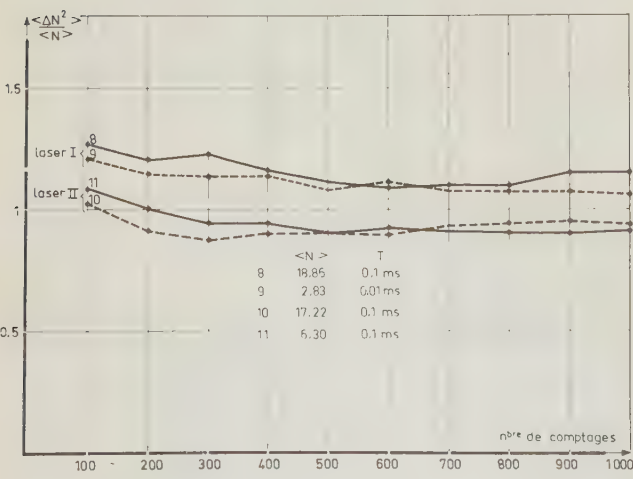


FIG. 6. — Rapport Variance moyenne

7. Conclusion

Le bruit quantique produit par un laser éclairant un photomultiplicateur refroidi, se traduit par une indétermination sur le nombre de photoélectrons produits dans un temps donné.

L'analyse statistique de cette indétermination montre que la distribution temporelle des photoélectrons produits correspond à la loi de Poisson.

Cette indétermination se traduit donc par un bruit de grenaille associé au signal, bruit qui limite la sensibilité du récepteur.

Pour un rapport signal/bruit égal à 1, cette limite est égale à $1/q$ photons par temps de résolution.

Le fait que la distribution temporelle des photoélectrons est en loi de Poisson, permet également de calculer la probabilité de détection du photomultiplicateur. Cette probabilité est égale à la probabilité qu'au moins un photoélectron soit émis pendant un temps donné.

Soit :

q l'efficacité quantique du photomultiplicateur.

$\bar{N}$ le nombre moyen de photons transmis pendant le temps t .

La probabilité d'avoir au moins un photoélectron est égale à :

$$P = 1 - e^{-q\bar{N}}$$

A titre d'exemple, si on prend $q = 10^{-2}$ et $\bar{N} = 460$, on trouve : $P = 0,99$.

Dans ce cas, il subsiste toujours une indétermination égale à t sur le moment auquel le photoélectron est produit.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MANDEL L. — *Proceedings of the Physical Society*, 1^{er} janvier 1958, p. 1037-1048.
- [2] MANDEL L. et WOLF E. — *Physical Review*, Vol. 124, 124, N° 6, 15 décembre 1961, p. 1696-1702.
- [3] CORCORAN V.J. et PAO Y.H. — *Josa*, Vol. 52, N° 12, décembre 1962, p. 1341.

LECTURE MÉCANIQUE DES DISQUES : PROGRÈS RÉCENTS*

Comparaison avec les rubans magnétiques

PAR

A. DILLET

Ingénieur I.S.E.P. Docteur-Ingénieur C.E.N. Saclay

1. Introduction

Que nous l'apprécions ou non, nous savons tous la place de premier plan que l'industrie phonographique a prise dans notre société. Depuis les premières années cinquante, la haute fidélité sonore est devenue une entité internationale dont l'attrait a encore été renforcé, depuis 1961 environ, par la généralisation des procédés stéréophoniques.

Parmi les nombreux ensembles technologiques qui concourent à notre enchantement, ou à notre exaspération auditive, nous allons essayer de « faire le point » sur le domaine de la lecture mécanique des disques. En effet, loin d'être le fruit du seul empirisme artisanal, comme beaucoup le croient, la lecture mécanique des disques est aujourd'hui une technique hautement élaborée, faisant appel aux technologies et aux métrologies les plus délicates.

2. Position du problème

Le principe de la reproduction phonographique est bien connu : on impose à la surface du disque une modification géométrique (vitesse de gravure ou vitesse), image du signal à reproduire, que l'on suit à la reproduction à l'aide d'une pointe qui prend alors avec sa monture un mouvement (vitesse), image du signal utile. Ce mouvement est ensuite transformé en tension électrique à l'aide de divers procédés : piézoélectrique, électromagnétique, électrodynamique, magnétodynamique. Cette tension électrique, dûment amplifiée et appliquée à un transducteur de sortie, donnera une pression acoustique ; le but de la haute fidélité est d'avoir une reproduction

fidèle du signal original (encore que la définition « reproduction fidèle » soit l'objet de nombreuses controverses). Mais, pour l'instant, nous nous limiterons au premier stade : transformation du signal gravé sur le disque en tension électrique. Disons tout de suite que la transformation en tension du mouvement de la palette porte-pointe ne pose plus, à l'heure actuelle, de trop nombreux problèmes, même avec des distorsions inférieures à 1 %, du moins avec des têtes de lecture de bonne qualité. Nous laisserons de côté ce point car nous allons voir que l'extraction du signal gravé sur le disque pour en faire un mouvement de pointe de lecture est autrement plus critique et est à peine résolue à l'heure actuelle de façon satisfaisante.

3. Rappel des principes de gravure et de lecture

Rappelons encore que l'on rencontre couramment, à l'heure actuelle, deux types de gravure de disques que nous allons examiner succinctement : la gravure monaurale (latérale) et la gravure stéréophonique (45/45).

3.1. GRAVURE LATÉRALE

Vu en coupe, le sillon normalisé a le profil représenté en figure 1. La gravure s'effectue seulement d'une manière latérale, c'est-à-dire parallèlement au



FIG. 1.

*Exposé de mise au point ayant fait l'objet de la 2^e thèse présentée par l'auteur à la Faculté des Sciences de l'Université de Paris pour l'obtention du titre de Docteur-Ingénieur.

plan du disque. La lecture s'effectue classiquement avec une pointe conique à terminaison hémisphérique dont le rayon de courbure est compris entre 17 et 25 μ (encore que les normes récentes de gravure devraient permettre la lecture avec une pointe de 12 μ).

3.2. GRAVURE STÉRÉOPHONIQUE 45/45

Lancée commercialement en 1958 par la firme WESTREX [1], la gravure 45/45 utilise le même sillon de base que la gravure latérale pour inscrire les deux canaux stéréophoniques. Pour cela, on module chaque flanc du sillon par l'un des canaux et suivant une direction perpendiculaire à ce flanc (soit à 45° par rapport au plan du disque). On obtient ainsi un phénomène symétrique mais que l'on peut, pour les calculs, décomposer en une gravure latérale pure et en une gravure verticale pure (les premiers procédés stéréophoniques utilisaient d'ailleurs directement une gravure latérale-verticale).

La lecture s'effectue classiquement avec une pointe conique à terminaison hémisphérique de rayon compris entre 12 et 17 μ (certains essais ont même été faits en 6 μ). Il est souhaitable que l'attelage mobile de lecture présente des caractéristiques mécaniques (souplesse, masse dynamique...) sensiblement identiques dans le sens horizontal et dans le sens vertical.

Nous nous bornerons à l'étude de la gravure 45/45 (décomposée en gravures verticale et latérale) car elle comporte ipso facto l'étude de la gravure purement latérale. Nous allons donc revoir brièvement les diverses causes de distorsion lors de la lecture d'une gravure 45/45 et indiquer les perfectionnements (les fondamentaux étant les plus récents d'ailleurs) qui permettent de réduire ces distorsions à des valeurs compatibles avec les normes « haute fidélité ».

4. Distorsions dues à des causes purement géométriques

4.1. GRAVURE LATÉRALE

Depuis longtemps déjà, de très nombreux auteurs [2] à [9] ont étudié les distorsions qui prennent naissance lors de la lecture d'une gravure latérale. Dans le plan horizontal, on distingue trois types de distorsions, groupées par les auteurs anglo-saxons sous le titre de « tracing distortions » et que nous appellerons « distorsions géométriques ».

4.1.1. Distorsion de translation

Cette distorsion prend naissance lorsque l'équipage mobile présente une certaine souplesse dans le sens longitudinal (direction de déplacement du disque). On l'évite assez simplement en raidissant l'attelage mobile dans le sens voulu ($0,1 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne, par exemple) et ce problème est résolu depuis assez longtemps, aussi n'en reparlerons-nous pas dans la suite de cet article.

4.1.2. Distorsion de courbure

Cette distorsion se présente sur les fréquences élevées pour la raison suivante : le burin graveur présentant une section différente de celle de la pointe lectrice, grave un sillon avec un rayon de courbure qui peut être inférieur à celui de la terminaison hémisphérique de la pointe lectrice (fig. 2). Il est

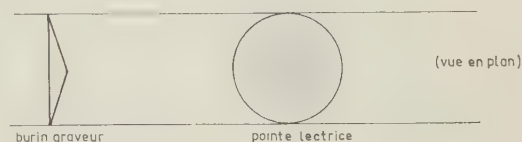


FIG. 2.

évident que ce phénomène peut donner lieu à des distorsions prohibitives, difficilement chiffrables puisque, dans les cas extrêmes, le trajet moyen suivi par la pointe n'a plus qu'une ressemblance très lointaine avec la gravure originale.

4.1.3. Distorsion de tangence

Valable dans tous les cas, cette distorsion par harmonique 3 a la même origine que la précédente, à savoir la différence de forme entre le burin graveur et la pointe de lecture. En effet, les arêtes latérales du burin sont toujours tangentes aux flancs du sillon, suivant une direction perpendiculaire à la direction moyenne de déplacement du disque, alors que la pointe à section circulaire est tangente aux flancs du sillon suivant une direction perpendiculaire à la tangente du profil du sillon ; cette distorsion ne s'annule donc que pour un sillon non modulé ou pour les points où la tangente au sillon est parallèle au sillon non modulé.

4.1.4. Effet de pince

Rappelons un phénomène qui prend naissance à la gravure latérale mais dont les effets ne sont sensibles que dans la composante verticale : l'effet de pince. Celui-ci est dû, une fois encore, à la différence de profil entre le graveur et la pointe lectrice :

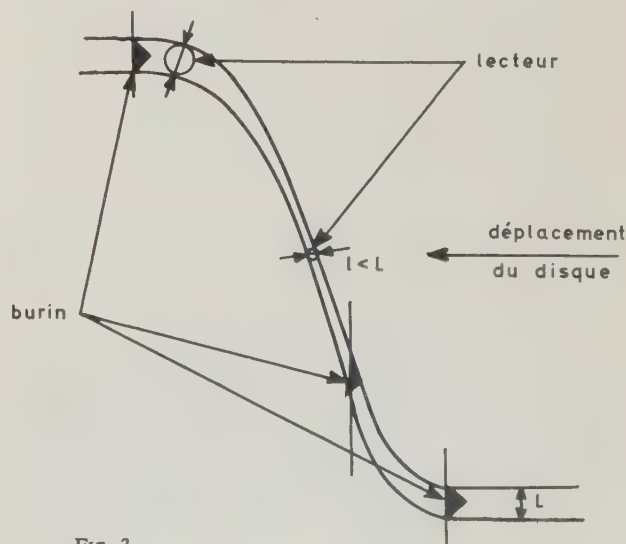


FIG. 3.

lorsque le graveur se déplace latéralement, la largeur du sillon suivant la direction perpendiculaire à sa tangente varie (fig. 3). Du fait de son profil hémisphérique, la pointe lectrice s'enfoncera alors plus ou moins dans le sillon, donnant naissance, dans le plan vertical, à une composante d'harmonique 2. En lecture monaurale, et sous réserve que l'attelage mobile présente tout de même une certaine souplesse verticale ($\geq 2 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne), ce phénomène est peu gênant car la sensibilité verticale du lecteur est théoriquement nulle. Par contre, en stéréophonie, où cette dernière est nominalement égale à la sensibilité horizontale, l'effet de pince peut devenir particulièrement gênant avec des vitesses de gravure latérales élevées.

Remarque. Le présent paragraphe suppose nulle l'erreur de piste (cf. plus loin) d'une part, ne tient pas compte des phénomènes élastiques ou plastiques au niveau du disque d'autre part, et, enfin, suppose qu'il n'y a jamais perte de contact entre la pointe lectrice et les deux flancs du sillon.

4.2. GRAVURE VERTICALE

Il est bien évident que nous allons retrouver en gravure verticale les mêmes familles de distorsion qu'en gravure horizontale et pour la même raison : différence de forme entre burin graveur et pointe lectrice (fig. 4).

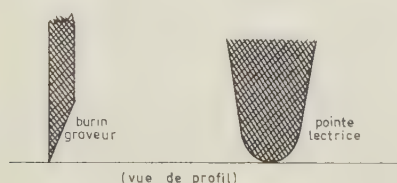


FIG. 4.

a) Les distorsions de courbure et de tangence par harmonique 3 sont encore présentes mais beaucoup plus accentuées qu'en gravure latérale. L'analyse mathématique du phénomène a été faite depuis assez longtemps (Corrington, Davis, Hunt, etc.) et l'on peut dire que cette augmentation des distorsions en gravure verticale est due, grosso modo, au fait que la pointe lectrice n'est pilotée par le sillon qu'en un seul point, alors qu'en gravure latérale, les deux flancs du sillon contribuent à maintenir la pointe (action genre push-pull).

b) Effet de pince. Nous avons vu, à propos de la gravure latérale, le problème de l'effet de pince et ses implications en stéréophonie, aussi n'y reviendrons-nous pas.

c) Nous allons maintenant rencontrer un type de distorsion spécifique à la gravure verticale, la distorsion d'angle d'attaque (« tracking distortion »). Ce phénomène prend naissance du fait que, pour débattre dans le plan vertical, le graveur aussi bien que la pointe lectrice sont pivotés autour d'un axe qui n'est pas dans le plan du disque (fig. 5). L'angle d'attaque (« slant angle ») E du burin fait qu'en

gravure verticale, la forme de l'onde gravée dans le plan du disque n'est pas l'image géométrique du signal appliqué. A la lecture, l'attelage mobile présente lui aussi, un angle d'attaque R . Evidemment, on peut penser que si $E = R$, le problème est résolu. En fait, comme le problème ne se présentait pas en monophonie, une certaine anarchie s'était installée lors du passage en stéréophonie : E variait de 0° (Decca) à $+23^\circ$ (Westrex) et D pouvait aller de 0° (Decca)

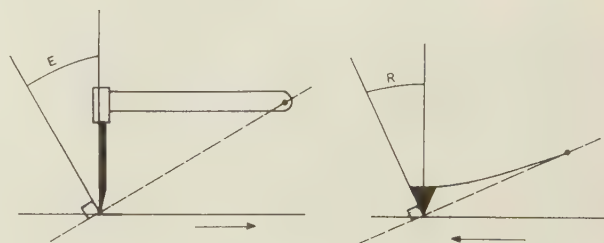


FIG. 5.

à 40° (Shure). On avait donc, pratiquement, beaucoup de chances de travailler avec une erreur d'angle d'attaque et on a montré (MADSEN) que cette erreur donnait naissance à une distorsion par harmonique 2 qui peut atteindre des valeurs inquiétantes dans les cas extrêmes (30 %).

Remarque. Dans tous les cas de distorsions que nous avons vus, nous avons considéré les distorsions harmoniques en régime sinusoïdal simple. Or, les tests par intermodulation, plus proches de l'utilisation réelle, sont encore plus sévères (ils ont été faits dans tous les cas) et donnent toujours des chiffres plus pessimistes que ceux du régime harmonique. Jusqu'ici, on voit donc que la lecture des disques, surtout en stéréophonie, risquait fort de s'effectuer dans des conditions peu compatibles avec un idéal où les distorsions globales devraient tourner autour de 1 %.

5. Améliorations récentes des distorsions géométriques

Devant la situation que nous venons de résumer les constructeurs ne pouvaient rester indifférents et, depuis deux ans environ, on a pu assister à des améliorations spectaculaires de la lecture des disques.

5.1. DISTORSION D'ANGLE D'ATTAQUE

Devant la situation dans ce domaine, la réaction s'est présentée de la même manière que pour les corrections de gravure : les grands organismes de normalisation (RIAA, CCIR, etc.) ont proposé une normalisation de l'angle d'attaque à 15° . Tout semblait donc résolu mais, au début de 1963, les travaux de BAUER (CBS) et WOODWARD (RCA) sont venus jeter un jour nouveau sur la question. En effet, ces deux auteurs ont montré que la gravure *réelle* effectuée avec un graveur ne correspondait pas à l'angle d'attaque de ce dernier et ce, avec une différence importante (de 15 à 25°). Ce phénomène s'explique, d'une

part, par la flexion du burin graveur sous l'effort de gravure et, d'autre part, par l'élasticité de la cire de première gravure qui « revient » (« springback ») après le passage du burin. On arrive à la conclusion que, pour lire avec une tête normalisée à 15° et avec un minimum de distorsion, l'angle d'attaque du graveur doit se situer à 34° environ. Dans ces conditions, et compte tenu du fait que l'angle réel de gravure varie légèrement avec la profondeur de modulation, on peut réduire la distorsion résiduelle à moins de 1 %. L'adoption généralisée de ces normes dans ces derniers mois doit donc permettre de résoudre très favorablement le problème de l'angle d'attaque vertical [10] à [15].

5.2. DISTORSIONS GÉOMÉTRIQUES

Nous avons vu que le problème des diverses distorsions géométriques était connu théoriquement depuis longtemps mais les seules améliorations apportées avant fin 1963 avaient été la réduction des dimensions des pointes de lecture (rayon de $12,5 \mu$ en stéréophonie) [16] à [18]. Mais à cette époque une idée, dans l'air depuis longtemps [19], a commencé à voir le jour commercialement, permettant des progrès décisifs dans ce domaine : il s'agit de la modification de la géométrie de la pointe lectrice.

En effet, plusieurs constructeurs ont, depuis le début 1964, mis sur le marché des pointes de lecture dont l'extrémité est non plus hémisphérique mais héli-elliptique (fig. 6).

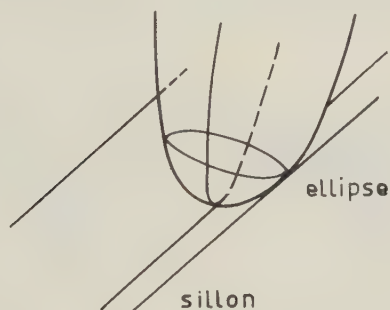


FIG. 6. — Rayon de courbure perpendiculaire au sens de déplacement du sillon : $\sim 22 \mu$.

Rayon de courbure aux points de contact latéraux du sillon : $\sim 5 \mu$.

On obtient donc, pour la première fois, une pointe de lecture dont le profil se rapproche infiniment plus qu'avant de celui du burin graveur. Les conséquences sont immédiates : toutes les distorsions géométriques (courbure, tangence, effet de pince) sont réduites considérablement, jusqu'aux alentours de 2 % semble-t-il (*), et les résultats d'écoute confirment pleinement les améliorations que la théorie permettait de prévoir. La taille de telles pointes en diamant représente, bien sûr, un tour de force technologique mais les résultats remarquables qu'elles permettent leur assu-

rent dès maintenant une généralisation très prochaine [20].

On voit donc que deux progrès très récents (normalisation à 15° et pointes elliptiques) permettent aujourd'hui de résoudre d'une manière quasi idéale tous les problèmes inhérents à la géométrie des gravures sur disque et à leur lecture.

6. Distorsions dues à des causes dynamiques et élastiques. Problèmes d'usure et de détérioration

Nous allons maintenant essayer de faire rapidement le point sur un ensemble de questions assez délicates et sur lesquelles l'accord des spécialistes n'est pas encore totalement réalisé. Il s'agit des phénomènes faisant intervenir des causes dynamiques pendant la lecture, ainsi que l'élasticité et la plasticité du disque lui-même, avec toutes les conséquences dans le domaine de l'usure et de la détérioration.

a) Voyons d'abord le phénomène, plus géométrique qu'élastique en fait, de la « perte de contact ». En gravure latérale, et aux fortes vitesses de gravure, il se peut que la résultante des forces appliquées à la pointe tende à faire remonter celle-ci le long d'un des flancs du sillon, faisant ainsi perdre le contact avec l'autre flanc, ce qui est cause, bien sûr, d'importantes distorsions. De même, en gravure verticale, la pointe de lecture peut ne pas redescendre d'elle-même assez vite dans un creux de modulation, perdant ainsi tout contact avec le sillon. Mais ce phénomène (et c'est pour cette raison que nous le traitons dans ce paragraphe) est contrôlé par la combinaison des paramètres force d'appui, masse dynamique et souplesse de l'attelage mobile. Avec un lecteur donné, le remède classique pour éviter les pertes de contact consiste à augmenter la force d'appui. On arrive effectivement à garder un contact correct dans ces conditions. Mais avec les paramètres des lecteurs antérieurs à 1961/62 (2 à $5 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne, 3 à 5 mg dynamiques et 3 à 7 g de force d'appui), un autre problème, et des plus graves, se pose alors : celui de la réaction de l'attelage mobile sur le disque, autrement dit, la détérioration éventuelle du support par le lecteur.

b) En effet, le vinyle dans lequel sont pressés les disques est loin d'être une matière indéformable et la pointe de lecture, qui présente fatalement une certaine inertie, va réagir sur la matière du sillon lorsqu'elle sera animée d'un mouvement. Le tout est de savoir jusqu'à quel point cette réaction peut distordre le signal lu, d'une part, et même modifier de façon permanente le profil du sillon, d'autre part. Plusieurs chercheurs se sont penchés sur le problème depuis une dizaine d'années mais les résultats les plus significatifs ne sont acquis que depuis 1961 et la question n'est pas encore close [21] à [28]. Grosso modo, on peut dire que le vinyle soumis à la pression d'une pointe sphérique très dure (diamant) présente trois régimes de déformations : un régime de déformation purement élastique, un régime où la déformation plastique reste entièrement sous la surface et un régime de déformation plastique de surface. Il est bien évident que l'on souhaite éviter le troisième régime qui détériore le disque de façon permanente. Il a été montré

(*) Aucune étude numérique systématique n'est encore disponible sur le sujet.

que le paramètre déterminant dans ce problème était la masse dynamique de pointe. Il est d'ailleurs à noter que, dans certaines limites, la distorsion par harmonique 3 provoquée par la déformation du sillon (élastique ou plastique faible) peut compenser la distorsion géométrique de courbure ayant lieu avec une pointe hémisphérique.

De toutes façons, et bien que la controverse soit encore ouverte (BARLOW/WALTON), la réduction de la masse dynamique de pointe aux alentours de 1 mg, ou moins si possible, permet d'éviter, dans les conditions réelles d'utilisation, d'infliger des dégâts permanents aux disques (à 1 mg, et 2,7 g de force d'appui, la distorsion à la lecture est inférieure à 5 % et on ne constate aucune déformation permanente).

Il faut remarquer que ce paramètre est très critique : en effet, si une pointe de 1 mg n'endommage pas le disque même après 1500 passages, une pointe de 3 mg impose environ 20 % de déformation permanente au premier passage et, au bout de 120 passages, la modulation d'origine est totalement oblitérée (mesures faites à 12 kHz, plage extérieure d'un disque de fréquence stéréophonique).

Depuis 2 à 3 ans, les constructeurs se sont efforcés de réduire les masses dynamiques de pointe et, à l'heure actuelle, les bons lecteurs présentent couramment des valeurs de 0,5 mg (on trouve même 0,35 mg). Avec de tels paramètres, il est intéressant de réduire fortement les forces d'appui, ce qui est très avantageux du point de vue usure, surtout avec les très faibles rayons de courbure de pointes. Mais, pour cela, il faut aussi avoir de fortes souplesses de l'attelage mobile (pertes de contact, réactions sur le porte-tête, etc.). Dans ce domaine aussi, les progrès ont été considérables ces dernières années : on trouve couramment des souplesses verticales et horizontales de $20 \cdot 10^{-6}$ (on monte jusqu'à $35 \cdot 10^{-6}$) avec des forces d'appui de l'ordre du gramme (on est descendu à 0,5 g). En somme, on sait actuellement, mais seulement depuis peu de temps, réaliser des têtes de lecture qui évitent vraiment de détériorer les disques. D'autre part, les usures sont très faibles et des durées de vie de plusieurs milliers d'heures pour les pointes lectrices et de quelques milliers de passages pour les disques sont envisageables avec les meilleurs matériels.

Remarque. On ne trouve pas encore d'études systématiques des déformations des disques lors de la lecture avec pointe elliptique, mais l'ensemble des paramètres des lecteurs ainsi équipés ($25 \cdot 10^{-6}$ cm/dyne; 0,4 mg dynamique et 0,7 à 1,5 g d'appui) ne laisse pas prévoir de difficultés nouvelles. Notons au passage, l'amélioration continue des matières de disque (bruit de surface) et des techniques de pressage, qui permettent aujourd'hui aux fabricants qui veulent s'en donner la peine de mettre sur le marché des disques d'une qualité tout-à-fait remarquable.

7. Diaphonie

Pour en terminer avec les problèmes de têtes de lecture, disons encore un mot de la diaphonie ou séparation des canaux stéréophoniques. On essaie,

bien sûr, de séparer au mieux la lecture des deux canaux mais certains facteurs induisent de la diaphonie (un canal « passe » un peu sur l'autre). Indépendamment des couplages d'ordre électrique dans le lecteur, des phénomènes mécaniques, en particulier des résonances de torsion au niveau de l'attelage mobile, font habituellement augmenter fortement la diaphonie vers les fréquences élevées (-22 dB à 1 kHz, -10 dB à 12 kHz). Mais, ici encore, les efforts des constructeurs ont abouti dans leurs dernières réalisations à une nette amélioration de la séparation des canaux (-26 dB à 1 kHz, -18 dB à 12 kHz), qui semble maintenant satisfaisante subjectivement.

8. Problèmes relatifs aux bras de lecture

Nous allons, pour terminer, aborder quelques problèmes relatifs aux bras de lecture et dont l'importance ne saurait être sous-estimée. En effet, jusqu'à présent, nous avons considéré la tête de lecture indépendamment de l'organe destiné à la supporter mécaniquement : le bras de lecture.

8.1. PROBLÈME GÉOMÉTRIQUE DE L'ERREUR DE PISTE

Nous allons, une fois de plus, nous heurter à un phénomène ayant pour origine des différences géométriques entre la gravure et la lecture. Déjà abondamment traitée [30], l'erreur de piste latérale provient du fait que le graveur se déplace radialement par rapport au disque, pendant la gravure, alors qu'à la lecture, le bras, pivoté à l'extérieur du plateau, fait décrire à la tête un arc de cercle (fig. 7). La pointe

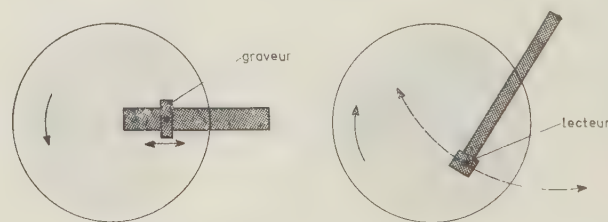


FIG. 7.

de lecture risque donc de ne pas suivre le sillon tangentielllement. On a essayé de résoudre le problème avec des bras dits « tangentiels » (glissières, parallélogrammes), mais des considérations de frottements aux articulations ne permettent plus leur emploi avec les lecteurs modernes. La solution classique à l'heure actuelle consiste à allonger le bras lui-même (30 cm par exemple) et à le pourvoir d'un « coude » et d'un « dépassement » (fig. 8).

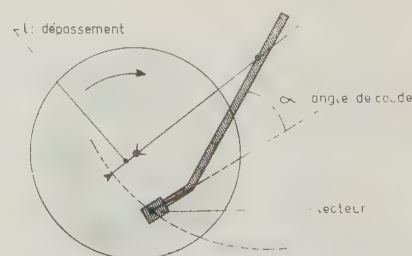


FIG. 8.

On montre que, dans ces conditions, on peut annuler deux fois l'erreur de piste au cours d'un disque (dont une fois que l'on fixe en général sur la dernière spire enregistrée vers le centre) et que, sur l'ensemble du disque, l'erreur de piste peut rester faible (de l'ordre de $\pm 1^\circ$). Dans ces conditions, l'erreur de piste n'entraîne à la lecture qu'une distorsion négligeable et qui, apparemment, ne justifie pas que l'on envisage de perfectionnements ultérieurs comme, par exemple, le montage du graveur d'une manière géométriquement identique au bras de lecture (ce qui entraînerait d'ailleurs quelques complications pour la commande de pas de sillon).

8.2. EFFORTS SUR LES ÉQUIPAGES MOBILES

Avec le développement des modèles de lecteurs récents à faible force d'appui et forte souplesse, une nouvelle catégorie de problèmes surgit au niveau du bras : les réactions du bras sur le lecteur. En effet, afin d'éviter des déformations permanentes de l'équipage mobile qui seraient catastrophiques, ce dernier ne doit subir que le minimum de contraintes de la part du bras. Avec les têtes modernes, on arrive à des raffinements indispensables mais délicats.

Tout d'abord, la réduction des forces nécessaires à faire pivoter le bras entraîne 1° la suppression des dispositifs d'arrêt et de changement de disque automatiques (si on ne veut avoir des dispositifs très complexes), 2° un soin particulièrement poussé dans la réalisation des pivots (couteaux, roulements étanches, etc.). Moyennant quoi, les meilleurs bras modernes n'imposent à l'équipage mobile du lecteur que des contraintes inférieures à 20 mg environ pour leur entraînement.

D'autre part, des effets jusqu'ici négligés exigent des compensations pour continuer à bénéficier des performances optimales.

8.2.1. *Équilibrage latéral*

Dans le cas où le pivot du bras n'est pas parfaitement vertical (table de lecture non parfaitement horizontale), on montre [31] qu'une contrainte latérale peut se manifester du fait de la répartition des masses du bras et de la tête de lecture. On est alors conduit à des dispositifs permettant un équilibrage statique du bras dans tous les plans (compensation d'« off-balance ») dont sont soumis tous les bons bras modernes. On s'affranchit alors totalement des problèmes d'horizontalité, la démonstration la plus spectaculaire en étant la possibilité de lire un disque, la table de lecture étant inclinée à 45° ou même 60°.

8.2.2. *Force centripète*

Dernier raffinement apporté sur les bras modernes : la compensation de force centripète. En effet, on montre [31] que, du fait de la longueur de dépassement du bras et de l'inévitable frottement entre la pointe lectrice et la surface du disque, prend naissance une force qui tend à attirer la tête de lecture

vers le centre du disque. Pour être faible (dizaine à centaine de mg suivant la force d'appui), cette force n'en risque pas moins de perturber le fonctionnement des délicats lecteurs modernes. On la compense donc par une force étalonnée tendant à rejeter le bras vers l'extérieur et réglable en fonction de la force d'appui. La réalisation est généralement effectuée à l'aide d'un faible poids tirant sur une potence par l'intermédiaire d'un fil de nylon, ou encore d'un ressort spiral.

Pour en terminer avec les bras de lecture, mentionnons, pour mémoire, la nécessité d'éviter toute résonance mécanique dans la gamme des fréquences utiles, ce qui est bien réalisé depuis quelques années (bourrage de fibre de bois, joints élastiques, bras en bois, etc.).

9. Résumé des performances actuellement possibles en lecture de disques

Résumons brièvement les performances globales que l'on peut aujourd'hui espérer obtenir avec le meilleur matériel disponible tant en matière de bras et tête de lecture qu'en matière de disques stéréophoniques :

Disques	Normal (bonne qualité)	Exceptionnel
Bande passante	20 à 20 000 Hz dans $\pm 1,5$ dB	6 à 30 000 Hz dans ± 2 dB
Dynamique	52 dB	56 à 60 dB (disques de mesures)
Distorsions harmoniques totales	mieux que 5 %	~2 % (lecteurs)
Séparation des canaux	22 dB à 1 kHz 15 dB à 15 kHz	30 dB à 1 kHz 18 dB à 15 kHz
Durées de vie : — pointe — disques	minimum : 2000 heures. 2000 passages	8 à 10 000 h

10. Comparaison avec les bandes magnétiques et Conclusion

Au terme de cet exposé, nous voudrions cependant dire un mot d'un autre procédé d'enregistrement et de reproduction sonore : la bande magnétique. Dans ce domaine aussi, ces dernières années ont vu l'apparition de nombreux perfectionnements, faisant du magnétophone un appareil qui peut, dans les meilleurs cas, frôler de bien près la perfection. Nous nous limiterons ici à un très bref résumé des performances possibles à l'heure actuelle, à des fins de comparaison avec le paragraphe précédent.

Bandes magnétiques	Matériel amateur de très bonne qualité ou semi-professionnel	Professionnel et spécial
Bande passante	20/25 à 18 000 Hz ± 2 dB	15/20 à 25 000 Hz ± 2 dB
Dynamique	~ 55 dB	55 à 60 dB (60 dB cas spéciaux, 35 mm)
Distorsions harmoniques totales	< 3 % (enregistrement + lecture)	< 3 % (enregistrement + lecture)
Séparation des canaux	40 à 45 dB	~ 50 dB
Durée de vie : — têtes — bandes	1 500 h env. nombre de passages pratiquement infini (5·10 ⁵)	3 à 4 000 h

On voit, qu'en toute rigueur, le procédé par bande magnétique présente de légers avantages de performances qui pourraient d'ailleurs être beaucoup plus significatifs si l'on envisageait les matériels spéciaux destinés à des utilisations non sonores (« Instrumentation »). D'autre part, les phénomènes mis en jeu dans l'enregistrement magnétique sont plutôt plus facilement analysables et les limites absolues du procédé semblent plus lointaines que pour les disques. Disons que, du point de vue technique, la bande magnétique semble bien préférable au disque (surtout en stéréophonie, à plus forte raison en ambiophonie, etc.). Mais on constate que sa diffusion est incomparablement plus réduite que celle du disque. Il est probable que ce fait tient à des facteurs économiques et psychologiques : prix de revient, stockage, manipulation, présentation, volume et surtout l'habitude de deux générations en faveur des disques. Et, comme les deux techniques permettent maintenant d'atteindre des performances plus qu'excellentes (qui aurait osé y rêver il y a vingt ans ?), il est probable que la coexistence, et même la complémentarité disques/magnétophone, se poursuivra encore quelques années.

P. S. Le manuscrit de cet article a été achevé en septembre 1964. C'est pourquoi il n'y est pas fait mention des renseignements très intéressants, opportés depuis, par la suite d'articles de M. LAFaurie [30], particulièrement à propos du procédé « Dyna-groove ».

BIBLIOGRAPHIE

[1] DAVIS — *Proc. I.R.E.*, octobre 1958, p. 1686.
[2] LEWIS — *Jour. Acoustical Society of America (ASA)*, 1941, p. 348.
[3] FLEMING — *Jour. ASA*, 1941, p. 366.
[4] ROYS — *R.C.A. Review*, juin 1949.
[5] CORRINGTON — *R.C.A. Review*, juin 1949.
[6] ROYS — *Audio Engineering*, mai 1950, p. 11.
[7] RABINOW — *Jour. ASA*, 1952, p. 216.
[8] CORRINGTON — *RCA Review*, 1958, p. 216.
[9] LAFaurie — *Annales Télécom.*, mars-avril 1958.
[10] MADSEN — *Audio*, novembre 1962, p. 21.
[11] BASTIAANS — *Jour. Audio Engineering Society (AES)*, janv. 1963, p. 6.
[12] BAUER — *Audio*, février 1963, p. 19.
[13] COOPER — *IEEE Transactions on Audio*, mars-avril 1963.
[14] WOODWARD — *IEEE Transactions on Audio*, mars-avril 1963.
[15] BAUER — *IEEE Transactions on Audio*, mars-avril 1963.
[16] JAQUESS — *Proc. IEE*, 1959, Vol. 106 B, suppl. 14, p. 253.
[17] BAYLIFF — *Proc. IEE*, mai 1962, Vol. 109B, p. 233.
[18] LAFaurie — *Onde Electrique*, mars 1962, p. 248.
[19] O'NEAL — *IRE Transactions on Audio*, nov.-décembre 1959, p. 140.
[20] DARTEVELLE — *Toute l'Electronique*, juillet-août 1964, p. 285.
[21] HUNT — *Jour. AES*, janvier 1955.
[22] BARLOW — *Jour. AES*, juillet 1956.
[23] BARLOW — *Jour. AES*, octobre 1958.
[24] WALTON — *Wireless World*, juillet 1961.
[25] WALTON — *Wireless World*, août 1961.
[26] WALTON — *Wireless World*, avril 1963.
[27] BARLOW — *Wireless World*, avril 1964.
[28] BARLOW-WALTON — *Wireless World*, mai 1964, p. 247.
[29] MURRAY — *Wireless World*, avril 1964, p. 179.
[30] LAFaurie — *Revue du Son*, juillet-août 1964, octobre 1964, articles en cours.
[31] DARTEVELLE — *Toute l'Electronique*, juin 1964, p. 237.

LA SYNCHRONISATION DES TÉLÉMESURES CODÉES *

(1^{re} partie)

PAR

J.P. MAGNIN

*Directeur des Etudes
Electromechanical Research, Sarasota (Floride)*

et

G.C. CHAZOT

*Chef de Département
Société d'Instrumentation Schlumberger
Division Electronique - Rueil-Malmaison (S.-et-O.)*

A. INTRODUCTION

Les problèmes de synchronisation ne sont pas attachés aux seules télémesures codées. On peut dire, de façon générale, qu'il y a un problème de synchronisation dès qu'il y a transmission avec modulation en fréquence ou en phase (Récepteurs et discriminateurs à verrouillage de phase). Les télémesures à multiplex temporel introduisent des degrés additionnels de synchronisation (Synchronisation de mot, de cycle, de sous-cycle) afin de permettre l'identification de données individuelles transmises en série.

Il y a un problème de synchronisation pour les télémesures commutées à modulation d'amplitude, pour les télémesures commutées à modulation de durée et pour les télémesures codées qui présentent cette originalité d'utiliser des séquences binaires pour identifier mots, cycles et sous-cycles.

Cette série d'articles sera exclusivement consacrée à l'étude des problèmes de synchronisation pour les télémesures codées (Télémesures PCM).

Il y a vraiment, en PCM, deux types de synchronisation : une synchronisation analogique, celle de bit et une synchronisation digitale, qui comprend la synchronisation de mot, cycle et sous-cycle.

Traditionnellement, les synchronisateurs correspondants ont été réalisés par différents groupes, utilisant des techniques fondamentalement différentes. La synchronisation de bit a fait appel aux

techniques développées pour les discriminateurs à verrouillage de phase (amplification, restitution de la tension continue, écrêtage, oscillateur à fréquence contrôlée, etc.), alors que la synchronisation digitale, assurée par le choix de séquences binaires, est née du travail de « logiciens » et a été réalisée par l'assemblage de blocs logiques digitaux.

Ces synchronisations ont pourtant un point majeur en commun : toutes deux ont pour mission de reconnaître un signal en présence de bruit, qu'il s'agisse de reconnaître un « 1 » en présence de bruit de transmission ou une séquence binaire en présence d'erreurs aléatoires digitales. Dans un cas, on utilisera un filtre conjugué, dans l'autre un corrélateur, mais il s'agit vraiment là de deux termes différents pour désigner des opérations identiques puisqu'un corrélateur est un filtre conjugué digital. Les synchronisateurs de bit utilisent, de plus, un nombre important de techniques purement digitales. La possibilité enfin, sur les synchronisateurs de bit modernes, de sélectionner les caractéristiques de la boucle asservie, les rapproche d'une logique à trois modes, semblable à celle employée sur les synchronisateurs digitaux.

Il est intéressant de noter, à cet égard, que la tendance actuelle est orientée vers une intégration de ces différentes synchronisations, destinée à une amélioration importante des performances du « synchronisateur de format ». De même que de complexes interactions sont nécessaires entre les différents synchronisateurs digitaux afin d'obtenir une sécurité de décommutation optimale, il sera possible à la synchronisation digitale de réagir sur les caractéristiques de la synchronisation de bit pour optimiser son fonctionnement.

* Causeries de J.P. MAGNIN, prononcées en avril 1963, au Symposium de Télémesures du CNES, rédigées et complètement revues par G.C. CHAZOT (décembre 1964).

De telles techniques en sont encore à leur enfance, la théorie exacte de leur application n'ayant pas encore été démontrée. Pourtant ces idées semblent vouées à d'intéressantes applications.

B. LA SYNCHRONISATION DE BIT

1. Généralités

Le synchronisateur de bit (fig. 1) accepte, à son entrée, le signal video de sortie d'un récepteur discriminateur ou d'une unité magnétique. Différents

synchronisation correcte, même en présence de variations de la fréquence nominale (reproduction de signaux à partir de bandes magnétiques). De plus, s'il s'agit de boucles de synchronisation analogiques, seule une densité de transition supérieure à une limite minimale permettra d'éviter une dérive catastrophique de la fréquence de l'oscillateur local.

2. Modulation du train informationnel

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour moduler le train informationnel (fig. 2) :

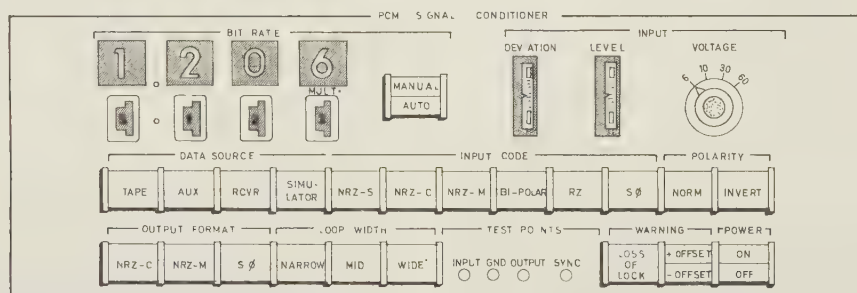


FIG. 1. — Tableau de contrôle d'un synchronisateur de bit typique

codes doivent être accommodés à des rythmes digitaux en général sélectables de 1 b/s à 1 000 000 b/s. Le signal d'entrée sera d'abord reconditionné, pour compenser ses différentes caractéristiques électriques : amplitude, asymétrie, bruit. Il faudra ensuite décider de la présence, pour chaque bit, d'un « 1 » ou d'un « 0 » en présence de fort bruit de transmission, ce qui ne peut s'effectuer qu'après qu'une horloge locale se soit synchronisée sur le rythme du signal d'entrée.

Les performances d'un synchronisateur de bit sont directement influencées par les paramètres suivants, à l'exclusion du dessin du synchronisateur lui-même :

a) Le rapport signal/bruit affecte directement la probabilité d'erreurs à la sortie. Le bruit de transmission, en effet, affecte non seulement les circuits de décision mais aussi les circuits de synchronisation (perturbations en amplitude et phase).

Nous définirons le rapport signal/bruit comme le rapport de la valeur maximale de la grandeur d'entrée à la moyenne quadratique du bruit dans une largeur de bande égale à la moitié du rythme digital. C'est là un critère pratique en ce sens qu'il mène à une évaluation du rapport signal/bruit, en tant qu'énergie par bit transmis.

b) Les caractéristiques du bruit : S'agit-il de bruit blanc ou de bruit à caractéristique triangulaire (FM) ou d'un compromis entre les deux et lequel ? C'est là un critère primordial, car la notion de filtre conjugué n'a de signification que lorsqu'on a défini les caractéristiques du signal ainsi que celles du bruit.

c) La densité de transition affecte directement les performances de la boucle de synchronisation. Une densité de transition élevée accélérera la phase d'acquisition de la synchronisation, et garantira une

2.1. MODULATION AVEC RETOUR A ZÉRO (RZ)

Un « 1 » est représenté par une combinaison « 10 » et un « 0 » est représenté par une combinaison « 00 ». Cette méthode a l'avantage de présenter deux transitions pour chaque « 1 » qui est transmis, donc la densité de transition, pour une séquence aléatoire, est théoriquement de une transition par bit. Un inconvénient majeur est cependant que la bande passante, étant égale au rythme digital, une perte de 3 dB est automatiquement enregistrée sur le rapport signal/bruit (par comparaison avec le rapport S/B du même signal transmis sans retour à zéro).

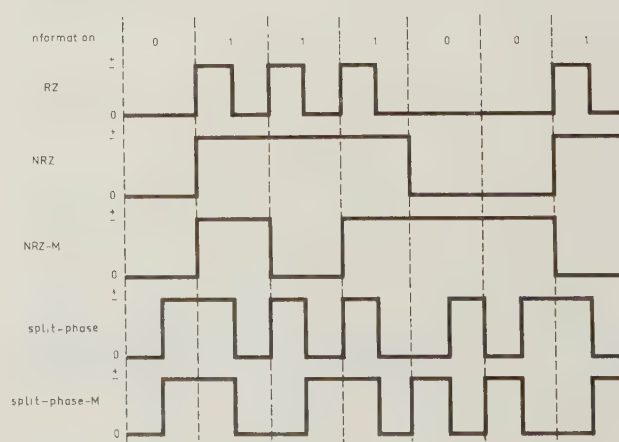


FIG. 2. — Différents modes de modulation de l'information

2.2. MODULATION SANS RETOUR A ZÉRO (NRZ)

Trois codes différents peuvent être utilisés. Tous trois ont en commun une densité de transition moyenne de $1/2$ par bit et nécessitent une largeur de bande égale à la moitié du rythme digital, d'où un avantage de 3 dB en rapport S/B sur la modulation RZ.

2.2.1. Code NRZ(C)

Un « 1 » est représenté par un niveau électrique, un « 0 » étant représenté par un autre niveau. Cette modulation est recommandée en télémesure, mais déconseillée pour l'enregistrement magnétique. Dans ce dernier cas, on préférera employer la modulation NRZ(M).

2.2.2. Code NRZ(M)

Un « 1 » sera représenté par un changement de niveau électrique, aucun changement n'intervenant pour un « 0 ».

C'est la modulation à employer dans le cas d'enregistrements magnétiques, puisqu'une erreur au cours de la restitution se traduira par la perte d'un bit, alors que, dans le cas d'une modulation NRZ(C), la perte d'une transition au cours de la restitution magnétique pourra avoir pour conséquence plusieurs bits en erreur. Dans le cas de la transmission par télémesure, la règle opposée doit être adoptée.

2.2.3. Code NRZ(S)

Extrêmement voisine de la modulation NRZ(M), elle consiste à représenter un « 0 » par un changement de niveau électrique, aucun changement n'intervenant pour un « 1 ». En fait un signal NRZ(S) peut-être considéré comme la modulation NRZ(M) du complément binaire de l'information.

2.3. MODULATION BIPHASE (ou Split-Phase)

Un « 1 » sera représenté par une séquence « 10 », un « 0 » étant représenté par une séquence « 01 ». On peut considérer qu'il s'agit là d'une modulation en phase d'une sous-porteuse cohérente (un « 1 » entraînant un changement de phase de $+90^\circ$, « 0 » étant caractérisé par un changement de phase de -90°), ou d'une modulation d'amplitude avec un taux de 100 %.

Il existe une variante de cette modulation appelée « Split Phase Mark » qui est une combinaison des modulations biphasé et NRZ(M) dans laquelle un « 1 » est représenté par un changement de phase de 180° de la sous-porteuse cohérente, un « 0 » n'entraînant pas de changement de phase. Tout comme la modulation NRZ(M), le code « Biphasé M » est plus particulièrement indiqué pour les enregistrements magnétiques d'informations codées.

Dans chaque cas, le spectre de fréquences est très voisin du spectre de l'information NRZ, translaté en fréquence de F hertz, F étant le rythme digital.

La largeur de bande nécessaire à la transmission du spectre en modulation biphasé n'est donc pas supérieure à celle nécessaire à une transmission NRZ, avec, pour conséquence, le fait que le rapport

signal/bruit est inchangé si un filtre passe-bande ($F/2$, $3 F/2$) est utilisé au lieu du classique filtre passe bas ($-F/2$, $+F/2$). Cette méthode exige un filtre additionnel pour la modulation biphasé, et on préférera translater le spectre pour se ramener à un spectre NRZ.

La modulation biphasé présente plusieurs avantages significatifs.

- Il n'est pas nécessaire d'avoir un couplage continu entre le récepteur et le synchronisateur de bit, la valeur moyenne d'une information biphasé étant zéro.

- Les circuits de synchronisation trouveront un grand avantage à cette modulation, puisque la présence d'une transition par bit au minimum est assurée. Cela élimine le problème traditionnel des modulations avec ou sans retour à zéro pour lesquelles on doit éviter de transmettre un nombre trop grand de « 1 » ou de « 0 » en séquence. De telles considérations ont entraîné la transmission de bits de parité (généralement impaire), de séquences de synchronisation de mot, ont influencé les séquences de synchronisation de cycle (il faut voir là l'origine des séquences 10 10 10...), ont même limité, dans certaines applications, l'excursion permise des traducteurs de tension (éviter 00000...).

- Dans le cas d'un canal de transmission de qualité moyenne, le bruit pourra affecter une transmission biphasé par la modification d'un « 10 » en un « 00 » ou « 11 ». Les circuits de décision pourront alors élaborer un signal d'erreur chaque fois qu'une telle combinaison sera rencontrée.

- Par la transmission d'un bit de parité, il est possible, dans le cas d'erreurs simples, d'effectuer une correction sur le code avec 100 % de succès. Cette méthode malheureusement n'est pas applicable dans le cas d'erreurs multiples.

3. Le synchronisateur de bit

GÉNÉRALITÉS

Trois types principaux de circuits peuvent être distingués : les circuits d'entrée, de synchronisation et de décision (fig. 3).

Le rôle des circuits d'entrée est de présenter aux circuits de synchronisation et de décision une réplique normalisée des signaux d'entrée : normalisée, c'est-à-dire amplifiée, équilibrée autour d'une tension moyenne définie et écrêtée. Ces opérations doivent

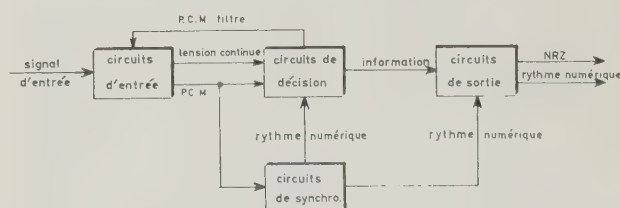


Fig. 3. — Organisation générale d'un synchronisateur de bit

cependant être faites avec grand soin, afin de ne pas influencer la décision de bit.

Une boucle à verrouillage de phase devra alors synchroniser de façon cohérente le signal d'entrée.

La phase étant maintenant déterminée, les circuits de décision devront décider si le bit présenté est un « 1 » ou un « 0 ». Nous verrons que les circuits de décision les plus satisfaisants sont des filtres conjugués par rapport à l'information et au bruit.

D'autres circuits (amplificateur, convertisseur de code) fourniront à la sortie un train informationnel, sans retour à zéro (NRZC), ainsi que son équivalent (NRZM) pour enregistrements magnétiques, un signal de synchronisation au rythme digital, ainsi que diverses indications de bon fonctionnement (acquisition de la synchronisation, etc.).

Plusieurs approches ont été utilisées dans la réalisation de ces divers circuits. A la base, une distinction peut être faite entre les méthodes analogiques et les méthodes digitales. En fait, toutes deux ont été utilisées simultanément avec succès.

4. Les circuits d'entrée

Les signaux d'entrée sont d'abord amplifiés par un amplificateur de réalisation traditionnelle. Il doit être linéaire, généralement à 1 % près, il doit présenter une plage dynamique relativement étendue, généralement de 1 à 15 ou 20.

Il faut aussi effectuer une restitution de la tension continue à cause de l'absence, en général, d'une sortie continue sur le récepteur et de la nécessité, avant de faire une décision sur la présence d'un « 1 » ou d'un « 0 », d'équilibrer le signal étudié autour d'une référence prédéterminée, généralement la masse électrique. La restitution de la tension continue devient très délicate en présence de bruit. Le calcul de la composante continue se fera après filtrage (voir § 6) et aura pour effet la réinjection d'un signal de correction à l'entrée des filtres optimaux.

Deux méthodes principales ont été appliquées à l'étude de circuits de restitution de la composante continue : une méthode purement digitale, et une méthode digitale-analogique, qui consiste à obtenir un ajustement grossier de la tension continue avec des circuits digitaux, et d'établir un contrôle fin par des circuits analogiques avec une constante de temps appropriée.

Ces deux méthodes ont en commun une base digitale qui a pour caractéristique l'absence de dérive. De plus, la constante de temps d'une telle logique sera exprimée en fonction d'un nombre de bits et non pas de temps réel, caractéristique de grande valeur pour des synchronisateurs destinés à fonctionner dans une plage dynamique de fréquence de 10⁶.

Certains circuits de restitution de la tension continue réalisés de façon purement analogique ont appliqué le principe de réinsertion d'une fraction de la tension continue, faite de façon cohérente, après une décision logique

sur les caractéristiques de l'information et en particulier sur les séries de « 1 » et « 0 ». Cette méthode donne de très bons résultats dans le cas de rapports S/B élevés. Elle n'est pas applicable au voisinage du seuil FM. Elle serait, par conséquent, applicable dans le cas de transmission à partir de satellites, mais semble en question pour les applications engins.

Une fois recalés, les signaux d'entrée pourront être écrêtés. Ecrêter au-dessus du niveau minimal informationnel (dans les deux directions : positive et négative) est une méthode parfaitement valable en ce qui concerne la décision de bit et qui améliore notablement les performances des circuits de synchronisation, en particulier de la comparaison en phase.

La fonction d'écrtage peut avoir lieu avant l'amplificateur d'entrée, entre les circuits d'entrée et le comparateur de phase, ou après le détecteur de phase. Il est bien entendu que l'écrtage doit avoir lieu après que la restitution de la tension continue ait été appliquée.

5. Les circuits de synchronisation

Les circuits de synchronisation sont, en général, des circuits à verrouillage de phase ou du type « phase locked loop » (fig. 4).

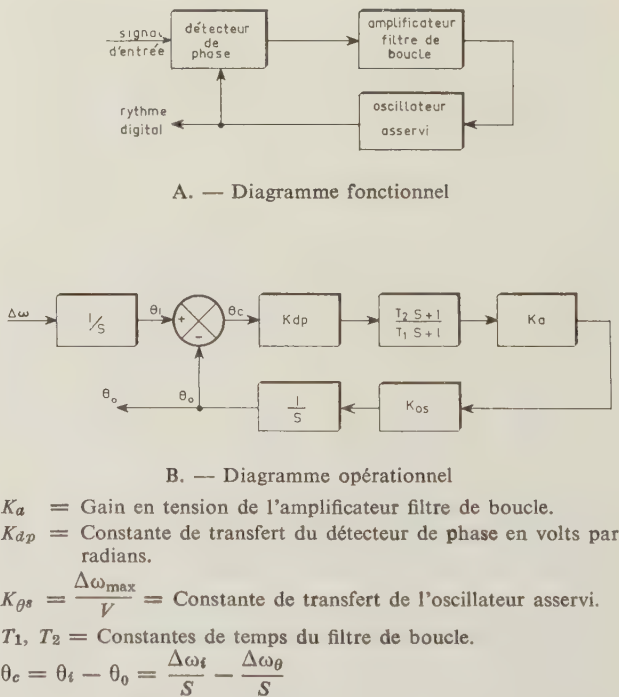


FIG. 4. — Diagramme opérationnel d'une boucle de synchronisation à verrouillage de phase.

— De façon schématique un tel circuit est un système asservi qui comprend un détecteur de phase, un amplificateur filtre de boucle et un multivibrateur asservi.

Le détecteur de phase compare la phase du train informationnel remis en forme à la phase d'un multi-vibrateur dont la fréquence est contrôlée par la valeur intégrée de l'erreur de phase, obtenue à la sortie d'un amplificateur filtre de boucle. La fonction de transfert est une fonction du second ordre (un zéro et deux pôles) qui dépend de deux paramètres principaux : le coefficient d'amortissement et la fréquence de résonance.

En général, l'utilisateur, ou même le fabricant, traduisent la performance de la boucle en données plus pratiques. On parlera de l'aptitude à suivre une variation du rythme digital (tracking) et d'accommoder une rapide variation de phase du signal d'entrée (jitter).

Ces deux caractéristiques peuvent être directement déduites de l'étude de la réponse en fréquence de la boucle à verrouillage de phase. C'est là une caractéristique dynamique qui met surtout en évidence la « largeur de boucle dynamique ».

De la largeur de boucle dépend directement l'aptitude de la boucle à synchroniser un signal modulé en fréquence. Trois largeurs de boucles sont couramment proposées : 0,3 %, 1 % et 3 %. Un compromis est nécessaire entre la fréquence de modulation maximale du signal et de bonnes performances en présence de bruit puisqu'une boucle largement ouverte synchronisera sans défaillance le moindre bruit.

Ce problème se complique par le fait que la largeur de bande de la boucle a une influence directe sur le temps d'acquisition de la synchronisation et donc sur les performances en poursuite.

Les courbes présentées sur la figure 5 indiquent, en effet, qu'une boucle « étroite » exige un temps d'acquisition considérable dès que le signal à synchroniser n'est pas exactement à la fréquence centrale. Pour une largeur de boucle de 0,3 %, 12 ms sont nécessaires en moyenne à l'acquisition d'un signal décentré en fréquence de 2,2 % (12 ms = 1 400 bits à 112 000 b/s !) et une acquisition d'un signal décentré de 10 % peut très bien ne jamais arriver si on considère que le bruit aura généralement tendance à faire dévier la boucle et que le temps d'acquisition est fort long. Par contre, un tel signal sera synchronisé par une boucle « large » (à 3 %) en un temps acceptable de 400 μ s (ou 45 bits).

Et, indirectement, la largeur de bande choisie nous conduira à limiter la performance en poursuite de la boucle de synchronisation, à cause justement du temps nécessaire à l'acquisition à partir d'une fréquence qui n'est pas la fréquence nominale. En l'absence complète de signal, une boucle de synchronisation bien conçue peut rester à la fréquence centrale. Malheureusement, la sortie d'un récepteur, en l'absence de signal d'entrée, est fort bruyante et, en présence d'un tel bruit, la réponse de la boucle de synchronisation est aléatoire mais à moyenne nulle en général. Elle peut tout de même osciller jusqu'à l'excursion maximale tolérée, d'où un temps d'acquisition d'un signal PCM qui peut être infini si l'amplitude de la poursuite n'est pas compatible avec la largeur de boucle.

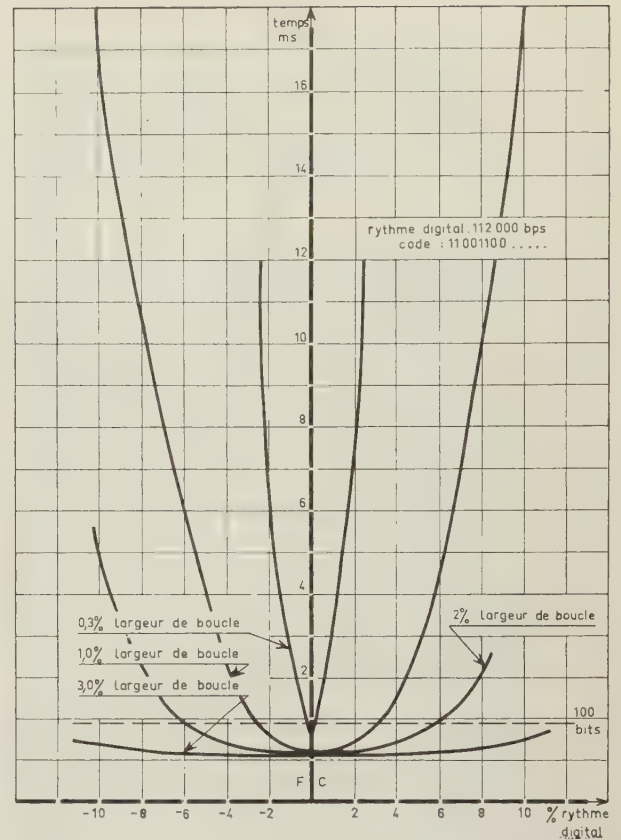


FIG. 5. — Temps d'acquisition de la synchronisation de bit.

En pratique, une excursion de ± 5 % sera tolérée pour un signal modulé à une fréquence ne dépassant pas 0,1 % de la fréquence nominale (largeur de boucle) tandis qu'avec une largeur de boucle de 3 %, une excursion de ± 10 % sera permise.

En résumé, on aura toujours intérêt à réduire l'excursion dans la mesure où elle est bien supérieure à l'excursion maximale des signaux d'entrée. Les conditions les plus défavorables sont rencontrées dans le cas de la restitution de signaux de télémessure à partir d'enregistreurs de bord. L'excursion maximale peut atteindre ± 3 % dans ce cas.

Une rapide variation en phase du signal d'entrée peut conduire à de fausses décisions et de fausses synchronisations. La décision de bit, se faisant par des méthodes d'échantillonnage, sera moins affectée, de ce fait, que la boucle de synchronisation.

Cette dernière pourra généralement tolérer des erreurs de phase entraînant une erreur en position par bit de ± 20 % de la période de bit à une fréquence qui peut atteindre la fréquence nominale.

Nous nous sommes étendus sur les boucles de synchronisation analogiques, parce que leur théorie est fort bien connue, et que leur performance est supérieure, en présence de bruit, aux boucles digitales et aux combinaisons de deux méthodes.

Pour fonctionner de façon satisfaisante, une boucle digitale doit avoir plusieurs modes de fonctionnement, l'amplitude des échelons de correction devant être

une fonction de la valeur de l'erreur si l'on veut une caractéristique stable. Elle présente pourtant un avantage certain qui est de réagir de façon synchrone, au rythme digital, indépendamment de la fréquence choisie. Les caractéristiques de la logique de contrôle d'une telle boucle sont donc indépendantes de la fréquence, ce qui évite la commutation des constantes de temps.

L'association de boucles digitales et analogiques élimine ce problème, puisque la boucle digitale peut prendre en charge les corrections grossières, la boucle analogique se chargeant des ultimes degrés de correction. La transition brutale d'un mode d'opération à un autre oblige cependant la boucle analogique à des réactions violentes, en face de ces corrections en échelon. Une solution élégante serait de s'en remettre à la boucle digitale pour l'acquisition de la synchronisation, puis de fixer sa position, une fois la synchronisation acquise, pour ne plus agir que sur la boucle analogique. Malheureusement, on n'est jamais vraiment certain d'avoir acquis la bonne synchronisation, et il faut pouvoir, une fois acquise la certitude d'une erreur grossière, revenir à la boucle digitale pour effectuer les corrections nécessaires.

Une question surgit immédiatement : comment synchroniser une boucle à verrouillage de phase sur un signal dont le spectre ne contient pas de lignes spectrales (spectre continu) comme c'est le cas pour un signal *PCM* aléatoire ? Un circuit non linéaire sera utilisé pour engendrer les lignes spectrales nécessaires, le rythme digital inclus, que la boucle à verrouillage de phase peut reconnaître et poursuivre.

Un autre problème présente aussi un intérêt certain : comment résoudre l'incertitude de phase dans le cas de la modulation biphase ? Reconnaissons d'abord l'importance d'un tel problème en notant qu'une erreur de phase de 90° entraînera une décision complètement erronée. Plusieurs méthodes ont été employées à résoudre l'ambiguïté de phase, la meilleure étant certainement une méthode statistique basée

sur le fait qu'en moyenne, le nombre de transitions à mi-bit (transition obligatoire pour chaque bit, du moins en l'absence de bruit) est supérieur au nombre de transitions apparaissant au début d'un bit, puisqu'une telle transition ne peut apparaître qu'en présence de plusieurs « 0 » ou de plusieurs « 1 » consécutifs. Cette propriété statistique garde toute sa valeur en présence de bruit aléatoire. Une telle décision peut aisément être faite par un compteur bidirectionnel qui est avancé positivement par les transitions à mi-bit et négativement par celles apparaissant au début de bit. Un compte trop négatif est une indication certaine d'une erreur de phase et la phase sera décalée de 90° . L'importance du compteur est fonction de l'inertie désirée en présence de bruit.

Remarquons enfin, à propos des problèmes relatifs au rythme digital, que si le rythme digital maximal pour un signal *NRZ* est une conséquence directe de la fréquence maximale de l'oscillateur de boucle (1 000 000 b/s *NRZ* correspondent à 1 000 000 Hz pour l'oscillateur de boucle), le rythme digital maximal pour un signal modulé en biphase ou avec retour à zéro sera 500 000 b/s, un tel rythme informationnel correspondant à une fréquence fondamentale double de celle du signal sans retour à zéro (*NRZ*) contenant la même information.

6. Les circuits de décision (fig. 6)

La réalisation d'un circuit de décision aux hautes performances nécessite une connaissance a priori, aussi précise que possible, des caractéristiques du signal ainsi que des caractéristiques du bruit.

Le circuit de décision se fait en effet, sous sa forme optimale par un filtre conjugué, c'est-à-dire (en présence de bruit strictement blanc, par exemple), par un filtre qui a pour fonction de transfert la conjuguée de Fourier du signal d'entrée.

Théoriquement, la situation est claire.

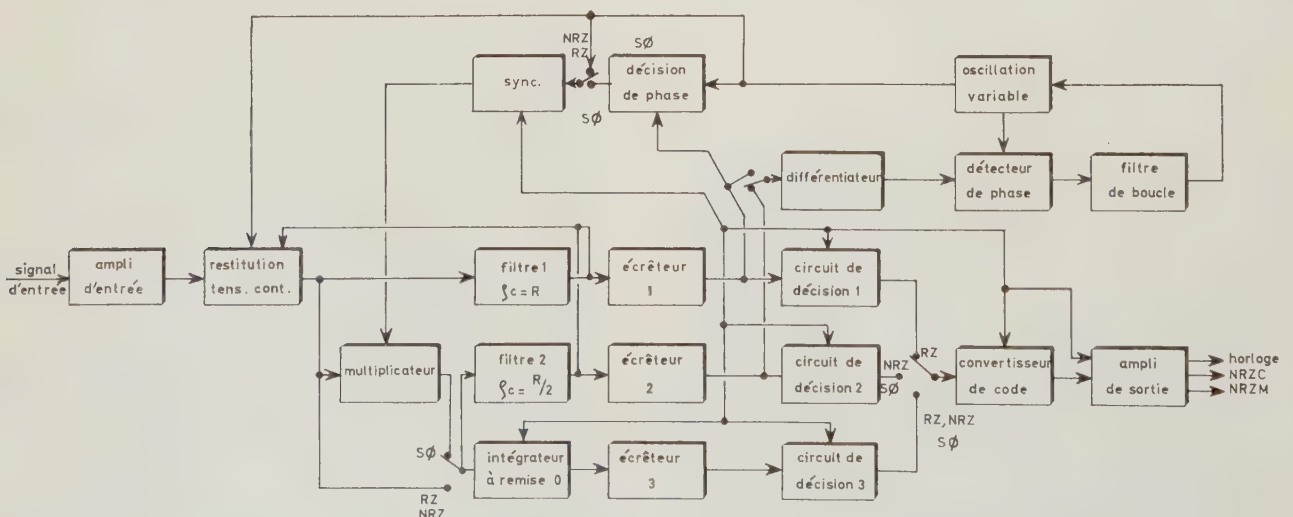


FIG. 6. — Organisation d'un synchronisateur de bit typique

S'agit-il d'un signal *PCM* parfait (bande passante infinie) en présence de bruit blanc ? Le filtre conjugué est un intégrateur à remise à zéro, c'est-à-dire un filtre qui présente une fonction de transfert de la forme $\sin x/x$.

S'agit-il d'un signal *PCM* à bande passante limitée, toujours en présence de bruit blanc ? Une excellente approximation du filtre conjugué est un filtre de Bessel à trois pôles (ou mieux, à six pôles) avec une fréquence de coupure égale à la moitié du rythme digital pour des signaux *NRZ*.

Dans le cas de signaux filtrés par exemple, l'intégrateur à remise à zéro dégradera de 4 dB la performance qu'il aurait démontrée en présence d'un signal *PCM* parfait, ou qui aurait été obtenue par le filtre de Bessel. Cela illustre de façon saisissante l'importance d'utiliser une bonne approximation du filtre conjugué.

Une autre hypothèse, a priori pleine de promesses, est de supposer que l'on a affaire non pas à du bruit blanc, mais à du bruit FM, c'est-à-dire à caractéristique triangulaire et non plus horizontale. Calculer les caractéristiques du filtre optimal demande alors l'élaboration d'une nouvelle théorie basée principalement sur l'optimisation de la probabilité de décider de façon correcte de la présence ou de l'absence d'un « 1 » en présence de bruit, signal et bruit étant représentés, pour la commodité des calculs, sous forme de séries de Fourier tronquées.

Il est apparu très vite que le degré d'optimisation atteint dépend du nombre de bits sur lesquels on fait une décision. Des circuits à décision multiple ont été réalisés qui rendent leur décision sur la valeur binaire d'un groupe de 2 ou 3 bits. Un tel filtre permet théoriquement une amélioration de la probabilité d'erreurs de 3 à 4 dB par rapport aux filtres optimaux pour des signaux affectés de bruit blanc.

Ce paragraphe a débuté sur le mot « théorique » et cette restriction a constamment été appliquée aux considérations ci-dessus. Pratiquement, la situation est légèrement différente, pour plusieurs raisons :

D'abord, il n'existe pas de largeur de bande infinie et cela limite immédiatement l'intérêt (en général) de l'intégrateur à remise à zéro dont la performance se détériore rapidement en présence de signaux filtrés (sa performance équivaut à celle d'un filtre optimal quand la largeur de bande est réduite au double du rythme digital).

Il faut remarquer, en second lieu, que le bruit, à la sortie d'un récepteur FM, est un mélange de bruit blanc et de bruit à caractéristique triangulaire. De façon schématique, le bruit serait blanc, aux basses fréquences, pour se raccorder asymptotiquement à la caractéristique triangulaire (bruit en f^2) au-dessus d'une certaine fréquence de coupure. Et cette seconde remarque explique une certaine dégradation des performances du filtre optimal en présence de bruit FM pur, dégradation qui s'accroît aux environs du seuil FM à moins qu'on ne le précède d'un filtre dont la fonction est de changer les propriétés stochastiques du bruit impulsif caractéristique des seuils FM.

Une conclusion très générale est d'utiliser le filtre de Bessel dans les cas où les caractéristiques du bruit sont mal définies, ainsi que pour des signaux dont la bande passante est inférieure ou égale au double du rythme digital. L'intégrateur, lui, se révélera supérieur à d'autres méthodes pour des bandes passantes nettement supérieures au double du rythme digital.

Dans des cas particuliers où les caractéristiques de la chaîne de transmission sont connues de façon précise, il est bon d'utiliser des filtres optimaux spécialement calculés pour une application donnée, comme par exemple le filtre optimal en présence de bruit FM pur.

Quelques données numériques sur la performance de tels circuits de décision en présence de bruit sont de mise à cet endroit (fig. 7). L'hypothèse de base est

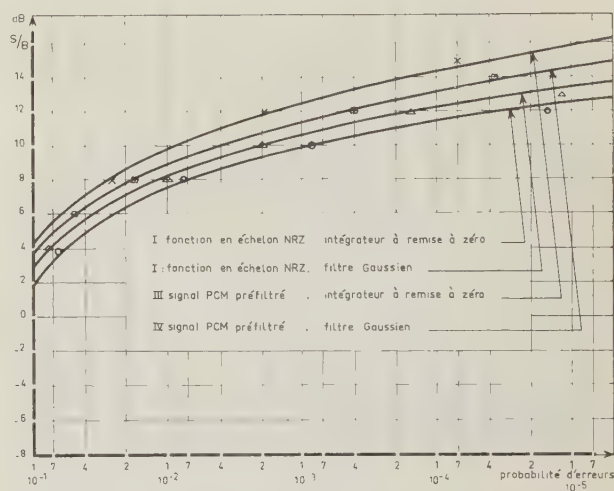


FIG. 7. — Probabilité d'erreur de bit en fonction des caractéristiques du signal et du détecteur employé.

que le bruit a une distribution de Gauss, c'est-à-dire que la probabilité qu'à un instant donné, le bruit passe au-dessus d'un niveau connu est donnée par l'expression :

$$\int_y^{\infty} \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{2\pi}} dx$$

Remarquons que cette exponentielle est la moitié de la valeur calculée traditionnellement dans les tables numériques. La raison en est que le bruit n'est gênant que dans une direction. Le bruit n'aura d'influence sur un « 1 », par exemple, que dans la mesure où sa polarité le rapproche du niveau « 0 ».

— Cas n° 1 :

Signal d'entrée : Fonction en échelon *NRZ* — train parfaitement aléatoire.

Bruit : Blanc.

Détecteur : Intégrateur à remise à zéro avec une largeur de bande de bruit égale à $F/2$.

La probabilité de commettre une erreur au cours de la décision de bit est :

$$P_0(S/B) = \int_{S/B}^{\infty} \frac{e^{-x^2} \cdot dx}{\sqrt{2\pi}}$$

ce qui correspond à :

S/B (dB)	4,08	7,96	12,04
P ₀ (S/B)	5,48 × 10 ⁻²	6,2 × 10 ⁻³	3,17 × 10 ⁻⁵

— Cas n° 2 :

Signal d'entrée: Fonction en échelon NRZ — train parfaitement aléatoire.

Bruit: Blanc.

Détecteur : Filtre gaussien avec une fréquence de coupure à 3 dB égale à F/2. Pente asymptotique à 36 dB par octave. La décision est fonction de la polarité du signal à mi-bit. La largeur de bande de bruit est égale à 1,05 × F/2.

Le signal de sortie du filtre dépend du code d'entrée. Considérons les huit combinaisons possibles de trois bits binaires et admettons que les compléments binaires de ces codes produisent une sortie égale en valeur absolue à celle produite par le code lui-même. Remarquons enfin que la probabilité d'apparition de chaque code est égale, pour autant que le train informationnel soit aléatoire.

L'amplitude normalisée de sortie du détecteur pour chacun de ces codes est tabulée ci-dessous.

Code	Sortie normalisée du filtre
011	0,94
010	0,90
111	1,00
110	0,94

Nous pouvons en déduire la probabilité totale d'une décision incorrecte :

$$P_0\left(\frac{S}{B}\right) = \frac{1}{2}P\left(\frac{0,94S}{\sqrt{1,05B}}\right) + \frac{1}{4}P\left(\frac{0,90S}{\sqrt{1,05B}}\right) + \frac{1}{4}P\left(\frac{S}{\sqrt{1,05B}}\right)$$

ce qui correspond à :

S/B (dB)	4,08	7,96	12,04
P ₀ (S/b)	7,07 × 10 ⁻²	1,08 × 10 ⁻²	1,35 × 10 ⁻⁴

Des calculs similaires peuvent être effectués dans le cas de signaux, non plus rectangulaires, mais filtrés avant transmission par un filtre de Gauss avec une

fréquence de coupure à 3 dB égale à 0,75 F et une pente asymptotique de 36 dB par octave. Les résultats sont portés sur les courbes n° 3 (Intégrateur à remise à zéro) et n° 4 (Filtre de Bessel) de la figure 7.

On remarquera que, pour faire une décision avec une probabilité d'erreur de 10⁻⁵ sur un signal PCM à bande passante infinie, l'intégrateur à remise à zéro nécessite environ 1 dB de moins de rapport S/B que le filtre gaussien. Par contre, s'il s'agit d'un signal préfiltré, le filtre est supérieur d'environ 1,5 dB. Il est aussi intéressant de noter que l'introduction du filtre de transmission a dégradé la performance des circuits de décision de 2 dB (pour une probabilité d'erreur de 10⁻⁵) ce qui est une conséquence évidente de rétrécissement de la largeur de bande.

7. Conclusions

Il est bon de récapituler, en conclusion, les caractéristiques essentielles d'un bon synchronisateur de bit :

a) Il doit incorporer des circuits d'entrée capables d'accommoder sans intervention de l'opérateur, des signaux électriques aux caractéristiques variables (tension continue, amplitude) dans un domaine dynamique étendu. Un soin tout particulier doit être apporté à l'étude des circuits de restitution de la tension continue, leurs performances ayant une influence directe sur la décision de bit.

b) Les circuits de synchronisation doivent employer une boucle à verrouillage de phase analogique dont les paramètres doivent être spécialisés pour obtenir la performance optimale dans le cadre d'une série d'applications bien déterminées.

c) La décision de bit sera effectuée par un filtre conjugué. La condition essentielle d'une décision de bit optimale réside dans la connaissance détaillée des caractéristiques du bruit et du signal, c'est-à-dire de la chaîne et des conditions de transmission. Une fois connus ces paramètres, la performance des circuits de décision ainsi que des circuits de synchronisation pourra être complètement calculée a priori et sera vérifiée par l'expérience.

d) Le synchronisateur de bit sera conçu en tant qu'unité séparée, de façon à pouvoir aisément être appliqué, sous sa forme « standard », à diverses installations. Il présentera cependant à l'utilisateur une série de signaux permettant son intégration électrique dans un groupe de synchronisation digitale et permettra le contrôle à distance de tous les réglages nécessaires lors d'un changement de format, le contrôle du rythme digital inclus. Il pourra ainsi être télécommandé à partir d'un décommutateur automatique, d'une calculatrice, etc.

(à suivre)

Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens

VIE DE LA SOCIÉTÉ

ACTIVITÉS DES GROUPES RÉGIONAUX DE LA SFER EN 1964

GROUPE DE BOURGOGNE

Période du 1^{er} octobre 1964 au 30 juin 1965

Activité scientifique

Deux cycles de conférences et des journées d'études forment l'essentiel de cette activité.

Le premier cycle (en principe une conférence par mois, le vendredi à 18 h à la Faculté des Sciences) est nettement spécialisé et appartient en propre à la SFER. Les principaux sujets traités ont été les suivants :

- supraconducteurs de deuxième espèce (M. SMULKOWSKI)
- le vide et la simulation de l'espace (M. CARRIERE)
- télécommandes et calculatrices (M. THURIN)
- les machines à calculer dans la vie moderne (M. AURICOSTE)
- l'enregistrement sonore et la reproduction de haute fidélité (M. GILOTAUX)

Le second cycle de conférences s'adresse à un public plus large. Il est organisé avec l'Union des Ingénieurs Civils (UICO), la SFE, la Société de Physique et la Corporation des Étudiants de la Faculté des Sciences. Il est suivi par 100 à 400 auditeurs. Les conférences ont lieu à la Faculté des Sciences à 21 h.

Principaux sujets traités :

- La physique des plasmas et la fission thermonucléaire (M. BAISSAS)
- Les chemins de fer d'aujourd'hui et de demain (M. CHAMBRETTE et DUMANOIS)
- Production d'énergie par des moyens non conventionnels (M. DEJOU)

Les journées d'études, en principe une par trimestre, sont organisées conjointement avec les séminaires du 3^e cycle du Génie Electronique (Doctorat) et comptent une cinquantaine d'auditeurs.

A signaler notamment une journée présidée par M. H. BAISSAS, Directeur de la Physique au CEA, consacrée à des applications des hautes fréquences et des techniques de l'électronique aux expériences de physique nucléaire à haute énergie, avec la participation de MM. GABOT et BANNER du CEA.

La SFER s'est jointe, d'autre part, à une journée d'études de la Société de Physique sur les particules à haute énergie, avec la participation de M. BERTHELOT du CEA.

Une visite de laboratoire industriel a été organisée le 12 juin au Centre RPC de Dijon où les membres de la SFER ont été reçus par M. J. FAGOT, Directeur technique

de la CSF, et M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre. Plusieurs Inspecteurs généraux et Ingénieurs généraux des Mines, des Ponts et Chaussées, des PTT, etc. ont suivi cette visite qui a porté spécialement sur les laboratoires où sont poursuivies des recherches fondamentales et techniques sur les céramiques et les microcircuits.

Il a paru intéressant de compléter cette visite scientifique par un aperçu de l'organisation des Sociétés à large diffusion EURELEC et COGEREL qui initient « leurs élèves », les perfectionnent dans le fonctionnement et la construction du matériel radioélectrique et leur distribuent — toujours par correspondance — les composants et les accessoires utiles à leurs études et à leurs essais.

Liaisons avec les groupes régionaux voisins

Des contacts de plus en plus étroits sont recherchés avec les groupes de Lyon et de Nancy. M. SARAZIN et quelques lyonnais ont assisté aux journées d'études nucléaires. M. GUILLIEN et plusieurs nancéens ont participé à la visite du centre RPC.

Les annonces des conférences parisiennes sont très régulièrement affichées aux principaux centres scientifiques : Faculté des Sciences, CEA à Valduc, Laboratoire et Usine de la CSF à Dijon.

Principaux projets pour 1965-1966

Il est prévu de centrer le thème des conférences sur les problèmes de l'espace et sur la radioastronomie.

Des visites de grandes installations sont projetées (Emetteurs relais de l'ORTF, commande centralisée électronique Dijon-Vallorbe de la SNCF, etc.).

Enfin les journées d'études en liaison avec le 3^e Cycle d'Électronique seront poursuivies.

GROUPE DE BRETAGNE

Inauguré le 28 octobre 1963 sous la présidence de M. G. LEHMANN avec la participation de M. le Professeur KASTLER, le Groupe de Bretagne n'a cessé d'accueillir de nouvelles adhésions et a organisé plusieurs journées d'études allant du domaine de la « Fiabilité » à la « Recherche Spatiale » en passant par la « Télévision en couleurs » et les « Moyens d'Etudes Radio-électriques ».

Le groupe est en majeure partie composé de jeunes ingénieurs et techniciens issus des Grandes Ecoles, de l'Administration des Postes et Télécommunications ou de l'Université. Du point de vue répartition géographique, les Côtes du Nord sont évidemment majoritaires par suite de la présence du CNET.

JOURNÉES D'ÉTUDES

Le 19 mai 1964 à Rennes : Moyens d'étude radioélectrique de l'Ionosphère.

- M. THUE : Introduction
- M. REVAH (CNET-GRI) : Etudes à partir du sol
- M. TAIEB (CNRS-GRI) : Etudes au moyen de fusées

— M. THOMAS (Assistant à la Faculté de Rennes) : Etudes au moyen de satellites.

Le 16 juin 1964 à Lannion : Recherche Spatiale.

— M. VOGÉ : Organisation de la recherche spatiale sur le plan international.

— M. THUE : Organisation de la recherche spatiale en France. Rôle du CNET.

— M. BOURGEAT : Etat actuel et avenir des satellites de télécommunications.

— M. FAYARD : Contribution du CNET au programme FRI.

— M. VILLEVIEILLE (Météorologie Nationale) : Utilisation de l'espace pour la recherche météorologique.

— M. STOULS : Problèmes de télécommunications avec les satellites météorologiques.

*Le 3 mars 1965 à Lannion : Fiabilité. **

— M. EL DIN : Détermination des objectifs de fiabilité.

— M. SCHWOB (CSF) : Méthodes de calcul de la fiabilité des circuits.

— M. MARCOVICI (CNET-PDT) : Etude et amélioration de la fiabilité des équipements à partir des résultats d'exploitation.

— M. PELTIER : Les essais sous contraintes échelonnées.

— M. COCHAIN (SEFT-DEFA) : Fiabilité des circuits micro-modules.

— M. PEYRACHE : La fiabilité en France et à l'étranger.

Le 18 janvier 1965 à Pleumeur-Bodou.

— M. AUBERT (CSF) : Conférence sur la Télévision en couleurs.

Le 21 mai 1965 : Journée d'études sur les Lasers.

— M. Maurice BERNARD (CNET-PCM) : Introduction aux Lasers.

— M. LAURES (CGE-Marcoussis) : Les Lasers à gaz.

— M. DEUTSCHBEIN et M. PAUTRAT (CNET-PCM) : Les Lasers à solides fluorescents.

— M. DURAFFOURG (CNET-PCM) : Les Lasers à semi-conducteurs.

— M. ORSZAG (Laboratoire de Physique Ecole Polytechnique) : Etude de la lune par radar optique.

— M. LE MEZEC (CNET-PDT) : Problèmes d'application du Laser aux Télécommunications.

— MM. TRUFFERT et BESSON (SAT) : Mise en œuvre de l'infra-rouge (ou la technique de l'infra-rouge).

En projet (second semestre 1965)

— Réunion à Rennes sous la présidence de M. le Professeur MEVEL. Conférence sur les « Etudes ionosphériques par écoute de satellites ».

— Réunion à Brest (M. le Professeur MEVEL prendra contact avec M. GARNIER du DCAN).

— journée d'études à Lannion sur les applications de la supraconductivité.

— journée d'études à Lannion sur la microélectronique et plus spécialement sur les circuits logiques intégrés.

VISITES

Le 23 juin 1964 : Visite de laboratoires au Centre de Recherches de Lannion et de la Station Spatiale de Pleumeur-Bodou (avec 50 membres de la SFER) ; visite renouvelée. Le 15 octobre 1964 avec 30 membres de la SFER.

En projet :

a) Centrale nucléaire de Brennilis et Centre ORTF et P. et T. de Roc-Trédudon.

b) Centre de Montersil (Faculté des Sciences de Rennes).

c) à l'étude : visite à Brest (DCAN, arsenal)

d) usine marémotrice de la Rance.

GROUPE DE L'EST

Le Groupe de l'Est a invité ses membres à une conférence de M. Chabert, de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon, sur « les problèmes posés par l'utilisation des dispositifs à semiconducteurs dans les techniques de l'espace », conférence dont le texte a été reproduit dans « L'Onde Électrique » d'avril 1965.

Contact a été pris avec M. Peyssou, Directeur du Centre RPC de la CSF à Dijon, Vice-Président du Groupe de Bourgogne de la SFER qui a promis de venir faire une conférence à Nancy.

Enfin, une propagande a été menée auprès des élèves de l'ENSEM qui apprécient beaucoup « L'Onde Électrique » et dont un certain nombre ont demandé de faire partie de la SFER.

GROUPE DE MARSEILLE

Depuis la rentrée d'octobre 1964 les membres du groupe de Marseille ont été conviés aux manifestations suivantes organisées par le groupe seul ou avec le concours d'autres sociétés ou organismes :

9 décembre : Conférence de Monsieur SIDERIADES, sur les oscillations forcées d'un système de Van der Pol *

3 février : Conférence de Monsieur HENNEQUIN Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille, sur la résonance magnétique nucléaire et quelques-unes de ses applications en champs faibles.

30 et 31 mars, 1 et 2 avril, avec le concours de l'Institut de Mécanique statistique de la Turbulence de Marseille, quatre conférences de Monsieur R. BOLGIANO Jr, Associate Professor Cornell University, Propagation des ondes hertziennes dans l'atmosphère turbulente ; Théorie de la diffusion des ondes dans l'atmosphère ; Structure réticulaire de l'indice de réfraction ; Etude de la microstructure atmosphérique par les ondes diffusées.

29 avril : (En liaison avec la SFE). Conférence de Monsieur AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F. sur la télévision en couleur, avec projection.

Sont prévues pour mai-juin 1965

Visites de l'émetteur de télévision 50 kW Bande IV de Marseille,

— du Centre d'Etudes nucléaires de Cadarache (B.-du-R.)

— de l'usine de Texas Instruments à Villeneuve-Loubet (A.-M.)

— du Centre I.B.M. de la Gaude (A.-M.)

GROUPE DU NORD

CONFÉRENCES

En février-mars 64 - à Lille

Avec le concours de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord, « Les tendances actuelles de l'Electronique »

1) La microminiaturisation, par M. Paul VERHOYE, Membre du bureau régional de la SFER

2) L'électronique rapide, par M. Jean-Pierre OEHMICHEN, Ingénieur à la CFTH

3) Les lasers, par M. Jean ROIG, Professeur à la Faculté des sciences de Montpellier

4) L'électronique et la biologie, par M. Joseph POLONSKY, Directeur du Département Télévision de la C.S.F.

En octobre 64 - à Lille

Avec le concours du Groupe Nord de la Société Française des Electriciens :

« Quelques idées sur la production d'électricité de demain » Par M. A. DEJOU, Directeur des Etudes et Recherches de l'Electricité de France.

* Un compte rendu détaillé est publié plus loin.

* Cette conférence sera publiée dans l'Onde Electrique.

En novembre 64 - à Lille

Avec le concours du Groupe régional des Ingénieurs Civils de France :

« Automation de nos entreprises : pour aujourd'hui ?... ou pour demain ?... ». Par M. Bernard PRONIER, Membre du bureau régional de la SFER.

Des auditoires de 200 à 300 personnes ont participé à ces conférences dont la presse régionale a largement rendu compte.

RELATIONS DIVERSES

Le Groupe Nord de la SFER, en de nombreuses circonstances, s'est efforcé de développer ses relations avec les associations scientifiques et les groupements régionaux d'ingénieurs, notamment avec :

- La Société Française des Electriciens,
- les Ingénieurs Civils de France,
- la Société 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.

Le Groupe du Nord de la SFER, en la personne de son Président, a participé à la création de l'« Union Régionale des Groupements d'Ingénieurs du Nord et du Pas de Calais » et se trouve représenté dans le bureau de cette nouvelle association à un poste de Vice-Président.

Le Président de la SFER a été désigné par le premier Ministre en qualité de « personne qualifiée » comme membre du Comité de Développement Régional Nord - Pas-de-Calais.

A ce titre, le Groupe Nord de la SFER a été représenté en de nombreuses manifestations officielles, notamment à la Préfecture du Nord, à la Région Economique, à la Foire de Lille, etc.

La presse régionale et l'ORTF ont, à différentes reprises, prêté leur concours au Groupe Nord, soit en passant ses communications, soit en relatant ses activités. La revue hebdomadaire le « Nord Industriel » a ouvert une nouvelle rubrique « Le Carrefour des Ingénieurs » et dans ce cadre a offert très largement ses colonnes à la SFER.

JOURNÉE D'ÉTUDES SUR LA FIABILITÉ

Résumé des conférences du 3 mars 1965 présentées par le Groupe de Bretagne à Lannion — Centre de Recherches du C.N.E.T.

DÉTERMINATION DES OBJECTIFS DE FIABILITÉ

par J. ELDIN, Ingénieur en chef au CNET
chargé du Département « Pièces détachées - Tubes »

La Fiabilité n'est pas une fin en soi, mais l'un des paramètres les plus importants de tout système. Ce paramètre doit faire l'objet de clauses dans les contrats au même titre que le cahier des charges, car il est directement lié au prix.

La détermination des objectifs de fiabilité est un acte essentiel, un acte de Direction (seule à posséder une vue suffisamment large des entreprises pour déterminer efficacement les objectifs).

Les objectifs de fiabilité sont inséparables des objectifs opérationnels les plus classiques. Ils se décomposent en deux parties :

- 1) Les objectifs proprement dits,
- 2) Les conditions dans lesquelles ces objectifs doivent être atteints. Parmi celles-ci, certaines ont une importance capitale :
 - L'objet est-il à fonctionnement permanent ou discontinu ?
 - Peut-on faire de la maintenance sur cet objet, par réglages, par remplacements ? Auquel cas il s'agit de prévoir l'accessibilité des organes, objets de la maintenance.

Pour chiffrer la maintenance d'un système, on peut distinguer deux sortes de missions :

- 1) Le temps de mission *est fini* (Ex. fusée d'interception) : la notion d'échange ou de remplacement ne joue pas dans ce cas, la fiabilité est simplement la probabilité de succès de la mission.
- 2) On a affaire à une collection d'objets remplaçables ou réparables. Le paramètre important est le temps moyen entre pannes (M.T.B.F. : Moyenne des temps de bon fonctionnement).

Les éléments suivants sont précieux pour la détermination de la fiabilité, qui ne peut être rendue égale à l'unité :

— L'expérience antérieure fournit un ordre de grandeur de l'écart par rapport à la perfection.

— Certaines conditions auxiliaires extérieures conduisent à limiter supérieurement la Fiabilité (Ex. : Défauts accidentels sur les réseaux de câbles enterrés).

— Les impératifs de coût limitent de toute façon la fiabilité car, rendre celle-ci égale à 1 reviendrait à rendre le prix infini.

— Les éléments du contexte de la mission sont à considérer attentivement, en particulier les possibilités de redondance.

Enfin l'argument principal pour la détermination de la M.T.B.F. est d'ordre purement économique : il s'agit de déterminer le prix minimal de l'heure d'exploitation. Une formule de calcul peut être alors proposée :

Soient : P_0 prix d'achat de l'objet,
 T_0 temps d'amortissement,
 P_1 prix d'une réparation,
 T_1 temps moyen pour une réparation,
 p_0 prix horaire d'exploitation (consommations, personnel nécessaire, etc),
 p_1 rapport horaire,
 p prix total de l'heure d'exploitation,
 T moyenne des temps de bon fonctionnement (M.T.B.F.),

On a alors :

$$p = p_0 + \frac{P_0}{T_0} + \frac{P_1 + p_1 T_1}{T}$$

De plus P_0 est une fonction de T de la forme

$$P_0 = K(T)^n \quad (n \geq 1)$$

Les valeurs relevées couramment pour n varient entre 2 et 4.

Il y a donc manifestement un optimum de p .

Le calcul fait intervenir, par l'intermédiaire des grandeurs P_1 et T_1 , des éléments liés à l'aptitude des systèmes, à la maintenance et au dépannage.

MÉTHODES DE CALCUL
DE LA FIABILITÉ DES CIRCUITS

par M. SCHWOB
Responsable du groupement « Composants » C.S.F.

La méthode la plus simple et la plus courante consiste à déterminer le taux de défaillance du circuit par simple addition des taux de défaillances des composants. C'est une méthode très rapide, mais simpliste, car elle ne tient pas compte de la structure du circuit ni des défauts par dérive. Cette méthode devient insuffisante car l'importance des défauts cataleptiques décroît avec les progrès réalisés sur les composants et avec l'avènement des circuits fonctionnels.

Les méthodes proposées consistent à déterminer les tolérances ou la distribution du paramètre de sortie du circuit, en fonction de celles des composants :

a) *Calcul du cas le plus défavorable.* On ne considère que les valeurs extrêmes des tolérances (ou des valeurs à $\pm 3 \sigma$). On calcule les valeurs extrêmes que prend le paramètre de sortie lorsque les composants prennent leurs valeurs extrêmes et dans un sens tel que leurs effets s'ajoutent toujours. Cette méthode ne nécessite que peu de calcul, mais la probabilité d'atteindre ces cas défavorables est très faible.

b) *Calcul de la variation simultanée de paramètres.* On détermine les plages entre lesquelles peuvent varier un couple de paramètres de façon telle que le paramètre de sortie reste dans les limites admises. Cette méthode sert surtout à faire un choix entre les variations admissibles de plusieurs composants.

c) *Méthode des moments.* A partir du modèle mathématique du circuit, on détermine la moyenne et la variance du paramètre de sortie en fonction des moyennes et variances des composants. On suppose en général que toutes les distributions sont normales.

d) *Méthode de régression multiple.* On suppose qu'il existe une relation linéaire de régression entre les paramètres. Par un échantillonnage du circuit et une mesure du paramètre de sortie de ces circuits, on peut établir un système de n équations que l'on traite par la méthode des moindres carrés. On en déduit les coefficients de l'équation de régression et, à partir de celle-ci,

la moyenne et variance du paramètre de sortie. Cette méthode nécessite la réalisation d'échantillons du circuit à calculer, elle n'est donc valable que pour des grandes séries. Les calculs ne peuvent se faire que sur calculateur.

e) *Méthode de Monte Carlo.* On établit le modèle mathématique du circuit et on calcule le paramètre de sortie en prenant, pour la valeur de chaque composant, une valeur aléatoire comprise dans sa distribution. Le calcul est effectué entre 500 et 1 000 fois. On en déduit l'histogramme réel du paramètre de sortie avec un certain degré de confiance. Nécessite la connaissance de la distribution des composants et l'emploi d'un calculateur.

f) *Méthode expérimentale.* On établit une maquette sur table du circuit et on constitue des lots de composants ayant des distributions proches de celles rencontrées en pratique. On choisit alors au hasard dans ces lots, les composants nécessaires pour réaliser une maquette. On mesure le paramètre de sortie de celle-ci et recommence ainsi de nombreuses fois. Cette méthode est, dans son principe, identique à la précédente, mais uniquement expérimentale, elle peut être intéressante dans quelques cas simples.

Le tableau ci-dessous résume ces diverses méthodes.

Des exemples ont permis d'indiquer la richesse d'informations que l'on tire de ces méthodes, en particulier de la méthode de Monte Carlo. Elles permettent, en plus, de déterminer l'influence exacte de chacun des composants du circuit sur les tolérances ou la fiabilité de ce circuit.

ÉTUDE ET AMÉLIORATION
DE LA FIABILITÉ DES ÉQUIPEMENTS
A PARTIR DES RÉSULTATS D'EXPLOITATION

par C. MARCOVICI
Ingénieur au Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

L'étude et l'amélioration de la fiabilité des équipements d'après leur comportement en exploitation impliquent le relevé et l'analyse des défaillances. On peut tirer de cette collecte de nombreux avantages dont :

MÉTHODES D'ANALYSES DES CIRCUITS

Méthode	Modèle	Classe	Données obtenues	Données nécessaires	Observations
C.L.P.D. (cas le plus défavorable)	Mathématique	Non statistique	Valeurs extrêmes du paramètre de sortie.	Valeurs extrêmes moyennes des paramètres internes.	Ne donne aucune idée sur la distribution des paramètres externes.
Variation simultanée de deux paramètres	Mathématique	Non statistique	Valeurs extrêmes possibles des paramètres internes.	Valeurs extrêmes du paramètre de sortie	Sert à déterminer les tolérances des paramètres internes.
Moments	Mathématique	Statistique	Valeurs moyennes et variance du paramètre de sortie Indice de sensibilité des paramètres internes.	Distribution des paramètres internes	
Régression multiple	Mathématique	Statistique	— id —	Distribution des paramètres internes et du paramètre de sortie	Nécessite l'étude du paramètre de sortie sur échantillon
Monte Carlo	Mathématique	Statistique	Histogramme du paramètre de sortie	Distribution des paramètres internes	
Expérimentale	Maquette	Expérimentale	Histogramme du paramètre de sortie	Echantillons conformes des paramètres internes	Valable pour les cas simples

— la mesure de la fiabilité opérationnelle (fiabilité effective en utilisation, qui dépend de la fiabilité inhérente à l'équipement et de différents facteurs qui tendent à la dégrader) ;

— l'amélioration de la fiabilité opérationnelle grâce à un « feedback » rapide des informations collectées vers les différents responsables : fabricant de composants, constructeur, utilisateur ;

— l'organisation d'une maintenance préventive et d'une gestion économique des pièces de rechange et de la main-d'œuvre

— la constitution d'un recueil d'informations : problèmes rencontrés et solutions, liste de taux de défaillance des composants et circuits fonctionnels.

Le relevé des défaillances se fait sous forme de rapports remplis après chaque intervention sur le matériel et dont quatre exemples sont présentés et commentés en précisant que leur forme doit tenir compte :

- de considérations propres à l'équipement,
- de l'utilisation prévue des informations,
- du personnel qui fournit ces informations,
- du traitement manuel ou mécanographique des informations.

On considère ensuite toutes les informations qui, sous forme codée, peuvent être incluses dans un rapport très complet et on étudie la façon de classer et d'analyser, qualitativement et statistiquement, les données issues de ces rapports de défaillance.

Cela peut se faire automatiquement sur ordinateur à condition de bien préciser et tenir à jour certaines variables telles que :

- la définition du système étudié,
- la définition des performances acceptables,
- la base des calculs de durée,
- les conditions de fonctionnement et maintenance.

Ces considérations étant faites, l'examen des résultats d'une exploitation pilote, en cours de mise au point au Centre de Fiabilité, s'avère intéressant. Il s'agit de l'étude de 300 émetteurs-récepteurs transistorisés, montés sur véhicule, et entretenus par le constructeur lui-même.

Les rapports d'intervention se présentent sous forme de fiches à perforations marginales. Leur manipulation est pratique et rapide ce qui permet de nombreuses études, en particulier l'examen de l'évolution du taux de défaillance des équipements et de certains composants. Des histogrammes sont établis ainsi qu'une fiche de fiabilité qui fait le bilan des informations constatées pendant une certaine période et permet de réaliser un graphique sur lequel sont portés les taux de défaillance des divers types de composants, et de fournir aux fabricants des résultats sur la fiabilité de leurs produits.

Ce sont les taux de défaillance caractéristiques des composants convenablement utilisés qui sont recherchés ; pour les obtenir, il a fallu distinguer quatre catégories de défauts des composants :

- les défauts systématiques qui, traduisant une mauvaise utilisation, sont imputables au projeteur ;
- les défauts d'origine externe, qui proviennent de causes plus ou moins imprévisibles a priori : leur connaissance et leur élimination permettent une meilleure utilisation du matériel ;
- les défauts secondaires, causés par la défaillance d'un autre composant ;
- les autres défauts qui ne pouvant entrer dans l'une des trois catégories précédentes, constituent les défauts intrinsèques recherchés.

On montre comment, pratiquement, se fait cette distinction et il apparaît que la suppression des trois ou quatre principaux types de défauts systématiques relevés doublera la M.T.B.F. actuelle des émetteurs-récepteurs.

LA FIABILITÉ EN FRANCE ET A L'ÉTRANGER

par G. PEYRACHE

Responsable du Centre de Fiabilité au C.N.E.T.

Faisons d'abord un rapide tour d'horizon international.

Aux U.S.A.

Cette année vient d'avoir lieu le XI^e Symposium national américain sur la Fiabilité et le Contrôle Qualité. Il est intéressant de noter l'évolution suivie Outre-Atlantique depuis douze ans. Au début, la fiabilité était une annexe du Contrôle Qualité, elle procédait des mêmes disciplines (essentiellement statistiques). C'était l'époque des essais massifs de milliers de pièces pendant des milliers d'heures. Depuis trois ans est apparue une nouvelle orientation plus physique : la recherche des causes de non fiabilité (la physique des défaillances). Cette année, le Symposium a admis un nouveau parrain : la société des essais non destructifs, et l'an prochain le titre du Symposium ne sera plus « Fiabilité et Contrôle Qualité », mais « Fiabilité » seule. La fiabilité, devenue majeure, et ayant, en tant que technique, conquis droit de cité répudie son tuteur initial : le Contrôle Qualité.

Lorsqu'on interroge les spécialistes américains sur ce qu'est ou ce que doit être un ingénieur « fiabilité », une réponse assez commune est : un coordinateur, coordinateur entre le bureau de dessin, l'atelier des maquettes, le service approvisionnement, pour que tous tiennent compte des objectifs « fiabilité » dans leur travail. C'est lui enfin qui aide le client à formuler des desiderata réalistes et qui traduit ces desiderata dans la conception et les règles de fabrication des équipements.

De nombreux contrats officiels prévoient des clauses de fiabilité dans leurs commandes d'équipements.

En Angleterre

La National Council for Quality and Reliability (NCQR), organisme homologue de notre Association Française pour le Contrôle Industriel de la Qualité, organise de nombreuses réunions à l'échelon régional ou national. Il a mis sur pied des cycles de cours de fiabilité à l'usage des ingénieurs. Certains laboratoires tels celui du Royal Radar Establishment à Great Malvern étudient les problèmes de physique des défaillances et les problèmes d'influence des environnements (climatiques, mécaniques) avec des moyens d'essais impressionnants.

En Allemagne

Aucun organisme officiel s'intéressant plus spécifiquement à la fiabilité n'est connu de nous. Tous les deux ans, la Nachrichtentechnische Gesellschaft organise des congrès portant sur la fiabilité. Une des premières initiatives des allemands dans ce domaine a été, pour les composants électroniques, l'établissement d'une spécification introduisant, parmi les caractéristiques d'un composant, la classe d'utilisation (tropicale, saharienne, tropicale extérieure, tropicale intérieure...) et son taux de défaillance.

En Suède

C'est probablement l'un des pays européens le plus en avance dans l'introduction des clauses de fiabilité dans les contrats d'équipements. C'est également l'un des plus sévères dans les autorisations d'emploi de composants pour équipements militaires. Plusieurs constructeurs français ont accepté des contrats de l'armée suédoise avec clauses de fiabilité.

L'an prochain, la Suède organise à Stockholm un congrès (celui de l'EOQC) sur Assurance de Qualité et de Fiabilité.

Voyons maintenant l'action entreprise en France dans ce domaine :

En France

Dès 1961 a été décidée la création au sein du C.N.E.T., d'une unité de recherche sur la fiabilité des composants électroniques : le Centre de Fiabilité, qui en fait, n'a vu le jour qu'en 1963. Son action s'inscrit dans le plan de l'Action Concertée en Electronique et il reçoit ses subventions du Fonds de Développement.

Il œuvre pour l'ensemble des Administrations civiles et militaires ainsi que pour les industriels fabricants de composants ou constructeurs d'équipements qui peuvent faire appel à lui.

Ses grands axes d'activités sont :

1° Documentation et information : signalement d'articles, publication de synthèses dans une revue, « FIABILITÉ ».

2° Essais en laboratoire à Lannion où sont étudiées les méthodes d'essais accélérés propres à chaque composant (exposé de M. PELTIER).

3° Etude des résultats d'exploitation et recherche de la fiabilité des composants en fonction de quelques grandes classes d'utilisation : P et T, AIR, etc., mise au point de méthode de collecte de l'information (voir exposé de M. MARCOVICI).

4° Echanges de résultats d'essais de laboratoire entre grands consommateurs de composants. Mise au point d'une présentation condensée des résultats.

Le Centre de Fiabilité surveille, par ailleurs, les contrats passés par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique auprès des fabricants de composants (ils sont actuellement au nombre de 20 et portent essentiellement sur les semi-conducteurs, les résistances, les condensateurs, les relais, les connecteurs). Il sert de conseil dans la mise au point de clauses de fiabilité tant dans les spécifications de composants que dans celles des équipements. Ses travaux s'appuient fortement sur tout l'acquis existant déjà en France (spécification CCTU, Contrôle Centralisé de Qualité des Composants).

Enfin ce tour d'horizon international serait incomplet si l'on ne mentionnait pas l'existence, au sein de la Commission Electrotechnique Internationale, d'un Comité d'Etude (n° 56) sur la fiabilité, dont la présidence a été confiée à M. ELDIN. De nombreux travaux, encore officieux, ont été effectués dans ce cadre mais la première réunion de ce Comité n'aura lieu qu'en octobre 1965. Les trois premiers aspects considérés sont : terminologie, présentation des données de Fiabilité, Philosophie de base du Comité d'Etudes. La participation active du Centre de Fiabilité à ces travaux internationaux lui permet de mieux suivre et de collaborer à l'évolution de cette technique nouvelle en plein essor.

Résumé de la conférence de Monsieur PELTIER à la Journée du 3 mars 1965

ESSAIS DE FIABILITÉ DES COMPOSANTS PAR CONTRAINTES ÉCHELONNÉES

Pour prédire le comportement ou étudier le processus de dégradation de composants électroniques, on peut accélérer les essais dans la mesure où contrainte et temps jouent un rôle symétrique.

La technique de l'essai en contrainte échelonnée présente l'avantage sur les essais matriciels, de n'utiliser qu'un seul lot que l'on soumet à des niveaux de contraintes croissants. En rapprochant les résultats obtenus en faisant passer plusieurs lots par les *mêmes* niveaux de contrainte, mais pendant des *temps différents*, on trouve, s'il y a lieu, la relation temps-contrainte qui assure un taux de défaut donné.

Inconvénients :

- a) faire apparaître des défauts inusuels. Le complément de la méthode est donc l'analyse des défauts.
- b) Les pièces ont parfois la mémoire des niveaux précédents. Il faut alors calculer si possible, un coefficient correctif.
- c) La précision des mesures est souvent insuffisante pour déceler une évolution lente.

Avantages :

- Excellent outil d'investigation.
- Bon moyen de comparaison entre deux fabrications analogues.
- Méthode rapide de contrôle.
- Affranchissement des conditions nominales d'emploi.
- Possibilité de prédiction.

CORRESPONDANCE

Les Coloristors

PAR

Z. CIMPL, J. KLAZAR, F. KOSEK

*Ingénieurs à l'Ecole Supérieure de Chimie
et de Technologie, de Pardubice*

et

M. STANĚK

*Ingénieur à l'Institut pour le Développement
Radiotechnique, de Pardubice*

Les personnes travaillant dans un service de radars et, plus généralement, à un endroit où il faut regarder un tube de télévision, évalueront certainement l'avantage de n'être pas gênées par la lueur des lampes de contrôle, un incident de marche étant indiqué seulement par le changement du ton d'un élément de contrôle. Les coloristors qui sont des indicateurs réagissant par virage aux variations d'un courant électrique offrent cet avantage. Il s'agit de l'utilisation pratique de matériaux qui changent de couleur à une température supérieure à celle du point d'inversion, sans qu'il y ait variation de la composition chimique.

Le coloristor indiquera donc quand un courant dépasse une valeur déterminée. La possibilité de son exploitation en circuits simples et économiques destinés, par exemple, au contrôle du voltage de charge des batteries, des alimentations, des appareils avec transistors, etc., est évident. Le mercurotétraiodure d'argent employé pour la fabrication des coloristors change, à la température de 50 °C, sa couleur jaune en orange, le mercurotétraiodure de cuivre, à la température de 70 °C, passe du rouge au brun foncé. Le courant de réaction du coloristor dépend donc de la température extérieure. Si le coloristor doit indiquer le raccordement d'un appareil à la source électrique, il n'y a pas d'obstacles, s'il doit indiquer le courant maximal toléré par un amplificateur à transistors, c'est même avantageux. Dans les autres cas, il faut placer le coloristor dans un circuit compensé.

La figure 1 montre la variation du courant en fonction de la température pour un coloristor C10A (courbe a) et pour un coloristor C10B (courbe b). La figure 2 indique la variation du courant et de la tension en fonction de la température d'un coloristor

placé dans un circuit compensé qui se compose d'une résistance de 10 k Ω , d'une thermistance TRN2 15 000 et d'un coloristor 60 C10B.

Jusqu'à maintenant, on a réalisé des coloristors planars et des coloristors perlettes. Les coloristors planars sont composés d'une plaque-support isolante, sur laquelle est formée la couche conductrice avec les électrodes. Sur cette couche est appliqué le vernis actif du thermocolor. Les coloristors-perlettes sont formés en appliquant la couche active sur un fil ou sur une spirale de chauffage. Les dimensions, la forme et les autres détails de la construction dépendent du mode d'exploitation du coloristor.

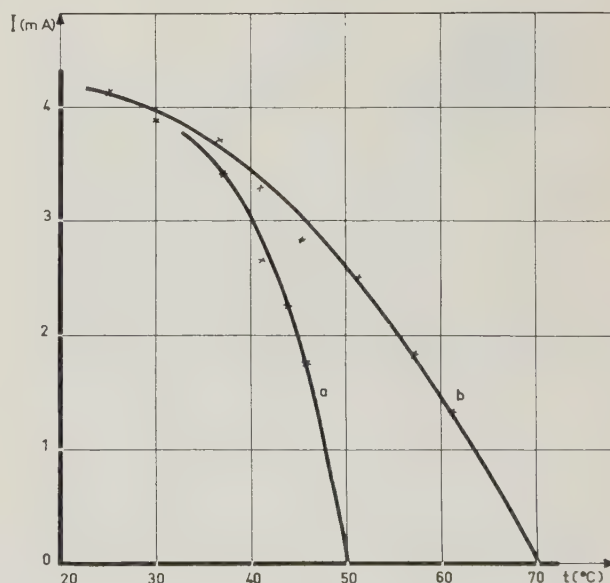


FIG. 1.

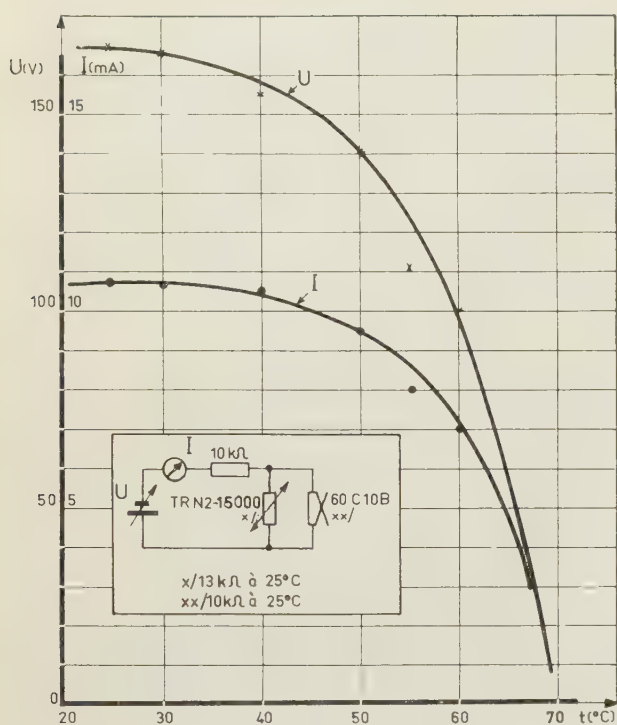


FIG. 2.

La dépense d'énergie électrique des coloristors planars carrés de dimensions 10×10 mm (fig. 3) est d'environ 0,3 W. Pour les coloristors perlettes, elle est de 20 à 30 mW. La résistance de la couche conductrice correspond à la tension ou au courant donné. Les échantillons réalisés travaillent, pour la plupart, aux tensions de 0,5 V ou 3-8 V ou 40-80 V, mais il n'est pratiquement pas plus difficile de faire des coloristors pour une tension quelconque.

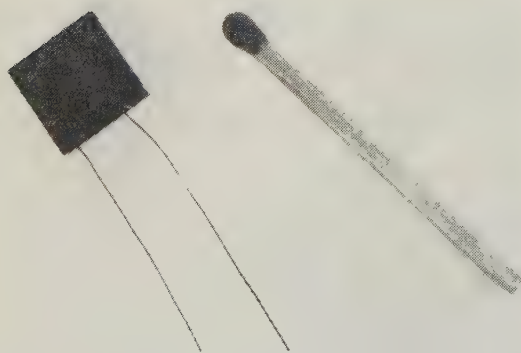


FIG. 3.

Examinons maintenant les composants du coloristor planar.

La plaque support peut être faite dans un matériau isolant quelconque, stable à la température à laquelle travaille le coloristor.

La température d'inversion des matériaux actifs utilisés étant de 50 ou 70 °C, la stabilité thermique jusqu'à 100 °C est indispensable. Les premiers coloristors planars étaient faits sur les plaques de verre, on a utilisé par la suite des plaques carrées micro-modules de céramique 10×10 mm, d'épaisseur 0,3 mm.

Les propriétés physiques, la forme et les dimensions de la plaque-support ont une certaine influence sur l'inertie thermique du coloristor (on appelle ainsi le temps nécessaire pour que le coloristor reprenne sa couleur initiale après le fonctionnement). L'inertie thermique des coloristors planars décrits est d'environ 10 s, celle des coloristors perlettes, de 2-3 s.

La couche conductrice nécessaire peut être formée sur la céramique de base en brûlant de l'argent, du platine ou du cadmium. En étudiant la forme et l'emplacement des électrodes, on peut faire que le coloristor donne une indication sur toute sa surface simultanément ou que le domaine de variation de la couleur s'élargisse progressivement avec le courant. Les coloristors ainsi formés peuvent accomplir des fonctions analogues aux indicateurs électroniques dits «yeux magiques». Les produits chimiques ne peuvent pas être appliqués seuls comme couche active, il est nécessaire d'utiliser un liant convenable qui ne porte pas dommage à la couche conductrice, ne se décompose pas et ne réagisse pas chimiquement avec les composés du mercure, liant qui à température élevée, ne modifie pas sa couleur propre, et se mélange bien avec les matériaux actifs utilisés. Une dissolution de polystyrène dans le xylène ou le toluène apparaît avantageuse. Pour prévenir l'influence chimique du matériau actif sur la couche conductrice, qui peut conduire à l'instabilité durant l'exploitation et à l'abaissement du temps de la vie, il est interposé un vernis.

Le prix du coloristor n'est pas plus élevé que le prix de la lampe de signalisation dont la vie est plus courte. Le vernis actif est assez résistant pour n'avoir pas besoin d'être protégé mécaniquement. C'est pourquoi le coloristor est un élément indicateur très avantageux qui peut rendre service dans beaucoup de cas à l'électronique moderne (1).

(1) Notons cependant que les coloristors, brevetés en République Tchécoslovaque, ne sont pas fabriqués industriellement à l'heure actuelle.

Réalisation en France d'un premier maser à hydrogène

PAR

Cl. AUDOIN et CHECKRAHAMATOU
Attachés de recherche au CNRS

Un maser à hydrogène a été réalisé pour la première fois en France à l'Institut d'Électronique de la Faculté des Sciences d'Orsay.

1. Principe de fonctionnement

Le principe du maser à hydrogène est connu depuis 1960, date où un appareil de ce type a été réalisé pour la première fois par les Professeurs RAMSEY, GOLDENBERG et KLEPPNER à l'Université de Harvard (USA).

Dans ce maser, on fait appel à une transition entre deux états ($F = 1, m = 0$ et $F = 0, m = 0$) de la structure hyperfine de l'hydrogène. Elle est induite dans le champ électromagnétique d'une cavité résonnante. La particularité essentielle de ce maser est que les atomes restent en interaction avec le champ électromagnétique pendant une durée de l'ordre de la seconde. Cela est obtenu en les faisant pénétrer dans un ballon de quartz muni d'une petite ouverture. Afin que les nombreuses collisions avec les parois ne perturbent pas trop l'état interne des atomes, le ballon est revêtu intérieurement d'un film mince de téflon, par exemple, qui assure l'élasticité du choc entre atomes orientés et parois : ainsi, la fonction d'onde de l'atome n'est pas perturbée au cours du choc. Il est alors possible d'obtenir des temps de relaxation de l'ordre de la seconde.

Le maser à hydrogène est un auto-oscillateur : l'accrochage est obtenu lorsque l'énergie cédée par les atomes au champ électromagnétique devient égale aux pertes dans la cavité. La fréquence d'oscillations est $1\,420\,405\,751,800 \pm 0,028$ Hz (échelle A1). Il résulte de la grande durée d'interaction avec le champ électromagnétique que la largeur de raie de la transition est très faible ($Q \sim 10^9$) et que la pureté spectrale de l'oscillation du maser est particulièrement bonne. Si, de plus, des précautions sont prises pour éliminer diverses influences extérieures parasites (entraînement de fréquence par désaccord de la cavité, champ magnétique variable...), le maser à hydrogène constitue une horloge atomique absolue de très haute qualité : des stabilités de quelque 10^{-13} sur une année ont été annoncées.

2. Description de l'appareil

La figure 1 donne une vue générale de l'appareil qui a été construit au Laboratoire de l'Horloge Ato-

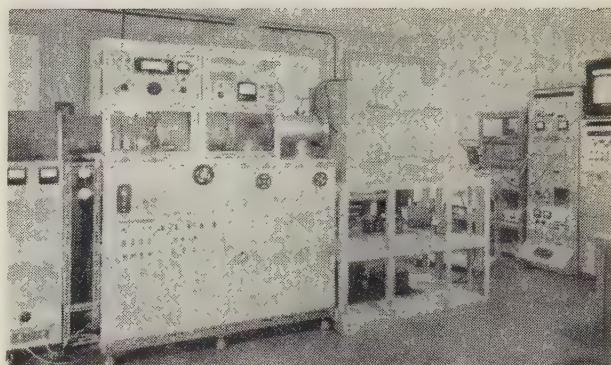


FIG. 1. - Vue d'ensemble de l'appareil.

mique du CNRS, section d'Orsay. Les parties essentielles en sont les suivantes :

— *Source d'hydrogène atomique.* — Des molécules d'hydrogène sont dissociées en atomes dans une décharge à 20 MHz. Les atomes formés empruntent un canal de 3 mm de diamètre et sortent en jet dans une enceinte à ultravide ($p \leq 10^{-7}$ torr).

— *Lentille magnétique hexapolaire.* — Le jet d'atomes d'hydrogène est soumis à l'action d'un champ magnétique inhomogène dans une lentille magnétique hexapolaire. Les atomes dans l'état $F = 1, m = 0$ (état d'énergie supérieur de la transition) sont focalisés vers l'axe de la lentille. Les atomes dans l'état $F = 0, m = 0$ (état d'énergie inférieur de la transition) sont éloignés de l'axe. Un diaphragme sépare les deux types d'atomes.

La lentille a 20 cm de long. Le champ sur les pôles est de 0,7 T environ.

— *Cavité résonnante.* — Elle est cylindrique et fonctionne selon le mode TE_{011} . Son coefficient de surtension dans les conditions de fonctionnement est de 45 000 environ.

— *Ballon de stockage des atomes.* — Ce ballon a un volume de 2 l, l'ouverture est un canal de 8 mm de diamètre, de 10 cm de long. La paroi interne est recouverte d'un film de téflon réalisé à partir d'une suspension aqueuse de ce produit.

— *Blindages magnétiques* — *Champ magnétique directeur.* — La transition (1,0 - 0,0) utilisée est

induite lorsqu'il existe une composante de champ magnétique alternatif parallèle au champ magnétique directeur. Ce dernier doit être uniforme, pour éliminer la possibilité d'autres transitions parasites, et de faible valeur pour que la fréquence d'oscillation reste indépendante de toute fluctuation du champ magnétique (la transition est choisie pour que la fréquence ne dépende qu'au second ordre de la valeur de H).

Le champ directeur est produit par deux paires de bobines carrées placées dans un blindage magnétique. Cet écran comporte actuellement deux couches et réduit le champ ambiant (champ terrestre, champ à 50 Hz) à une valeur de l'ordre de 1 mOe.

— *Récepteur.* — Pour observer le signal à faible niveau (10^{-12} W environ), un récepteur sensible a été construit. Il est à double changement de fréquence. Les oscillateurs locaux sont obtenus par multiplication de fréquence à partir d'un oscillateur à quartz à 5 MHz. La bande passante de la sortie à 405,75 kHz est de 1,2 kHz. La sensibilité de ce récepteur est meilleure que 10^{-15} W.

3. Résultats obtenus

L'oscillation obtenue est très pure (signal/bruit supérieur à 30 en amplitude). La figure 2 montre le signal après changement de fréquence à la sortie 405,75 kHz du récepteur. Le champ magnétique minimal pour lequel l'oscillation est observée est actuellement de 12 mOe environ.

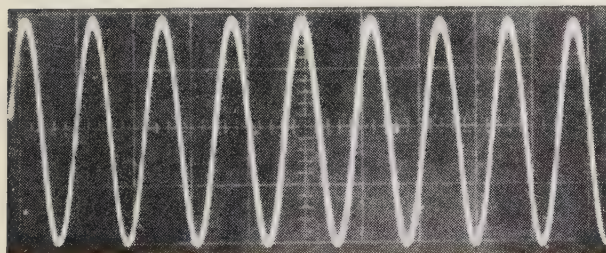


FIG. 2. — Oscillation du maser. Signal à 405,75 kHz obtenu après double changement de fréquence.

Le comportement du maser peut également être étudié s'il reste au-dessous du seuil d'auto-oscillation ; on observe alors le signal émis par les atomes

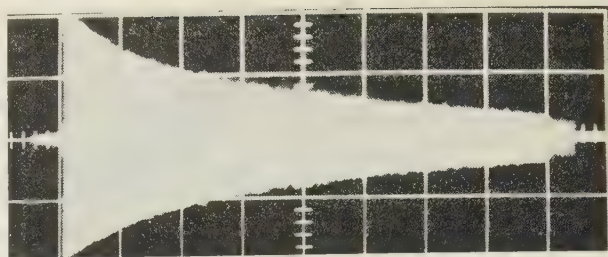


FIG. 3. — Observation du temps de relaxation des atomes. En abscisse 1 division correspond à 100 ms.

lorsqu'ils ont été préalablement excités par une impulsion d'énergie à la fréquence de transition. Cette méthode permet de mesurer avec précision le temps de relaxation des atomes justement dans des conditions très voisines de celles qui règnent dans l'oscillateur entretenu.

La figure 3 montre un signal de ce type. Le temps de relaxation est de 300 ms environ, il est déterminé ici essentiellement par les dimensions de l'ouverture du ballon.

4. Travaux en cours

L'amélioration des conditions de fonctionnement de ce prototype où le jet atomique est horizontal se poursuit : les essais ont montré déjà qu'on devait améliorer le blindage magnétique, la régulation de la température de la cavité et la purification de l'hydrogène, qui ici n'était pas encore filtré sur palladium. Un second appareil à jet vertical est en cours de construction. Il est conçu pour constituer une véritable horloge atomique de très haute qualité.

Le prototype sera employé à des études sur la physique de l'atome d'hydrogène et à la mise au point d'ensembles électroniques permettant d'exploiter les propriétés de ce type d'appareil utilisé comme horloge atomique.

L'étude est financée pour partie par le CNRS (Laboratoire de l'Horloge Atomique) et pour partie par la DRME.

Nous tenons à remercier le Professeur P. GRIVET qui nous a confié ce travail, ainsi que le Dr A. SEPTIER, Directeur Scientifique pour les conseils judicieux et les encouragements qu'ils n'ont cessé de nous prodiguer.

Spectre de bruit des oscillateurs hyperfréquence

Nous recevons de M. James A. MULLEN, de la Division de recherche de la Compagnie Raytheon Waltham, Mass. USA 02154, la remarque suivante au sujet d'un article publié sous ce titre dans notre revue de janvier 1965, page 101, nous nous empressons de la publier.

« Au sujet de l'article très intéressant de M. JULLERAT sur les « Spectres de bruit des oscillateurs hyperfréquences » (Janvier 1965), il me semble assez important de remarquer au sujet du § 2.1 que le spectre de bruit de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence peut être dû au bruit de fond dans la bande hyperfréquence converti par les propriétés non linéaires de l'oscillateur, aussi bien qu'à des sources basse fréquence. En effet, dans les oscillateurs de qualité, c'est la source principale de bruit de modulation. Cet effet est démontré théori-

quement par Berstein (CRAS de l'URSS 20, p. 11, 1938), et pour le klystron à deux cavités, *ibid.* 106, p. 453, 1956) et par Blaquièrre (Ann. Radioélect. 8, pp. 36-80, 153-179, 1953), Mécanique non linéaire. Mem. sci. math., Fasc. 141, Gauthier-Villars, 1960) et, également, très brièvement dans Grivet et Blaquièrre (le Bruit de Fond, Masson 1958). Par conséquent, il est souvent plus convenable d'exprimer le bruit par les spectres de bruit de modulation d'amplitude et de modulation de fréquence (et parfois aussi par le spectre d'intercorrélation), plutôt que par le spectre de bruit hyperfréquence. Ce besoin est plus marqué pour les émetteurs de radars cohérents. Le spectre hyperfréquence est suffisant pour caractériser les tubes mélangeurs, mais néanmoins, ce n'est pas un diagnostic aussi subtil que les spectres de modulations ».

Séminaire Technique sur les Problèmes du Vide - 13-15 octobre 1965 - Turin (Italie)

Depuis trois ans, VARIAN ASSOCIATES organise des Séminaires techniques sur les problèmes de Vide dans ses Laboratoires de Palo Alto, en Californie.

Pour l'Europe, un premier séminaire sur la technologie du vide aura lieu à Turin (Italie) du 13 au 15 octobre 1965. Des ingénieurs de VARIAN Spa à Turin, et de la Division « Vide » de VARIAN à Palo Alto, présenteront des conférences et démonstrations sur les plus récents développements et produits de la technologie du vide.

Le programme qui suit donne un aperçu des conférences et démonstrations qui auront lieu au cours du séminaire. Le but est de fournir à ceux qui travaillent dans des domaines techniques du vide, des renseignements utiles et précis, il ne sera donc pas présenté sous un aspect commercial, et des discussions libres sont prévues pour permettre aux assistants de partager leurs connaissances et expériences.

Programme préliminaire

Conférences sur la théorie et les applications :

Introduction à la technique du vide ; des développements nouveaux dans la technique des pompes ioniques ; pompage par sublimation de titane ; cryopompage ; mesures de pression dans le vide ; caractéristiques de fonctionnement des systèmes de vide.

Démonstrations et Conférences :

Pompage par sorption ; fonctionnement des pompes ioniques à cathode froide ; les problèmes de conception et fabrication des systèmes à vide ; fonctionnement des systèmes à vide ; déposition des couches minces ; l'analyse des gaz résiduels.

On peut obtenir des renseignements complémentaires en s'adressant à Varian AG, Baarerstr. 77, 6300 Zug/Suisse. Tél. 042/4 45 55, Telex : 5 84 44.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES
par rapport à l'étalon Cs 2 en 10⁻¹⁰

Valeurs journalières moyennes centrées sur 3 h T.U.

Juillet 1965	GBR 16 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 149,5	— 150,9
2	— 149,8	— 150,6
3	— 150,2	— 150,4
4	— 149,3	— 150,3
5	— 148,7	— 150,1
6	— 149,2	— 150,1
7	— 148,2	— 150,8
8	— 149,3	— 150,8
9	— 150,1	— 150,5
10	— 149,7	— 150,8
11	— 150,5	— 150,8
12	— 150,6	— 151,0
13	— 150,6	— 150,4
14	— 150,5	— 150,7
15	— 151,3	— 150,4
16	— 150,5	— 150,6
17	— 150,9	— 150,5
18	— 150,5	— 150,5
19	— 150,5	— 150,4
20	— 150,5	— 150,8
21	— 150,8	— 150,9
22	—	—
23	— 149,7	— 150,5
24	— 149,0	— 149,7
25	— 150,1	— 149,8
26	— 150,6	— 149,6
27	— 149,8	— 150,2
28	— 148,7	— 150,6
29	— 149,3	— 150,9
30	— 150,0	— 151,2
31	— 150,1	— 150,7

Août 1965	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz
1	— 149,8	— 149,4	— 150,2
2	— 149,8	—	— 150,7
3	— 149,2	—	— 149,8
4	— 151,8	—	— 149,8
5	— 150,4	—	— 149,6
6	— 150,4	—	— 149,7
7	— 150,0	— 149,3	— 149,9
8	— 149,7	— 149,3	— 149,7
9	— 149,6	— 149,8	— 149,7
10	— 149,9	— 150,3	— 149,9
11	— 149,0	—	— 150,4
12	— 149,3	—	— 151,0
13	— 150,3	— 150,4	— 150,7
14	— 148,8	— 150,5	— 151,2
15	— 148,1	— 150,7	— 150,6
16	— 150,1	— 150,7	— 150,3
17	— 149,4	—	— 150,5
18	— 149,3	—	—
19	— 150,2	—	— 150,0
20	— 150,6	—	— 149,7
21	— 148,8	—	— 150,3
22	— 148,4	—	— 150,3
23	— 151,0	—	— 150,8
24	— 150,7	—	— 150,8
25	— 151,0	—	— 149,6
26	— 151,5	—	— 149,0
27	— 150,2	—	— 148,3
28	— 150,0	—	— 148,6
29	— 149,9	—	— 149,5
30	— 149,4	—	— 150,1
31	— 148,6	—	— 150,4

Les enregistrements de phase sont effectués directement par rapport à l'étalon à rubidium Rb 2. Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs 2.

RÈGLEMENTS PUBLIÉS PAR LE SEDOCAR

Le service de documentation scientifique et technique de l'Armement nous annonce la parution récente des deux règlements ci-après :

AIR 3390. — Instruction provisoire de réglementation d'emploi des produits, matières ou procédés utilisés en construction aéronautique. Édition n° 1 du 1^{er} mars 1965. 7 p., 4,05 F.

AIR 9446. — Conditions de recette des transformateurs-redresseurs de bord. Édition n° 1 du 1^{er} mars 1965. 9 p., 5,40 F.

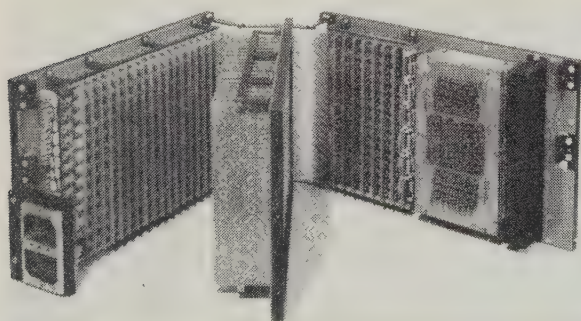
Ces règlements sont disponibles au Magasin C.T.O., 2, av. de la Porte d'Issy, Paris XV^e.

LE CALCULATEUR NUMÉRIQUE
ARGUS 400 FERRANTI

La Division Automation Systems de Ferranti, représentée à Paris par CERAM (Cie d'Équipements de Régulation Automatique et de Mesure) a présenté le 14 juin 1965 à la presse technique le calculateur ARGUS 400.

L'ARGUS 400 est un calculateur construit avec des circuits intégrés, destiné aux applications aéronautiques. L'ARGUS 400 est le successeur des calculateurs de régulation « en ligne » Argus 100, 200 et 300, actuellement utilisés pour diriger des systèmes d'armes, des simulateurs, des usines, le radiotélescope MARK II de Jodrell Bank, etc.

Jusqu'à une date récente, la régulation par calculateurs numériques n'était utilisée que pour des installations à terre, étant donné les dimensions du matériel. L'ARGUS 400 fournit, dans un volume inférieur à 20 dm³, la puissance d'un calculateur de contrôle numérique et peut supporter l'utilisation à bord d'un avion.



Calculateur numérique Argus 400 Ferranti

Les avantages principaux de la régulation par calculateur numérique sont :

Sa souplesse. Les équations et techniques de contrôle peuvent être continuellement améliorées à mesure que le système contrôlé est mieux connu. Le changement se réduit à l'introduction d'une nouvelle bande de programme.

Sa précision. La précision des calculs n'est limitée que par celle de l'information présentée au calculateur.

Son économie. Plus le calculateur travaille, plus il fonctionne économiquement. Les avions modernes ont des besoins croissants de moyens de calculs, justifiant un calculateur numérique à bord.

DESCRIPTION

1. *Éléments constitutifs.* Ceux-ci sont conçus à partir de deux circuits de base : la porte NOR et la porte NOR de puissance, d'où 15 éléments standards ont été dérivés, y compris un flip-flop et des circuits pour la mémoire à tores.

Les caractéristiques principales de ces éléments sont leur faible dissipation de puissance, leur grande rapidité. (Retard des portes < 10 ns), leur haut degré d'intégration. (Par exemple le flip-flop est réalisé avec 40 composants tous situés sur une seule pellicule de silicium). Enfin les boîtiers de montage TO8 ont été choisis parce qu'ils sont robustes.

2. *Plaquettes de circuits.* L'appareil est construit avec des plaquettes de circuits imprimés à plusieurs couches (4, 5 et 6 couches) portant des trous métallisés qui réalisent les connexions avec les couches internes. Les plaquettes portent jusqu'à 39 boîtiers de circuits intégrés connectés sur les planchettes multi-couches qui les supportent, au moyen de jonctions constituées par des fils enroulés.

3. *Construction.* Le calculateur est contenu dans des boîtes standards ATR. Les différentes parties de l'ARGUS 400 sont :

a) *L'unité centrale* formée d'environ 600 boîtiers de circuits intégrés.

b) *La mémoire unitaire à tores de 4096 mots*, de construction similaire à l'unité centrale, comprenant l'ensemble des tores, les circuits d'attaque et les amplificateurs miniatures de lecture. Ces derniers sont la seule partie importante du calculateur qui ne puisse être réalisée en circuits entièrement intégrés, dans l'état actuel de la technique.

c) *Le bloc d'entrée/sortie*, de construction similaire à celle de l'unité centrale.

Ces trois parties sont contenues dans une boîte standard 3/4 ATR. Le refroidissement est fait à partir des sources disponibles sur l'avion.

d) *Le bloc d'alimentation* contenu dans une boîte distincte 3/8 ATR, comprend un convertisseur de puissance pour alimenter le calculateur et stocker de l'énergie à partir de la source 24 V continu de l'avion. Une batterie incluse supprime les effets d'une courte panne d'alimentation.

Les différentes parties du calculateur sont reliées par une paroi flexible jouant le rôle de connecteur et permettant la séparation des planches, ce qui facilite son entretien.

Les possibilités du calculateur peuvent être augmentées par addition de blocs de mémoire (jusqu'à 12 000 mots), d'un côté de l'appareil, et de blocs d'entrée/sortie de l'autre côté, les deux étant connectés sur la paroi flexible, au dos de l'appareil.

Les connexions vers les éléments extérieurs sont faites par fiches et prises.

4. *Organisation et performances du calculateur.* L'ARGUS 400 est une machine série à mots de 24 bits et mémoire à tores, de cycles de 2 μ s, donnant un temps d'addition de 15 μ s et un temps moyen de multiplication de 90 μ s. Les 32 instructions de 24 bits sont exactement les mêmes que dans l'ARGUS 100 et l'ARGUS 300. L'expérience acquise dans la programmation des contrôles « en ligne » a donc été utilisée directement.

Le contrôle en ligne exige un système d'interruptions externes ou programmées tenant compte de l'organisation temporelle du programme, ainsi qu'un système d'accès direct à la mémoire permettant le transfert d'informations directement de la mémoire aux éléments périphériques.

5. *Entrée/Sortie.* Une importante gamme de modules entrée/sortie permet de connecter tous les types d'équipement d'entrée et de sortie aux calculateurs ARGUS. Chaque module est disponible sous forme de circuits intégrés compatible avec l'ARGUS 400. Les principaux modules sont :

a) sélecteurs d'entrées analogiques et convertisseurs analogiques/numériques permettant aux signaux analogiques de pénétrer dans le calculateur à une vitesse supérieure à 30 000 entrées par seconde avec une précision de 0,1 % ;

b) blocs d'entrées numériques pour l'entrée dans le calculateur de signaux « tout ou rien » à partir de relais d'interrupteur de limite, de codeurs angulaires, etc. ;

c) blocs d'entrées analogiques en courant continu ;

d) blocs de sorties numériques pour l'envoi de signaux « tout ou rien » vers des éléments moteurs ;

e) blocs de sorties analogiques à vitesse de réponse et précision variées. Tous ces blocs contiennent des convertisseurs numériques/analogiques mais différant par la méthode utilisée pour maintenir les signaux analogiques.

6. *Possibilités d'utilisation.* Dans l'avion, les liaisons avec le calculateur se font de deux façons :

a) *en vol* : les communications sont faites par un panneau de commande portant des commutateurs « tout ou rien » ou rotatifs. Les informations arrivent sous forme numérique dans le calculateur. L'affichage des résultats se fait sur des indicateurs décimaux ou par imprimante spéciale.

b) *en essais* : un programme est introduit et les manœuvres exécutées par l'intermédiaire d'une unité d'essais, contenant un lecteur de bande, un panneau de commande et une imprimante.

UN RELAIS MINIATURE

PLEASEY UK Ltd., Components Group, Titchfield, Hampshire (G.-B.) présente un relais microminiaturisé, pas plus gros qu'un petit pois, capable de transmettre des courants d'un demi-ampère sous 28 V continu.

Ce relais, qui ne pèse que 3,5 g et tient dans une gaine de transistor, a été fait à l'origine pour les fusées ; mais on peut l'employer aussi dans les calculateurs et dans tous les cas où l'on a besoin d'une grande sensibilité et où l'on dispose de peu de place.

Le relais fonctionne, à 20 °C, en 3,5 ms avec une puissance de 150 mW. Les contacts de commutation ont une résistance maximale de 100 mΩ et la garantie porte sur 1 million de commutations.

RELAIS A LAME VIBRANTE

ERG INDUSTRIAL CORPORATION, Luton Road Works, Dunstable Bedfordshire représentée en France par ÉLECTRONIC ÉQUIPEMENT et CONTROLS, 26, rue de la Réunion à Paris 20^e, vient de sortir un nouveau relais compact à lame vibrante, type AB.1618, spécialement conçu pour répondre aux besoins du contrôle des procédés industriels, des calculatrices et de matériels analogues.

Le nouveau relais se distingue par son temps de commutation rapide — jusqu'à une milliseconde — allié à une possibilité de fonctionnement de quelques millions d'opérations.

Les contacts dorés sont hermétiquement scellés dans une atmosphère inerte et ils sont livrables soit unipolaires à deux directions, soit unipolaires à une seule direction. Le montage du commutateur à lame vibrante permet de les remplacer ; le blindage du relais minimise les effets des champs magnétiques extérieurs.

La bobine du relais est en résine d'époxyde moulée, renforcée de fibre de verre ; les conducteurs sont spécialement conçus pour montage sur circuits imprimés.

Des pattes de fixation, incorporées au blindage métallique, type AB.1652, peuvent être fournies sans supplément.

LE PLUS PETIT INTERRUPTEUR THERMIQUE

Un microthermostat à rupture brusque, qui cumule les fonctions d'une thermistance et de ses circuits relais dans un boîtier pas plus grand que la thermistance elle-même, est maintenant fabriqué en série par « METALDS & CONTROLS » division de TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED.

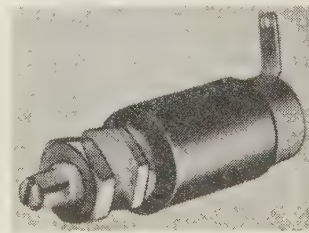
Ce nouveau thermostat répond 5 fois plus vite qu'aucun autre appareil comparable et remplace, à moindre prix, les ensembles à thermistance utilisés en commande directe sur calculateurs, systèmes à mémoire, circuits imprimés, gaines chauffantes, fours à quartz et testeurs électroniques.

KLIXON (R) 4 BT « TINY STAT », appareil à simple coupure, hermétique classe A, est d'une taille telle qu'il peut être placé dans un équipement à n'importe quelle place, son poids est de 0,2 g, il fonctionne à ouverture ou fermeture par élévation de température dans la gamme de —18 °C à +177 °C, il peut être utilisé entre —60 °C et +205 °C, son pouvoir de coupure nominal est de 1 A sous 115 V en courant alternatif et 30 V en courant continu, enfin la durée de vie à pleine charge est de 10 000 cycles.

Il peut résister à des vibrations de 5 à 2 000 c/s à 30 G.

NOUVEAUX CONDENSATEURS VARIABLES DE CORRECTION D'ALIGNEMENT ET D'ACCORD

La Société JACKSON BROTHERS (London) Ltd., de Croydon, G.-B., a introduit sur le marché trois nouveaux condensateurs de correction d'alignement et d'accord utilisant le polytétrafluoréthylène comme diélectrique. Ils comportent essentiellement un piston de laiton avec un manchon en P.T.F.E. coulissant dans un cylindre de laiton sous l'action d'une vis commandée par tourne-vis. Le « Tefotrim » Style 518 a



Condensateur de correction d'alignement « Tefotrim » Style 330, 30 pF. Longueur : 34,3 mm.

une capacité variable allant de 0,8 à 18 pF ; le Style 330, une capacité de 2 à 30 pF, et le Style 408L, une capacité de 1/4 à 8 pF. Ce dernier type, qui n'a que 25,4 mm de long et 5 mm de diamètre, est protégé contre les chocs mécaniques et les vibrations par son dispositif de blocage qui, en même temps, assure un bon contact électrique.

CAMÉRA DE TÉLÉVISION MINIATURE

Une caméra de télévision en circuit fermé, entièrement transistorisée, ne mesurant que 114 mm de longueur et ne pesant que 794 g est actuellement fabriquée en Grande-Bretagne par E.M.I. ELECTRONICS Ltd., Hayes, Middlesex. Malgré ses petites dimensions, cette caméra est extrêmement robuste et donne des images de très bonne définition. Elle peut fonctionner sur 405, 525 et 625 lignes ; il suffit d'appuyer sur un bouton pour passer d'une définition à une autre.

UN NOUVEAU TUBE-IMAGE POUR TÉLÉVISION EN COULEURS

SYLVANIA expose un nouveau tube-image rectangulaire de 62,5 cm (25") pour la télévision en couleurs. Revêtu d'un élément phosphorescent à l'Europium ce tube fournit une brillance supérieure de 43 % à celle des tubes classiques et présente un angle de déflexion de 90°.

L'Europium, terre rare qui entre dans la composition du nouvel élément phosphorescent « rouge » du tube, possède des propriétés de brillance et de sensibilité chromatique bien supérieures à celles des éléments phosphorescents classiques. Il permet d'utiliser les éléments phosphorescents verts et bleus à l'état naturel sans agents amortisseurs et d'augmenter ainsi la brillance « blanche » de 43 %.

Cette brillance supplémentaire autorise l'emploi d'une gamme plus basse d'intensités lumineuses, donnant ainsi un meilleur contraste d'image.

LE DISQUE A DICTER PLIABLE

Les personnes qui emportent en voyage leur appareil à dicter, envoient les disques parlés à leur secrétaire en utilisant des enveloppes un peu plus grandes que d'ordinaire. Telefunken a mis en vente un disque à dicter pliable que l'on peut expédier dans des enveloppes de format courant. Ces disques ont la même durée d'enregistrement de 10 mn



et la qualité de reproduction n'est pas endommagée par le plis diamétral. Comme d'habitude, les textes peuvent être effacés et on peut réutiliser les disques environ 50 000 fois.

L'adaptation du disque à dicter au format normal des lettres est tout spécialement avantageux du fait de l'emploi de machines à trier, construites pour un certain format. Les formats spéciaux devront être, à l'avenir, triés à la main et leur expédition risque de s'en trouver retardée.

DEUX DISPOSITIFS SYLVANIA POUR LA MODULATION A TRÈS HAUTE FRÉQUENCE DE LA LUMIÈRE

La SYLVANIA INTERNATIONAL, division de la General Telephone and Electronics International S.A., vient de lancer sur le marché deux modulateurs pour faisceaux lumineux cohérents ou incohérents. Il s'agit du SYO-4470 et du SYO-4460 servant à la modulation, l'un dans la gamme de fréquences S, l'autre dans la gamme de fréquences X, qui viennent s'ajouter aux modulateurs de gammes L et C déjà disponibles.

Ces nouveaux modulateurs fonctionnent selon le principe de l'effet électro-optique linéaire dans une barre de cristal de dihydrogène phosphate de potassium. Un champ électrique appliqué parallèlement au grand axe optique fait varier l'indice de réfraction des axes de 45° de chaque côté de la perpendiculaire. Ce champ électrique prend naissance dans

une cavité cylindrique à micro-ondes, dans laquelle le cristal est disposé le long de la ligne médiane.

Des polariseurs à entrée et sortie réglables ainsi qu'une plaque de retardement quart d'onde, incorporés aux modulateurs et utilisés en différentes combinaisons, permettent de moduler l'amplitude, la fréquence ou la phase des faisceaux lumineux. Le système peut être adopté, moyennant une modification, pour fonctionnement SSB.

SYLVANIA avait annoncé, il y a quelque temps, qu'elle mettrait sur le marché une série de tubes à micro-ondes progressives lumineuses pour la détection de la lumière modulée. Ces divers dispositifs, utilisés de concert, permettent de réaliser un système complet de télécommunications à très haute fréquence dans lequel la transmission est assurée par laser.

MACHINES D'ESSAIS DE CHOC POUR LES ENSEMBLES ÉLECTRONIQUES

ENVIRONMENTAL EQUIPMENTS Ltd., Station Yard, Wokingham, Berkshire, a mis au point des machines à choc par chute libre qui peuvent servir à essayer les ensembles électroniques dans des conditions identiques à celles rencontrées quand ils sont en service.

Il en existe deux modèles : un pour l'essai d'ensembles pesant 22,500 kg au maximum et un pour ceux allant jusqu'à 113 kg. Comme les deux modèles répondent aux spécifications de l'OTAN pour les essais de choc, les machines présentent un intérêt particulier pour les affaires qui doivent se livrer à des essais de ce genre pour la mise au point de matériel militaire ; il existe également de nombreuses applications civiles.

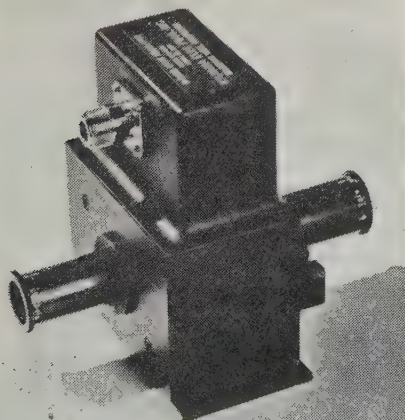
Chaque machine comporte une came, actionnée par moteur, qui soulève la table à la hauteur de chute voulue. La table est fixée à un vérin cylindrique qui bute sur une enclume de caoutchouc durci.

La machine la plus petite a deux enclumes interchangeables qui donnent des impulsions de décélération, l'une de 6 ms avec une milliseconde en plus ou en moins, 40 g à 10 % près, et l'autre de 11 ms à une milliseconde près, 40 g à 10 % près. La machine la plus grosse a une enclume de caoutchouc qui soumet les objets à des impulsions de décélération de 6 ms à 1 ms près, 40 g à 10 % près en plus ou en moins.

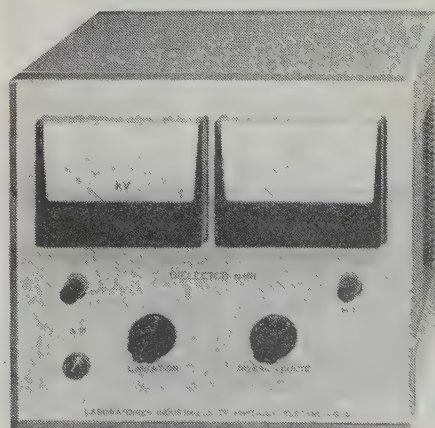
La vitesse du moteur qui actionne la came est réglée de façon à donner de deux à trois chocs par seconde.

UN NOUVEL APPAREIL DE MESURE DES TENSIONS DE CLAQUAGE ET DE CONTRÔLE DU SEUIL D'IONISATION

Les Laboratoires Industriels de Physique Electronique, 131, rue de Bagneux, à Montrouge, annoncent la sortie du DIELECTOR « ROD-5 ».



Le modulateur Sylvania (gamme de fréquences S) : modulation de l'amplitude, de la fréquence ou de la phase de la lumière cohérente ou incohérente.



Cet appareil est basé sur le principe de l'asservissement électronique ultra-rapide. Il permet la mesure non destructive des tensions de claquage et le contrôle industriel des seuils d'ionisation, par voie sonore et microampèremètre.

Ne comportant pas de source de tension, il est destiné aux utilisateurs en possédant déjà, telles que : alimentations diverses, boîtes de claquage, ou même, simples transformateurs à tension variable.

La mesure est effectuée en tension continue, car c'est avec elle que les phénomènes d'ionisation apparaissent le plus tôt.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Tension : jusqu'à 10 kV continue ou alternative.

Indication de tension : par voltmètre incorporé, à 3 sensibilités : 1, 5, et 10 kV.

Courant de limitation : 5, 25 et 50 μ A.

Indication d'ionisation : par microampèremètre incorporé, à 2 sensibilités : 25 et 50 μ A.

Ecoute d'ionisation : par amplificateur et haut-parleur incorporés, à niveau réglable.

Protection : par disjoncteur incorporé.

Protection opérateur : cet appareil ne présente aucun danger en raison de l'asservissement ultra-rapide de la tension.

Alimentation : secteur 50 Hz - 127/230 V.

Présentation : en coffret portable 235 $\times$ 210 $\times$ 180 mm.

UN DISPOSITIF DE DOSAGE EN CONTINU PAR RAYONS X

Complètement automatique, cet appareil réalisé par la Compagnie Générale de Radiologie, filiale de la Cie Fse THOMSON-HOUSTON, comporte un passeur d'échantillons à 12 positions qui assure la mise en place successive des échantillons à l'emplacement d'analyse sous vide, élément par élément.

L'irradiation est réalisée par un tube à rayons X alimenté

par une source de tension continue régulée, tant en courant qu'en tension, à 1/1 000.

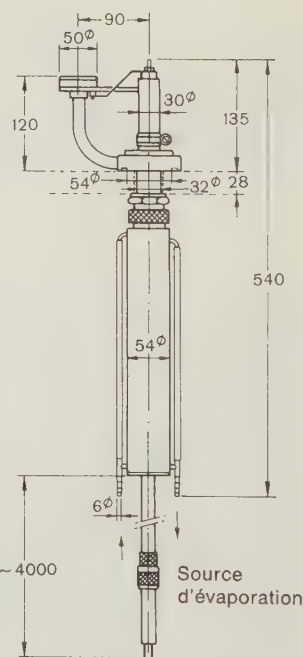
La détection des photons X est assurée par un compteur à flux gazeux dont les impulsions sont reçues et analysées par un spectromètre. L'indication du compteur, en fin d'opération, est transcrite par une machine imprimante.

Un ensemble d'automatisme permet de fixer les positions d'arrêt parmi les 12 possibles. Par ailleurs, on peut : soit analyser les 12 échantillons, puis arrêter l'ensemble de l'appareillage, soit recommencer le cycle sans aucun arrêt, soit s'arrêter sur une position et faire des comptages successifs sur cette position.

APPAREIL POUR COUCHES MINCES ÉVAPORÉES SOUS VIDE PAR BOMBARDEMENT ÉLECTRONIQUE

BALZERS AG für Hochvakuumtechnik und Dünne Schichten (Liechtenstein), met à la disposition des constructeurs un équipement d'évaporation sous vide d'une puissance de 3 kW sous 10 kV de tension d'accélération et 300 mA, avec lequel la plupart des matériaux, peuvent être évaporés, y compris ceux à haut point de fusion tels que : W, Ta, Mo, Pt, Pd, Rh, Ni, Al, Fe, Co, Ti, ThO₂, Al₂O₃, SiO₂.

Grâce au creuset en cuivre, réfrigéré à l'eau, aucune réaction n'est possible entre les substances à évaporer et le creuset. De plus, le système de focalisation ne dégaze pas, car il est également refroidi à l'eau. L'ensemble d'évaporation par faisceau électronique EVR 3 BALZERS est composé d'une source à cathode annulaire, d'un transformateur haute tension variable, d'un appareil de commande et d'un contrôleur de débit d'eau. Le dispositif peut être monté sur n'importe quelle installation d'évaporation sous vide, sur une traversée de la platine. La cathode annulaire ne nécessite qu'un orifice de diamètre 32,5 mm, sans passage annexe pour l'eau de refroidissement. Les dimensions de la partie du dispositif située à l'intérieur de la cloche à vide sont seulement de 70 $\times$ 150 $\times$ 135 mm.



MICROPHONE STATIQUE TRANSISTORISÉ POUR L'ENREGISTREMENT D'INFRASONS

La Sté SIMPLEX-ÉLECTRONIQUE a été amenée à étudier une variante de son microphone fabriqué depuis quelques années.

A la suite des demandes de différents services d'études. La bande passante en a été considérablement élargie vers les fréquences « Infrason ».

Le microphone MKH 104/10 permet l'enregistrement des fréquences de 0,1 Hz jusqu'à 20 000 Hz. La courbe de réponse est pratiquement plate dans ces limites.

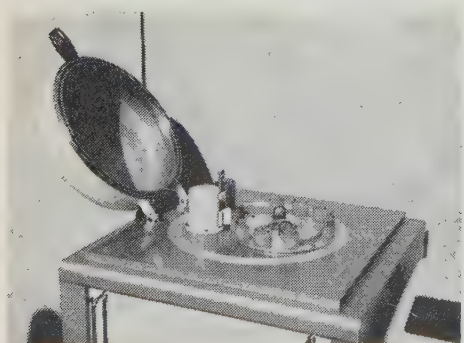
Ce microphone est fabriqué en deux versions :

— le premier modèle est prévu pour une pression maximale d'environ 300 μ bar, la sensibilité correspondante étant d'environ 5 mV/ μ bar,

— la deuxième version du MKH 104/10 qui est prévue pour des pressions allant jusqu'à 3 000 μ bar, la sensibilité étant, dans ce cas, ramenée à 0,5 mV/ μ bar, sert à l'enregistrement de très forts bruits, celui de réacteurs d'avions supersoniques par exemple, ou l'enregistrement du « bang ».



Appareil de dosage en continu.



Appareil de dosage en continu : passeur d'échantillons.

COMMUNIQUÉS

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

ACTION DES RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES SUR LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Session de Perfectionnement — 22 au 25 novembre 1965
à Villeurbanne

Organisée par le Groupe de Lyon de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens, et le Centre de Perfectionnement en Physique Nucléaire de Lyon, avec la collaboration de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon et du Service d'Électronique du Centre d'Études Nucléaires de Grenoble, cette session de perfectionnement est placée sous la présidence de M. le Professeur P. GRIVET, Directeur de l'Institut d'Électronique de la Faculté des Sciences de Paris, Président de la Société Française des Électroniciens et Radioélectriciens. Elle se tiendra du lundi 22 ou jeudi 25 novembre 1965 à l'Institut de Physique Nucléaire, 43, bd de l'Hippodrome.

L'utilisation de plus en plus grande des composants électroniques dans des milieux contenant des rayonnements nucléaires importants (ensemble électronique situé au voisinage immédiat d'accélérateurs de particules ou de réacteurs nucléaires, électronique contenue dans des satellites classiques, électronique dans des satellites mus par l'énergie d'un réacteur nucléaire embarqué, etc.) a rendu nécessaire l'étude systématique de l'action des rayonnements sur ces composants.

Le but de cette session de perfectionnement est de donner à ceux qui ont à aborder ces problèmes à des titres divers, les notions de base qui leur permettront d'avoir une vue d'ensemble sur ces questions et d'être mieux à même de poursuivre l'étude qui leur est propre ou d'étudier les articles scientifiques spécialisés qui paraissent sur ce sujet.

PROGRAMME

Lundi 22 novembre :

- Interactions des particules avec la matière.
- Dosimétrie.
- Radiations dans l'espace.
- Radiations autour d'accélérateurs et de réacteurs.

Mardi 23 novembre :

- Théorie sommaire des irradiations.
- Étude des conditions de réactions de défauts.
- Modèles de défauts dans le germanium.
- Effets d'irradiations sur la structure des semiconducteurs.

Mercredi 24 novembre :

- Effets des radiations sur les transistors.
- Effets des radiations sur les circuits intégrés.
- Effets des radiations sur divers composants électroniques.
- Communications courtes sur divers travaux récents.

Jeudi 25 novembre :

- Les diverses sources de rayonnements utilisables.
- Méthodes et dispositifs expérimentaux utilisables pour ces études.
- Démonstrations.
- Séance de clôture et conclusion.

Les demandes d'inscription sont à adresser à Mme TERRASSON, Centre de Perfectionnement en Physique Nucléaire de Lyon, 43, bd de l'Hippodrome, Villeurbanne (Rhône).

CONGRÈS INTERNATIONAL SUR LA « RADIOPROTECTION DANS L'UTILISATION INDUSTRIELLE DES RADIOÉLÉMENTS »

Paris - 13-15 décembre 1965

Nous sommes informés qu'un Congrès international sur la « Radioprotection dans l'utilisation industrielle des radioéléments » se tiendra au Centre de Conférences Internationales, 19, avenue Kléber, Paris 16^e, du 13 au 15 décembre inclus. Une exposition de matériel de prévention, de contrôle et de transport aura lieu simultanément dans le même local.

Les dates d'inscriptions et d'envoi des résumés des mémoires ont été fixés au 31 octobre 1965.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à MM. GRAS ou Le TOHIC, téléphone ALE 31.27 poste 32.58 ou 34.72.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

LE RÉSEAU HERTZIEN BRETON

Le réseau hertzien breton, inauguré le 1^{er} juillet à Rennes, apporte à la région bretonne des moyens de télécommunications considérables et offre une artère élargie au trafic téléphonique par satellites, via Pleumeur-Bodou.

Pour la circonstance, la CSF avait installé entre Rennes et Brest un duplex télévision temporaire, empruntant le faisceau et réalisé avec les caméras vidicon à viseur électronique.

À l'instar des grandes artères françaises, le faisceau hertzien a été réalisé par CSF. Il prolonge vers l'ouest l'artère Paris-Rouen, Le Havre-Caen, Rennes-Nantes.

Sa constitution est la suivante :

— Un *tronc principal* relie Rennes (Tour de Cesson-Sévigné) à Roc-Trédudon, en passant par trois relais télécommandés et télésurveillés, situés à Longautnay, Trédaniel, Kérien. Ce tronc offre une double capacité de 960 voies, c'est-à-dire un *canal normal* et un *canal de secours* commutable automatiquement en cas de panne du premier sans altération de la transmission. L'équipement de commutation automatique a été réalisé par la SAT (Sté Anonyme de Télécommunications). La technique nouvelle des faisceaux hertziens prévoit, on le sait, un tel canal de secours qui peut être associé à plusieurs canaux normaux en parallèle suivant la formule $N+1$. On peut affecter l'un des canaux à la télévision (image et son).

L'infrastructure de base est prévue pour une extension à six canaux, ce qui illustre la souplesse et l'économie de la formule faisceaux hertziens.

— Du centre de Roc-Trédudon, partent trois ramifications aboutissant respectivement à Brest, Lannion et Ty Sanquer, près de Quimper. Chacune offre une capacité de 600 voies.

— Enfin, une quatrième ramification est prévue vers St-Pol-de-Léon au cours du premier semestre 1966 : sa capacité sera de 120 voies.

Les caractéristiques techniques de cet ensemble de matériel sont résumées ci-dessous :

— *Artères Rennes-Roc-Trédudon et Roc-Trédudon-Quimper* équipées en matériel CSF FH 687 fonctionnant dans la gamme SHF : 3800 à 4 200 MHz

puissance émission : 6W,
aériens directs : gain 40 dB,
tubes hyperfréquence : klystron CSF KR 74,
tube à propagation d'ondes (amplificateur d'émission) CSF
TPO 430,
facteur de bruit du récepteur : 13 dB,
bande de modulation : en téléphonie 60 kHz à 4 MHz, en
télévision 50 Hz à 10 MHz.

Le « multiplexage » des voies téléphoniques transmises simultanément s'opère par transposition de fréquence, c'est-à-dire que chaque voie est portée par une fréquence décalée par rapport à la voie précédente.

Le signal téléphonique géant représentant cette accumulation de voies téléphoniques module ensuite l'onde porteuse du faisceau, par modulation de fréquence, qui assure la haute fidélité.

Un faisceau auxiliaire, type VS 640, fonctionne sur la même infrastructure que le FH 687. Il transmet une liaison téléphonique de service entre toutes les stations du réseau.

Les téléseñalisations et les télécommandes permettent d'exploiter le réseau à partir des stations surveillantes.

— *Artères Roc-Trédudon et Lannion*

Entre Roc-Trédudon et Lannion (station spatiale de Pleumeur-Bodou) trois canaux hertziens relient le réseau des P et T français au réseau de télécommunications par satellites.

Chaque canal est équipé du matériel CSF TF 122 fonctionnant en modulation de fréquence dans la gamme 7125-7 425 MHz, gamme choisie pour éviter les interférences avec les transmissions par satellites. Il est capable de transmettre soit 300 voies téléphoniques soit une voie télévision (image et son).

Ainsi les liaisons transcontinentales par satellites peuvent être acheminées vers le Centre nodal hertzien P et T de Paris-Meudon et, de là, distribuées vers l'Allemagne et les autres pays voisins.

Cette extension nouvelle du réseau hertzien français à grande capacité prélude à de futures liaisons à nombre de voies très élevé. L'Administration des P et T étudie actuellement avec ses constructeurs des matériels de hautes performances, tels que les équipements à 1 800 voies. CSF, qui est associée à ces efforts depuis 1946 développe actuellement ce matériel. Sous la forme partiellement transistorisée, il améliorera, non seulement les performances, mais aussi la « fiabilité », c'est-à-dire l'intervalle de temps entre incidents. Il réduira aussi notablement les besoins en énergie d'alimentation et les périodicités d'entretien.

On peut noter que de nombreux pays font appel aux faisceaux hertziens. Les États-Unis, par exemple, ont déjà équipé de ces matériels 25 % de leurs artères, l'Allemagne Fédérale 30 %, le Japon la moitié.

La CSF compte à son actif des réalisations de ce genre en Grèce, Turquie, Belgique, Suède, Iran, URSS, Roumanie, Brésil, Argentine, Afrique, etc.

INSTALLATION D'UN RÉSEAU DE TRANSMISSIONS PAR MICRO-ONDES AUX PAYS-BAS

La GENERAL TELEPHONE and ELECTRONICS INTERNATIONAL Inc. annonce qu'elle a reçu commande de l'installation d'un réseau de communications par micro-ondes qui desservira les quatre principales villes des Pays-Bas.

Ce réseau pourra acheminer 960 conversations téléphoniques simultanément. Il émettra dans quatre directions à partir de Lopik, reliant Amsterdam, Rotterdam, La Haye et Utrecht.

Deux liaisons radio seront fournies sur chacun des quatre segments du réseau, dont l'une acheminera les conversations téléphoniques, l'autre demeurant en secours.

Le matériel consistera en un ensemble de liaison-radio FV 25 opérant dans les bandes de 7 425 à 7 725 mégacycles. La livraison commencera dans les premiers mois de 1966.

C'est la Società Generale di Telefonia ed Elettronica S.p.A., filiale italienne de la GT & E International qui assurera l'exécution de la commande de l'Administration Nationale Néerlandaise des PTT.

RÉSEAU DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PRIVÉES PERFECTIONNÉ

L'installation de téléphone de la Société Ford, échelonnée sur sept ans, est actuellement presque achevée par la RELIANCE TELEPHONE Co. Ltd., Turnell's Mill Lane, Wel-lingborough, Northamptonshire, à laquelle elle avait été confiée. Elle donnera le réseau de télécommunications privé le plus important et le plus perfectionné d'Europe. Ce réseau pourrait même dépasser en importance celui de la Ford of America et devenir, dans trois ans, le plus vaste du monde.

Le système, entièrement automatique, permet aux membres du personnel des usines et des bureaux de Ford au Royaume-Uni de téléphoner directement de l'un à l'autre sans avoir besoin de passer par un central. On peut même utiliser le réseau privé, en cas de besoin, pour téléphoner par l'intermédiaire du réseau national dans tout le Royaume-Uni et à l'étranger.

Le point focal du nouveau réseau est un central de commutation tandem tenu par un seul employé. Il transmet automatiquement des milliers d'appels chaque jour.

Ford envisage aussi d'utiliser le réseau pour la transmission de données. Les chiffres de production et de vente et bien d'autres renseignements peuvent être envoyés à un poste central, où ils seront à la disposition de la direction générale. On pourra aussi transmettre les données en sens inverse, les informations centralisées étant envoyées à toutes les usines Ford.

ANTENNES DE TÉLÉMESURE SNECMA-ELECMA

La première des six antennes TÉLÉMAQUE II destinées à l'équipement du réseau de télémesure et télécommande de satellites du CNES est installée à Brétigny depuis plusieurs semaines. Ces antennes sont réalisées par ELECMA, division électronique de la SNECMA sous contrat de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil (CSF), maître d'œuvre des stations IRIS.

ELECMA vient, par ailleurs, de se voir notifier par le Service des Equipements de Champs de Tir (SECT), un marché pour le développement et la réalisation de quatre antennes de réception de télémesures d'engins destinées principalement à l'équipement du Centre d'Essais des Landes et du champ de tir de l'île du Levant. Ces antennes fonctionneront dans la bande 216-260 MHz avec un gain de 18 dB et seront dotées d'un système de pointage automatique du type « monopulse de phase ». Elles assureront, en plus de la réception des signaux de télémesure, l'aide à l'acquisition des moyens de trajectographie locaux. La première de ces quatre antennes sera installée sur un bâtiment T.47 de la Marine Nationale, en collaboration avec la direction des Constructions et Armes Navales.

ELECMA réalise déjà, pour l'équipement du centre d'essais des Landes, l'antenne de télémesure à très grand gain « Cyclope II ».

UN CHAMP MAGNÉTIQUE DE 132 000 GAUSS

Un groupe de savants et d'ingénieurs du laboratoire de recherche de la GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA) ont construit un électro-aimant supraconducteur qui leur a permis de créer un champ magnétique record de 132 000 gauss.

La bobine de cet électro-aimant, dont le diamètre n'a que 10 cm sur une longueur de 15 cm, doit pouvoir résister facilement aux tensions mécaniques et de rupture qui se produisent lorsqu'elle se dilate ou se contracte sous l'effet des pressions magnétiques. Le fil en niobium-étain utilisé pour le bobinage est d'une qualité exceptionnelle, sa longueur est d'un peu plus de 1 000 m. En fonctionnement, la bobine, qui comporte quatre sections concentriques, est immergée dans un vase Dewar en acier inoxydable, contenant de l'hélium liquide, qui la rend supraconductrice.

Le champ magnétique de 132 000 gauss obtenu, constitue un record et représente plus du triple du champ qu'on peut obtenir avec les aimants permanents, il a été réalisé au moyen d'une source alimentée par six batteries d'automobile normales. Le courant traversant la bobine était de 212 ampères tandis que la densité du courant dépassait 50 000 ampères au cm².

VIE DES SOCIÉTÉS

XX^e ANNIVERSAIRE DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES INGÉNIEURS ET TECHNICIENS DU VIDE

Créée en 1945, la S.F.I.T.V. a été la première association mondiale de spécialistes de la Technique du Vide, son organe « Le Vide » a été de même le premier journal périodique du monde à traiter exclusivement de cette discipline. Il est tiré actuellement à 4 000 exemplaires et diffusé dans 38 Pays.

Très rapidement, la S.F.I.T.V. sut s'imposer en organisant, soit seule, soit en commun avec d'autres sociétés savantes, maints colloques et congrès, tant français qu'internationaux et en chargeant sa Commission Technique d'étudier les problèmes posés par le langage technique, la documentation, la métrologie, les projets de normalisation, etc.

La S.F.I.T.V. bénéficie d'une audience mondiale et a contribué notamment à la création de l'Union Internationale pour la Science, la Technique et les Applications du Vide.

Pour marquer le 20^e Anniversaire de la Société avec une solennité particulière, une cérémonie a eu lieu le 21 juin dans le cadre de la nouvelle Faculté des Sciences de Paris.

Cette célébration, placée sous la Présidence effective de M. Yvon BOURGES, Secrétaire d'Etat auprès du Premier Ministre, chargé de la Recherche Scientifique et des Questions Atomiques et Spatiales, a concrétisé l'intérêt porté par l'Etat aux diverses techniques du Vide.

M. Maurice PONTE, Membre de l'Institut, Président d'honneur de la S.F.I.T.V., Président Directeur Général de la Compagnie Générale de T.S.F., M. Marcel MATRICON, Ancien Vice-Président de la S.F.I.T.V., Directeur Scientifique à la Compagnie Française Thomson-Houston et à la Société Générale du Vide, M. Jean DEBIESSE, Ancien Président de la S.F.I.T.V., Vice-Président de l'Union Internationale pour la Science, la Technique et les Applications du Vide, Directeur du C.E.N. de Saclay, M. Pierre AIGRAIN, Membre du Comité d'honneur de la S.F.I.T.V., Directeur des Enseignements Supérieurs, Professeur à la Faculté des Sciences, ont apporté leur concours à cette cérémonie.

CINQUANTENAIRE DE LA GENERAL RADIO CORPORATION

Périodiquement un séminaire réunit les ingénieurs de la GENERAL RADIO et les représentants de cette firme dans le monde.

Cette année, le séminaire a revêtu une importance toute particulière, il coïncidait en effet avec la célébration du cinquantième anniversaire de la création de la Compagnie et, pour cette raison, il s'est tenu aux U.S.A. alors que les précédents avaient eu lieu dans divers pays d'Europe. Radiophon, représentant exclusif de General Radio pour la France, y avait délégué quatre de ses ingénieurs.

Un « musée » était organisé dans l'usine de West Concord. Il a permis aux participants de voir l'impressionnante collection d'appareils électriques et électroniques fabriqués par General Radio depuis sa création. Parmi ceux-ci : l'ondemètre (1916), le premier pont de capacité (1920), le premier standard de fréquence à quartz, le premier oscillateur RC (1938), le premier stroboscope électronique commercialisé, l'autotransformateur Variac à rapport continuement ajustable.

Les ingénieurs de la General Radio sortent en 1965, le premier pont automatique de capacité à affichage numérique permettant aux fabricants de composants de mesurer leurs produits au rythme minimal de deux échantillons par seconde. Bientôt le même châssis électronique, associé à d'autres ponts, permettra de mesurer des selfs et des résistances ou de comparer des impédances.

Des synthétiseurs de fréquences sont fabriqués en série. Ils délivrent toutes les fréquences jusqu'à 12 MHz, avec la précision d'un quartz, chaque fréquence étant choisie par simple affichage numérique.

Un nouveau stroboscope, pouvant fonctionner sur batterie, fournit jusqu'à 150 000 éclairs de grande intensité lumineuse, par minute.

Dans le domaine des lignes coaxiales de précision, la gamme GR 900 s'enrichit continuellement.

Un nouveau sonomètre, un nouveau microphone, de nouveaux capteurs de vibration ont vu le jour.

Un générateur d'impulsions modulaire permet d'obtenir les formes de signaux les plus variées.

Toute une gamme de nouveaux générateurs sort de l'usine.

Un enregistreur à échantillonnage est spécialement recommandé pour l'inscription des signaux transitoires sur papier.

Pendant les huit jours qu'a duré le séminaire, des causeries et des travaux pratiques ont permis aux représentants de General Radio à l'étranger de se familiariser avec ces nouveaux appareils.

L'INSTITUT DE RECHERCHES DE TELEFUNKEN A DIX ANS

L'Institut de Recherches de TELEFUNKEN, à Ulm, a maintenant dix ans. Avec plus de 200 chercheurs et techniciens, il contribue au développement de tous les secteurs allant de la technique de l'information jusqu'à la construction de nouveaux appareils. L'actuel programme de recherches comprend des travaux, entre autres, sur la reconnaissance des caractères et du langage, sur l'enregistrement et le traitement de l'information, de même que sur les procédés de diffusion dans les semiconducteurs et les dispositifs de mémoire à couches minces.

EUROPELEC

Créée en 1957, la Société EUROPELEC a ses bureaux, laboratoires, magasins et ateliers dans des bâtiments modernes, sur un terrain de 10 000 m² lui appartenant, aux Clayes-sous-Bois, près de Versailles.

Son personnel technico-commercial et administratif, atteignait, à la fin de 1964, 50 personnes.

EUROPELEC est distributeur exclusif en Europe de composants électroniques de grande fiabilité, fabriqués en France sous licence, ou importés (notamment des Etats-Unis).

EUROPELEC dispose à New York d'un bureau technique et commercial assurant la liaison avec les Sociétés américaines commettantes et les livraisons directes à ses différents agents européens.

Elle possède, en effet, un réseau de représentation et de diffusion de ses matériels en Europe, approvisionné directement par le bureau de New York.

EUROPELEC a créé en Grande-Bretagne une filiale, la Société LECTROPON Ltd (Slough). Elle est également représentée en Allemagne Fédérale par la Société SOURIAU ELECTRIC GmbH (Düsseldorf), en Italie par la Société SOURIAU ITALIANA Spa (Milan), en Belgique et Luxembourg par la Société SEBS (Bruxelles), aux Pays-Bas par la Société SEBS NEDERLAND (Rotterdam). Ces Sociétés associées disposent d'une organisation très complète.

EUROPELEC possède enfin des agents en Suisse, Suède, Norvège, Danemark, Espagne, Portugal et Autriche, ainsi qu'en Israël.

Licences exclusives :

— IERC, Burbank (California) : Blindages radiateurs pour tubes électroniques ; Dissipateurs de chaleur pour transistors.

— ARROW HART, Hartford 6 (Connecticut) : Interrupteurs subminiatures : à levier, à bouton poussoir.

— GARLOCK (S.A.), Palmyra (N.Y.) : Composants électroniques au téflon ; traversées, colonnettes, supports pour transistors, etc.

Représentations exclusives :

— SPRAGUE ELECTRIC Company, North Adams (Mass.) : Condensateurs tantale, électrolytique, au papier, diélectrique plastique, céramique. Résistances à couches et bobinées. Transistors de commutation. Appareils de mesure, etc.

— SPRAGUE-ELECTROMAG, Renaix (Belgique) : Tores métalliques à hystérésis rectangulaire. Transformateurs d'impulsions. Inductances fixes et variables. Registres magnétiques à glissement. Compteurs et diviseurs magnétiques. Circuits films, etc.

— SPRAGUE CREAS, Milan (Italie) : Condensateurs tantale et aluminium.

— C.P. CLARE INTERNATIONAL, Tongres (Belgique) : Relais à contacts mouillés au mercure. Relais coaxiaux. Relais Clareed à contacts secs sous ampoule scellée.

— CLARE ELLIOTT, Londres (Angleterre) : Relais subminiatures étanches, types F et LF. Relais pas-à-pas. Relais classiques à contacts secs.

— SAGE ELECTRONICS Company, Rochester 10 New York : Résistances bobinées de précision.

— TIME AND FREQUENCY, Batavia (Illinois) : Diapasons étalons de fréquence.

— DIODES Incorporated, Chatsworth (California) : Sleeve diodes, diodes Zener. Diodes très haute tension. Ponts de redressement. Stabistors, etc.

— I.E.R.C., Division Elin, Burbank (Californie) : Alimentations stabilisées. Oscillateurs à affichage numérique. Amplificateurs de puissance. Générateurs BF.

— I.E.R.C., Télémétrie, Burbank (Californie) : Equipements de télémétrie : émetteurs FM. Oscillateurs à tension contrôlée.

— GLOBE, Dayton (Ohio) : Moteurs subminiatures. Ventilateurs. Génératrices. Dispositifs spéciaux.

— JAMES, Chicago (Illinois) : Choppers.

— JENNINGS, San José (Californie) : Condensateurs fixes et variables. Relais haute tension.

— MARKITE, New York : Potentiomètres de précision à piste plastique. Potentiomètres spéciaux.

— O.A.K., Crystal Lake (Illinois) : Commutateurs rotatifs, indicateurs lumineux. Choppers.

— PARMEKO, Leicester (G.-B.) : Transformateurs spéciaux et subminiatures. Selfs de choc. Inductances saturables.

— SIGHTMASTER, Providence 9, R.I. : Fusibles.

— SUPERIOR ELECTRIC, La Haye : Transformateurs variables et régulateurs de tension. Moteurs pas-à-pas.

— SWITCHCRAFT, Chicago (Illinois) : Boutons poussoirs. Inverseurs lumineux.

— N.S.L., Montréal : Cellules photoélectriques.

Les services techniques et les laboratoires d'EUROPÉLEC travaillent en collaboration avec les services équivalents de ses clients. Ils contrôlent les fabrications sous licence, la qualité des matériels reçus et assurent l'étude des problèmes particuliers posés par la clientèle européenne.

ESPACE : CRÉATION D'UNE NOUVELLE SOCIÉTÉ FRANCO-ALLEMANDE

La « Société HERAEUS-SOGEV pour la simulation spatiale », Société en nom collectif, vient d'être créée avec siège social à Paris, 186, rue du Faubourg-Saint-Honoré. Son but est de répondre aux besoins en équipements d'essais des organismes internationaux concernés par la Recherche Spatiale, notamment le Centre Européen de Recherche Spatiale (CERS/ESRO).

Les sociétés fondatrices, la Société Générale du Vide, filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON et la Société allemande HERAEUS GmbH, dont le siège est à Hanau, près de Francfort, ont toutes deux acquis dans la technique du vide une réputation bien établie.

Ces deux sociétés ont déjà obtenu, en consortium avec la Société anglaise A.E.I., deux contrats de l'ESRO, dont l'un notamment concerne l'étude et la réalisation du plus grand simulateur spatial actuellement commandé par cet organisme.

ACCORD-FUSION A.C.R.M. ET C.d.C.

Nous sommes informés de la fusion à dater du 1^{er} juillet 1966 des Ateliers de Constructions de Relais de Montrouge avec la Compagnie des Compteurs.

ACRM qui a 40 ans d'existence devient donc un département de la C.d.C., leurs fabrications seront suivies, ils seront assurés de l'important appui tant technique que commercial du groupe dans lequel ils sont entrés.

AEG ET GECO FONDENT UNE SOCIÉTÉ ATOMIQUE COMMUNE

L'AEG et la GECO ont annoncé la création d'une société commune qui aura pour tâche de fabriquer à l'intérieur des pays de l'EURATOM des pièces et des éléments combustibles pour réacteurs de puissance. Ainsi se poursuit entre l'AEG et la GECO une collaboration qui avait commencé avec la construction des deux centrales nucléaires allemandes de Kahl qui est en service depuis 1961 et de Gundremmingen qui sera mise en exploitation à la fin de 1966.

La nouvelle société, dont la raison sociale sera « KRT-Kernreaktorteile GmbH », va fabriquer des pièces pour réacteurs AEG et pour quelques réacteurs de la GECO à l'étranger. Le centre de production de la société commune est situé près de Grosswetzheim, à 25 km environ à l'est de Francfort-sur-Main, dans le voisinage de l'installation d'essai d'énergie nucléaire de l'AEG. La production commencera à la fin de 1966.

ÉCHANGE DE LICENCES S.F.I.M. ET DYNISCO

MESURE ET CONTRÔLE ÉLECTRONIQUES et la S.F.I.M. annoncent que la gamme des capteurs de pression fabriqués par cette dernière va être complétée par des capteurs à jauges de contrainte à la suite d'un accord de licence intervenu entre la SFIM et Dynisco.

Ces capteurs sont utilisés aussi bien dans les domaines aérospatiaux (mise au point de moteurs, fusées au banc et en vol) qu'industriels (pétrochimie, automobile). Ils se signalent par leurs performances élevées, une grande fiabilité et la possibilité qu'ils ont à pouvoir être montés dans des milieux corrosifs.

Ils couvrent, en plusieurs modèles, un vaste domaine de mesure : de 0 à 3 500 bars pour les pressions relatives et absolues et de 0 à 700 bars pour les pressions différentielles.

Parmi ces modèles, le PT 119 H couvre l'échelle de 0 - 35 à 0 - 700 bars et permet des mesures extrêmement précises : erreur de linéarité plus hystérésis 0,15 %, fidélité 0,05 % ; le PT 85, plus spécialement utilisé pour les faibles pressions : 0 - 70 à 0 - 1 400 mb ; le PT 49 C qui permet des mesures de pressions à des températures de 2 000 °C sur le diaphragme.

MISE EN SERVICE D'UNE NOUVELLE USINE IBM A MONTPELLIER

La nouvelle usine d'IBM France, construite à Montpellier dans le quartier de la Pompignanne, est entrée en service le 28 juin 1965. Le montage des premiers ordinateurs 360 a aussitôt commencé à l'aide de pièces détachées et de sous-ensembles fabriqués à l'usine de Corbeil-Essonne. L'usine couvre actuellement 10 000 mètres carrés et a démarré avec 125 personnes, effectif qui sera progressivement amené à 500 personnes avant la fin de l'année.

A l'occasion de la mise en service de ce premier bâtiment, M. R. Pailloux, Directeur Général Adjoint, a annoncé qu'une deuxième tranche de travaux sera commencée dès le 1^{er} septembre afin de doubler la superficie actuelle ; les effectifs atteindront alors 1 000 personnes. Le carnet de commande d'IBM France, dont la majeure partie est destinée à l'exportation, exigera dès 1966 une cadence annuelle de production de plusieurs centaines d'ordinateurs de grande capacité.

BIBLIOGRAPHIE

Dynamique statistique des circuits de régulation, par J. BENÈS, *Ingénieur-électricien, Docteur ès Sciences techniques*.

La dynamique statistique est une branche relativement nouvelle de la théorie de la régulation automatique, et ses applications s'étendent rapidement. Ses grandes possibilités sont dues au fait qu'elle permet d'exploiter directement les informations obtenues expérimentalement sur les circuits de régulation lors de leur fonctionnement réel.

La dynamique statistique des circuits de régulation, dont traite ce livre, étudie les processus aléatoires résultant des actions perturbatrices et permet de concevoir des systèmes automatiques sur lesquels les grandeurs aléatoires extérieures ont une influence aussi faible que possible ; ils sont donc doués d'une grande précision dynamique.

L'ouvrage contient un exposé des concepts de base de la théorie des processus aléatoires et traite des méthodes de la dynamique statistique en vue de la régulation automatique, en insistant particulièrement sur les fonctions de corrélation et sur les densités spectrales de puissance. On y trouve également la description des appareils nécessaires, ainsi que des calculatrices, et des exercices d'application.

La dynamique statistique des circuits de régulation ouvre de grandes possibilités pour la conception de dispositifs qui s'adaptent automatiquement à des conditions variables et recherchent automatiquement un régime optimal. Le fonctionnement d'appareils de ce genre est comparable à certaines fonctions des organismes vivants. Les données contenues ici peuvent donc être utiles pour les cybernéticiens, qui ont précisément à envisager leurs problèmes d'un point de vue probabiliste.

Intermédiaire entre les ouvrages très théoriques et les ouvrages pratiques, ce livre est destiné aux ingénieurs, aux chercheurs, aux élèves des grandes Ecoles, et à tous ceux qui s'occupent de la théorie générale de la commande et des communications.

Dunod, éditeur, 1965. Un vol. relié toile sous jaquette, 372 pages 16 × 25. Prix : 76 F.

Optimisation statistique des systèmes dynamiques, par P. LEFÈVRE, *Docteur ès Sciences*, préface de P. NASLIN, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en chef de l'Armement*.

Le but des méthodes d'optimisation statistique est de minimiser l'erreur quadratique moyenne tout en maintenant, aussi faible qu'on le désire, la probabilité de saturation du système. Elles procurent l'expression formelle du compensateur analogique ou arithmétique optimal et permettent de chiffrer les performances statistiques auxquelles il conduit.

Ces méthodes constituent donc un instrument puissant pour accomplir la synthèse des asservissements, surtout lorsque ceux-ci opèrent en présence de bruit. Aussi trouvent-elles des applications chaque jour plus nombreuses dans les divers domaines intéressés par la commande automatique ; notamment dans la conception des systèmes de guidage pour missiles et des pilotes automatiques d'avion, dans l'élaboration des calculateurs arithmétiques en temps réels destinés à la conduite des systèmes dynamiques, où elles fournissent alors toute l'information requise au meilleur choix de la période de prélèvement.

L'ouvrage présenté traite des différentes méthodes d'optimisation statistique applicables aux systèmes analogiques, aux systèmes échantillonnés à périodes simples ou multiples et présente une synthèse des travaux personnels de l'auteur, effectués dans ce domaine au cours des cinq dernières années.

L'exposé est consacré successivement au rappel des principaux concepts statistiques utilisés ; à l'examen du fondement mathématique de chaque méthode ; à l'analyse de la sensibilité de l'optimisation statistique ; à la présentation de tables de transformés en s , en z et en w ; à la généralisation des tables d'intégrales quadratiques en s et en z ;

à l'étude détaillée et à l'interprétation physique de nombreux exemples d'application. Pour chaque exemple, le développement des calculs nécessaires à la détermination du compensateur optimal est indiqué et les performances statistiques réalisées avec celui-ci sont chiffrées.

Enfin, un dernier chapitre montre la possibilité d'appliquer les opérations mathématiques précédentes à l'optimisation déterministe des systèmes dynamiques.

Ce livre contient ainsi l'ensemble des éléments permettant au lecteur d'optimiser lui-même un système dynamique donné, en bénéficiant des méthodes les plus récentes et de plusieurs procédés de calculs originaux. A ce titre, il s'adresse aux étudiants, ingénieurs, chercheurs et professeurs qui déploient leurs activités scientifiques dans l'une des multiples branches intéressées par la commande automatique.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 228 pages 16 × 25, avec 90 figures. Prix : 48 F.

Circuits logiques et automatismes à séquences, par P. NASLIN, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en Chef de l'Armement*.

Les circuits logiques et les automatismes à séquences jouent un rôle de premier plan dans les applications de l'automatique à la production industrielle et au traitement de l'information. Etant négligés dans de nombreux enseignements d'automatique industrielle, les méthodes permettant leur analyse et leur synthèse sont souvent mal connues des ingénieurs.

La deuxième édition de l'ouvrage de M. P. Naslin, se caractérise par un choix des matières effectué en fonction du degré de maturité des diverses théories du point de vue des applications pratiques, afin de fournir aux ingénieurs aux prises avec les problèmes de logique combinatoire ou séquentielle, des méthodes pratiques suffisamment générales pour s'adapter à une grande variété de cas particuliers. Les développements théoriques n'y ont été inclus que dans la mesure où ils donnent naissance à des algorithmes directement applicables aux problèmes techniques. Les exemples traités, tout en restant relativement simples, ont parfois été choisis suffisamment compliqués pour montrer que l'emploi des méthodes proposées n'est pas limité à des problèmes élémentaires.

Ce livre est à pratiquer par ceux — professeurs, ingénieurs et étudiants — qui s'intéressent aux applications techniques de la logique. Ils y trouveront, à côté de méthodes d'usage pratique, les bases théoriques nécessaires pour aborder les plus récentes publications de ce domaine. Certaines questions, telles que la recherche des états équivalents et le codage des états secondaires des circuits séquentiels synchrones et asynchrones, y sont exposés pour la première fois en langue française.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 494 pages 16 × 25, avec 540 figures, 2^e édition. Prix : 96 F.

Algèbre de Boole, par J. KUNTZMANN, *Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble*.

L'apparition de nouvelles technologies dans le domaine de la construction des machines à calculer et des systèmes séquentiels, l'automatisation des procédés de conception et de construction de ces matériels nécessitent un approfondissement des connaissances mathématiques dans le domaine de l'algèbre de Boole.

Orienté vers le problème de la synthèse des fonctions booléennes au moyen d'opérateurs logiques donnés, cet ouvrage réalise, dans ce domaine, à la fois une mise en ordre des concepts (en particulier en les rattachant aux notions courantes des mathématiques) et une mise en ordre de méthodes connues, mais dont l'exposé doit être recherché dans des revues spécialisées. Un certain nombre d'idées nouvelles, par exemple les formes lexicographiques, de nouveaux traitements des sommes de produits, des méthodes

générales de synthèse par des opérateurs donnés sont également à signaler.

Exigeant des connaissances mathématiques du niveau ingénieur, mais surtout une tournure d'esprit mathématique, cet exposé intéressera les ingénieurs de conception et de recherche dans les domaines utilisant l'algèbre de Boole ; les ingénieurs praticiens désireux de se cultiver dans ces matières ; les chercheurs universitaires et autres de ces domaines ; les mathématiciens appliqués et logiciens ; les professeurs des écoles d'ingénieurs où ces matières sont enseignées.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 342 pages 16 × 25, avec 448 figures. Prix : 58 F.

Troisième Congrès de Calcul et de Traitement de l'Information, A.F.C.A.L.T.I., Toulouse 14-17 mai 1963.

Le troisième Congrès de l'A.F.I.R.O., qui s'est tenu à Toulouse en 1963, a apporté une contribution très sensible aux aspects théoriques et pratiques des sciences liées aux développements les plus récents des calculateurs électroniques ; mathématiques du calcul, organisation logique des ordinateurs et pratique du traitement de l'information. C'est pourquoi l'Association Française d'Informatique et de Recherche Opérationnelle a publié les actes de ses derniers congrès de façon à prolonger, au-delà de ses seuls membres, son action de promotion dans les sciences et les techniques que l'on groupe depuis peu sous le nom d'informatique.

Les aspects proprement scientifiques font appel à l'analyse numérique et à la programmation. L'analyse numérique est le domaine des mathématiques de la résolution effective ; la complexité des problèmes abordés montre l'intérêt des méthodes : grands systèmes linéaires, équations aux dérivées partielles, lissage de fonctions, calculs d'éléments propres, approximations.

La programmation n'est plus seulement le moyen de communiquer directement avec l'unité centrale d'une machine. Elle est devenue la science des langages et, s'étendant de l'algèbre à la théorie de la décision, la programmation permet de définir les modes d'expression aussi bien que la construction des compilateurs, ces instruments artificiels permettant l'écriture des ordres par des phrases simples et précises ou des formules scientifiques. Des exposés sont consacrés à la définition de certains langages aussi bien qu'à la constitution des programmes permettant l'utilisation commune des machines. Les applications à la traduction et la documentation sont déjà approfondies. Enfin des considérations sur la logique permettent de situer l'évolution des idées concernant l'informatique théorique qui s'avance parallèlement à l'évolution technologique.

Ce livre devrait intéresser les analystes, programmeurs, utilisateurs des calculateurs électroniques, les ingénieurs, ingénieurs-conseils, chercheurs ayant à traiter des problèmes de l'informatique.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 418 pages 16 × 25, avec 52 figures. Prix 48 F.

La programmation dynamique et ses applications, par R.E. BELLMAN et S.E. DREYFUS, traduit de l'anglais par M. BARBIER, Ingénieur civil des Ponts et Chaussées, et R. PLANCHE, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Masters of Science in O.R., Case Institute of Technology.

Parmi les nouvelles méthodes d'optimisation développées récemment, une des plus importantes est la « programmation dynamique » basée sur le principe d'optimalité de R. Bellman, qui, de même que Dreyfus, a systématiquement prospecté depuis 1955 les applications possibles de cette méthode.

Cet ouvrage, dû précisément à ces deux promoteurs présente les bases de la programmation dynamique, les raisonnements qui suggèrent son utilisation dans de nombreux cas, et les méthodes de calcul sur ordinateur qui en font un outil très puissant. De nombreux problèmes concrets sont d'abord décrits en langage courant, puis formulés en termes mathématiques précis. Le principe d'optimalité est alors employé pour en déduire les équations fonctionnelles permettant d'obtenir par récurrence une solution numérique au moyen d'un calculateur. De nombreux résultats numériques sont fournis ainsi que les organigrammes et les

temps de calcul sur machine nécessaires. Un certain nombre de solutions analytiques exactes de problèmes simples sont aussi exposées, constituant des premières solutions approchées à de nombreux problèmes réels plus compliqués.

Les mathématiciens retrouveront ici les principaux résultats du calcul des variations, déduits du principe d'optimalité. Ils trouveront traités des problèmes d'analyse numérique, et de détermination de techniques optimales de recherche. Les économètres seront intéressés par la résolution de problèmes d'affectation, de transport, de régulation, de remplacement des équipements, d'ordonnement, d'interaction dans les complexes industriels.

Le domaine de plus en plus important de la commande est largement développé, et des modèles déterministes, stochastiques, et adaptatifs en sont donnés. Des problèmes de trajectoires optimales d'avions et de satellites sont exposés.

Ainsi, tous les spécialistes des sciences appliquées où se posent de nombreux problèmes d'optimisation, aussi bien que les chercheurs généralistes, trouveront dans cet ouvrage d'intéressants résultats. En outre, les élèves-ingénieurs pourront s'initier aux mathématiques appliquées modernes.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile sous jaquette, 408 pages 16 × 25, avec 97 figures. Prix : 68 F.

Quatrième Congrès de Calcul et de Traitement de l'Information AFIRO, Versailles, 21-24 avril 1964.

Le IV^e Congrès de l'Association Française de Calcul et de Traitement de l'Information qui s'est tenu à Versailles, du 21 au 24 avril 1964, avait pour objet l'étude des derniers progrès apportés au développement et à l'utilisation des ordinateurs.

Les comptes rendus viennent d'en être publiés. Trois parties, d'inégale importance, rappellent le déroulement des exposés oraux qui ont permis une mise en ordre des problèmes relevant essentiellement de l'utilisation des ordinateurs dans le domaine de la gestion et de la fabrication des compilateurs, permettant l'emploi généralisé des langages symboliques.

Des idées-forces ont été dégagées en ce qui concerne l'informatique, son enseignement et ses applications.

Des chapitres d'analyse numérique, encore peu débattus jusqu'à ce jour, comme les équations intégrales et les équations aux dérivées partielles, sont assez largement développés, d'une manière très didactique.

L'étude des langages de programmation, de leur compréhension par les machines, et des moyens de documentation qu'ils offrent aux chercheurs de diverses disciplines (administrateurs, ingénieurs, linguistes ou mathématiciens), met en évidence les progrès extraordinaires réalisés dans les sciences de l'informatique et de la programmation.

Le traitement de l'information non numérique fait l'objet de plusieurs exposés ainsi que des applications techniques des calculateurs numériques et analogiques.

Présentant ainsi, sous forme pragmatique, un ensemble de résultats nouveaux concernant les principaux aspects de l'informatique, science du calcul et du traitement de l'information ainsi que la technique des calculateurs électroniques, ce volume s'adresse aussi bien au spécialiste de la gestion qu'au mathématicien, au logicien qu'au technicien, au chef de centre de calcul qu'à l'étudiant.

Dunod, éditeur, 1965, un volume relié toile sous jaquette, 424 pages 16 × 25 Prix 60 F.

Électricité, par M. ROUAULT, Professeur à la Faculté des Sciences (Centre d'Orsay) et P. MERGAULT, Maître de recherche au CNRS. Fascicule II. Propagation. Électricité corpusculaire. Milieux matériels. Radioélectricité.

Le Fascicule I traitait les sujets suivants : Electrostatique — Magnétostatique — Electromagnétisme — Phénomènes quasi stationnaires, et dont les auteurs sont les mêmes n'a pas fait l'objet d'une notice bibliographique dans l'*Onde Électrique*. Ceux de nos lecteurs que l'ouvrage intéresseraient, le trouveraient chez MASSON au prix de 30 F.

Le deuxième fascicule expose les phénomènes de propagation ; puis, après une étude des électrons et des ions, il aborde les propriétés électriques et magnétiques des milieux

matériels, répondant ainsi à l'expression du programme « éléments de théorie des solides ».

Il existe peu d'ouvrages traitant de ces questions au niveau de la licence, et la tâche de l'auteur se trouvait compliquée du fait du cloisonnement « vertical » de l'enseignement de la physique, concrétisé par l'existence des trois certificats de physique de la licence d'enseignement. L'auteur s'est tenu à exposer les quelques notions de mécanique quantique indispensables à la compréhension des phénomènes étudiés.

A la différence de la plupart des ouvrages d'électromagnétisme, on a reporté l'étude des propriétés macroscopiques électriques et magnétiques des milieux matériels après l'étude complète des propriétés du champ dans le vide, y compris la propagation, pour bien mettre en évidence la conservation des lois fondamentales, la différence apparente des lois macroscopiques venant de ce qu'un milieu matériel est essentiellement formé de particules chargées électriquement, groupées ou non en atomes et molécules, et que ces particules modifient le champ des sources extérieures au milieu ; on a pu grouper ainsi l'étude macroscopique des propriétés des milieux matériels et leur explication « microscopique », c'est-à-dire à partir de la structure de ces milieux.

Afin d'en mieux jauger la difficulté, la plus grande partie des exercices qui terminent chacun des chapitres ont déjà été proposés aux étudiants.

L'ouvrage se termine par un tableau de valeurs de quelques constantes physiques fondamentales, un tableau de correspondance des unités M K S A avec les unités des deux systèmes C G S (électrostatique et électromagnétique), quelques indications bibliographiques et un index alphabétique.

Masson et Cie, éditeurs, 1965. Un volume broché de 16,5 × 24,5, 336 pages et 245 figures. Prix 36 F.

Applications des ondes hyperfréquences et infrarouges à l'étude des plasmas, par R. PAPOULAR, *Docteur ès Sciences, Ingénieur ESE, Commissariat à l'Énergie Atomique*, et J. BALAZARD, *Ancien élève de l'École Polytechnique, Direction des Recherches et Moyens d'Essais*.

Un grand nombre d'ouvrages ont été consacrés aux plasmas et à leurs comportements ; mais les caractéristiques de ces fluides y sont supposées connues et figurent dans les théories sous forme de paramètres indéterminés. L'ouvrage de MM. PAPOULAR et BALAZARD recense certaines méthodes pratiques de mesure de ces paramètres.

Les auteurs y exposent les méthodes de mesure des paramètres pratiques des plasmas au moyen des ondes courtes ou très courtes. Elles utilisent l'interaction de ces ondes avec les plasmas en espace libre ou en régime guidé, ou encore l'émission de ces plasmas (spectroscopie). On s'est efforcé de détailler aussi bien le principe des méthodes que leur mise en œuvre pratique qui s'applique à un grand nombre de cas : fusion contrôlée, conversion d'énergie par magnétohydrodynamique, communications avec un satellite lors de la rentrée, tubes à plasmas, etc.

La lecture de l'ouvrage nécessite une initiation préalable aux gaz ionisés, et des connaissances générales du niveau de la licence. Il est donc à consulter par les professeurs, chercheurs, ingénieurs et étudiants de 3^e cycle.

Par ailleurs, les chercheurs travaillant sur des gaz ionisés (fusion contrôlée par exemple) mais aussi les ingénieurs qui ont affaire avec ces milieux (conversion d'énergie par magnétohydrodynamique, aérophysique des vitesses satellitiques, etc.) en général liés à de hautes températures, le liront avec intérêt.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume broché de 160 pages 16 × 25, avec 55 figures. Prix 19 F.

Principes des calculatrices numériques automatiques, par P. NASLIN, *Ancien élève de l'École Polytechnique et de l'E.S.E., Ingénieur militaire en chef de l'Armement*.

Ces principes fondamentaux des calculatrices numériques automatiques font l'objet de la première partie de cette « Monographie Dunod » où est développée progressivement l'organisation logique d'une calculatrice hypothétique faisant usage d'opérateurs logiques simples. Après l'étude des

fonctions de calcul et de mémoire à la lumière de l'algèbre logique, on montre comment s'introduisent très simplement les notions de code et de programme. Les organes de commande qui gouvernent l'enchaînement des opérations élémentaires de recherche de rangements, de calcul et de discrimination, sont ensuite décrits. A ce propos, on développe les principes de la microprogrammation. Cette première partie se termine par l'établissement de quelques programmes simples et par quelques commentaires sur les programmes d'instructions initiales, les opérations symbolisées et les organes d'entrée et de sortie.

La seconde partie est consacrée à l'étude des technologies modernes fondée sur l'emploi des transistors, des diodes au germanium, des cryotrons, des couches minces, des diodes-tunnels et des tores magnétiques ainsi que des lignes à retard, des tubes cathodiques, des rubans et tambours magnétiques. Enfin sont évoqués brièvement certains problèmes relatifs à l'entretien préventif, aux contrôles internes et aux machines décimales.

Les principes de fonctionnement des calculatrices numériques automatiques exposés dans ce livre doivent être connus d'un large public qui comprend aussi bien des étudiants, des ingénieurs, des techniciens, des savants, que des hommes d'affaires et des sociologues.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile souple, 246 pages 11 × 16, avec 160 figures, 3^e édition. Prix : 19 F.

Éléments de statistique quantique appliquée à la thermodynamique isotherme, par L. GODEFROY, *Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon*.

La matière de cette « Monographie DUNOD » réunit les bases de la thermodynamique statistique isotherme. Procédant d'un cours de mécanique statistique professé dans le cadre du certificat de 3^e Cycle de physique des solides à la Faculté des Sciences de Paris-Orsay, l'exposé est axé sur les applications directement orientées vers la physique des solides et constitue plus une introduction aux principes de base qu'une étude des questions très spécialisées.

Le plan comporte deux parties fondamentales :

— l'exposé des principes valables quelles que soient les applications ;

— les applications à la physique des solides, et notamment aux populations dans les semiconducteurs et au calcul de la conductibilité électrique. Ce type d'application impliquait l'emploi des statistiques quantiques, qui sont abordées en suivant l'exposé de Schrödinger, au détriment de la méthode classique dont les résultats s'obtiennent, d'ailleurs facilement, par un passage à la limite

On insiste principalement sur la notion de thermostat et de contact thermique et sur l'application aux semiconducteurs et à la conductibilité électrique. A noter la présentation du calcul de la conductibilité électrique par la méthode du « gain moyen d'énergie ».

Cet ouvrage, écrit à l'intention des étudiants de 3^e cycle, peut convenir aussi aux ingénieurs de recherches qui ont besoin de connaître l'origine des formules qu'ils utilisent en théorie des solides.

Les connaissances d'une licence moyenne sont souhaitables pour en aborder la lecture.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile souple, 202 pages 11 × 16, avec 27 figures. Prix : 19 F.

Guide de la Protection des Matériaux, 2^e édition, par M. DUFILS, *licencié ès Sciences, Chef de fabrication à la Sté L.M.T., et M. TOURNIER, Ingénieur-Conseil. Préface de l'Ingénieur-Général SALMON*.

Ce document, œuvre de spécialistes-praticiens qui ont, tant en laboratoires qu'en ateliers, expérimenté les formules qu'ils livrent en tenant compte des plus récents progrès des diverses techniques, décrit en détail, sous une forme immédiatement applicable les méthodes de préparations de surfaces qu'il convient d'effectuer en fonction des revêtements ou traitements ultérieurs, il donne les gammes de traitements et les spécifications de composition, de conduite, d'entretien et d'analyses des bains chimiques et électrolytiques ainsi que les spécifications de vernissage et de traitements thermiques, trop souvent considérés comme autant de secrets de fabrication.

Des tableaux indiquent, pour des matériaux-types, les protections recommandées sous les divers climats ; des tableaux comparatifs donnent les prix de revient de chaque finition, il décrit les matériels et installations nécessaires à la mise en œuvre des divers procédés ; pour chaque traitement ; l'ouvrage fournit des méthodes de contrôle qu'il convient d'appliquer afin de vérifier si les produits finis possèdent bien les caractéristiques recherchées ; il décrit l'étude faite sur les produits spéciaux ; il met l'accent sur la sécurité du personnel utilisant des produits particulièrement nocifs et donne les directives qu'il y a lieu de suivre, en cas d'accident, avant l'arrivée du médecin.

Enfin, un chapitre signale les procédés, produits ou matériels industrialisés durant ces derniers mois pour les traitements de surfaces, un autre groupe les principaux brevets ou articles techniques récemment parus sur la question.

Ce document important mais pratique rencontrera la faveur de tous ceux qui s'intéressent de près ou de loin à cet immense problème qu'est la *protection des matériaux contre la corrosion*.

Synthèse, éditeur, 51, rue Vivienne, 1965. Un volume relié de 850 pages 15,5 × 24, nombreuses photos, graphiques et tableaux. Prix : 130 F.

7^e Congrès International de Physique des Semiconducteurs. Paris-Royaumont 1964. Tome 3. Effets des rayonnements sur les Semiconducteurs.

A l'occasion du 7^e Congrès international de Physique des Semiconducteurs, qui s'est réuni récemment à Paris, se sont tenus trois colloques spécialisés, réservés à des spécialistes, dans le but de faire le point des recherches et de provoquer des discussions sur des questions encore mal connues.

Pendant trois jours, cent dix personnes ont ainsi assisté au Colloque sur les Effets des rayonnements, au Centre culturel de Royaumont (16-18 juillet 1964).

L'ouvrage présenté réunit les exposés, discussions et communications, regroupés sous les titres suivants :

Structure primaire des défauts, Interaction défauts-impuretés, Mobilité et guérison, Théorie des défauts simples, Composés semiconducteurs, Seuils et sections efficaces.

Les sujets traités ont une grande importance théorique et pratique, l'action des rayonnements permettant de créer des défauts, et par là d'étudier les structures solides. La réunion de juillet 1964 a permis de mesurer l'évolution de la question depuis la réunion de 1959 consacrée à l'effet des rayonnements sur les semiconducteurs.

D'autre part, le développement des techniques nucléaires et spatiales, rend nécessaire la connaissance du comportement des semiconducteurs et des dispositifs électroniques (diodes, transistors, etc.), sous irradiation. L'ouvrage, sans traiter spécifiquement de l'irradiation des composants électroniques, fournira des données de base aux ingénieurs et techniciens. Le physicien y trouvera une documentation très actuelle, complétant les nombreux travaux publiés, dans le monde entier, sur ce sujet.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile, 440 pages, 16 × 25, avec 175 figures. Prix : 72 F.

7^e Congrès International de Physique des Semiconducteurs. Paris-Royaumont 1964. Tome 4. Recombinaison radiative dans les Semiconducteurs.

Un colloque sur la Recombinaison radiative dans les semiconducteurs s'est tenu à Paris en juillet 1964, à la suite du 7^e Congrès international sur la Physique des Semiconducteurs. Le rapide essor dans le domaine de la recombinaison radiative, qui a suivi la découverte des « lasers » à semiconducteurs, justifiait cette réunion d'environ deux cent cinquante spécialistes parmi les plus éminents.

Les comptes rendus de ce colloque permettent de faire le point sur les processus physiques qui sont à la base des lasers à semiconducteurs. Les sujets traités couvrent l'étude de la recombinaison radiative intrinsèque, l'effet des impuretés et des excitations, l'étude des lasers à jonction, l'étude de nouveaux procédés d'excitation, notamment par faisceau électronique, et l'étude des matériaux nouveaux permettant

d'étendre vers le spectre visible le domaine des lasers à semiconducteurs.

Cet ouvrage, qui donne aussi un compte rendu des discussions, constitue un instrument de travail parfaitement à jour pour les physiciens et les ingénieurs de recherches.

Dunod, éditeur, 1965. Un volume relié toile, 310 pages 16 × 25, avec 150 figures. Prix : 54 F.

Les Radars de veille modernes, par L. THOUREL, Ingénieur A.M. et E.S.E., Ingénieur en Chef à la C.S.F., Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Aéronautique. Préface de G. NADAY.

L'élargissement incessant du domaine des moyens de transport et des opérations militaires (espaces couverts et augmentation des vitesses) pose en permanence des problèmes nouveaux de sécurité, qui ne peuvent être résolus que par une surveillance constante des véhicules en mouvement.

C'est la raison du perfectionnement actuel de la détection et de l'exploitation des renseignements, issus de l'émetteur-récepteur radar, « capteur » d'une extrême complexité.

L'extraction des signaux utiles du bruit et des parasites est souvent automatique et l'utilisation des renseignements s'effectue à l'aide de dispositifs de traitement d'information, analogiques ou numériques.

Les connaissances nécessaires à la conception, la réalisation et l'exploitation des radars modernes et des appareils associés font appel à un ensemble de techniques nouvelles qui croissent à une telle allure que, même les spécialistes, doivent fournir un gros effort pour en suivre les développements incessants.

L'ouvrage de L. Thourel rappelle les techniques modernes employées dans les radars de veille et fait le point des progrès réalisés au cours de ces deux ou trois dernières années.

Grâce à ses qualités de chercheur et de pédagogue, l'auteur réussit à exposer dans un langage simple des phénomènes et des processus souvent compliqués.

Sofradel et Masson et Cie, éditeurs, 1965. Un volume cartonné toile, 282 pages 16,5 × 25, avec 171 figures.

Les Émetteurs de télévision, par G. PLOTTIN, ingénieur civil de l'ENST, chef de service à la CSF et J. FAGOT, Ingénieur ESE, Directeur technique à la CSF, Professeur à l'ESE Radio. Préface de G. CHÉDEVILLE.

Cet ouvrage fait le point des connaissances acquises dans la technique de la transmission des signaux de télévision.

Après la deuxième chaîne de Télévision en France, il est prévu des chaînes « culturelles » et la diffusion progressive de programmes en couleur.

Tous les principes de base restent les mêmes, bien entendu, mais, pour faire face à ces nouveaux besoins, la technique doit effectuer un nouveau bond en avant caractérisé par l'utilisation de fréquences encore plus élevées et par une extension des possibilités des tubes. En dehors des pentodes ou des triodes qui font l'objet de progrès remarquables, on voit apparaître des tubes d'un type nouveau comme les klystrons amplificateurs de puissance, d'une très grande souplesse d'emploi. Par ailleurs, la transmission des signaux de modulation « couleur » pose des conditions techniques particulières.

La conception et la réalisation des émetteurs de télévision modernes font donc appel à un ensemble de techniques nouvelles dont la thèse est ardue et la mise en œuvre délicate.

La personnalité des auteurs, tant dans l'Enseignement que dans l'Industrie privée, donne toute garantie sur la valeur de ce guide clair et précis, dans lequel le lecteur trouvera tous les renseignements concernant cette branche passionnante de la technique radioélectrique.

Sofradel et Masson et Cie, éditeurs, 1965. Un volume cartonné toile 16,5 × 25, 216 pages, avec 198 figures. Prix : 59 F.

L'Energie dans la Civilisation Moderne, par R. CORDEBAS, *Ingénieur des Mines.*

On trouvera certaines connaissances de base, aujourd'hui indispensables, rassemblées dans ce livre de 400 pages. Il s'agit d'une œuvre de synthèse, contenant des documents chiffrés et à jour en 1964.

L'énergie étant une notion de la physique, deux chapitres de physique précèdent l'exposé. Six autres chapitres concernent les sources d'énergie : par fission et fusion nucléaire, et par emploi du charbon et de pétrole. Les moyens de production d'énergie (centrales, moteurs, etc.) et de production de matière par emploi de l'énergie font l'objet de quatre autres chapitres.

Comme l'énergie conditionne la conquête de l'espace (astronautique) et celle des vitesses supersoniques (fusées), deux chapitres sont consacrés à ses aspects modernes qui bouleversent l'art de la guerre, et les relations entre peuples.

L'énergie est créatrice de vie, la chaleur et le froid conditionnent la survie des hommes et la conservation de leurs aliments (deux chapitres).

L'énergie est organisatrice : les machines électroniques pénètrent l'administration et servent à la prévision des conséquences de ses actes.

L'auteur expose l'immensité des sources d'énergie qui restent à conquérir et ne croit pas que l'humanité en manque jamais.

Comme l'histoire de la technologie de l'énergie est celle des civilisations, la dernière leçon est intitulée : « Civilisation et énergie », elle insiste sur l'idée de la durée du développement d'une technologie de l'énergie ou d'une industrialisation.

L'auteur présente une œuvre de synthèse scientifique peu chargée de mathématiques, bien qu'appuyée sur des notions physiques claires. L'ouvrage est de lecture facile et agréable, il donne aux économistes, étudiants, financiers, ingénieurs, statisticiens, organismes d'élaboration de plans, aux journalistes scientifiques, physiciens, sociologues, élèves des écoles de guerre, recyclage des ingénieurs, une documentation à jour en 1964, présentant un point de vue supérieur à toute technique particulière.

Editions Cujas, 1965. Un volume broché, 400 pages, 14 × 22 illustrées. Prix : 30 F.

Applications des Ferrites et Céramiques, par H.M. SCHLICHE, *Directeur du Laboratoire des Hautes Fréquences de Allen Bradley Company (U.S.A.).* Traduit et adapté de l'Américain par J. BACHELLER, *Ingénieur E.S.E., Ingénieur à la Compagnie des Ferrites Electroniques (Cofelec).*

Les céramiques polycristallines jouent un rôle de plus en plus important en électronique. Des recherches dues à H.M. Schlicke, ont permis de constater que les matériaux à haute résistivité et fortement magnétiques (ferrites) et les diélectriques à haute permittivité (titanates de baryum), d'une part présentent des phénomènes communs et par ailleurs sont complémentaires. L'ouvrage qui vient de paraître traite de l'ensemble de ces matériaux « diélectro-magnétiques ».

Les faits essentiels y sont présentés d'une façon synoptique et le lecteur est incité à prendre ces faits pour base de raisonnement.

L'exposé se présente sous forme de synthèses intuitives basées, au moins en partie, sur des raisonnements déductifs à partir des principes. Les mathématiques ne sont jamais considérées comme un substitut des concepts physiques de base, mais seulement comme un outil permettant des prévisions quantitatives ; les connaissances sont tirées des cours de Faculté.

Comme le montrent les exemples utilisés, c'est tout le domaine de l'électronique qui est intéressé : les radars, le guidage des missiles, la télémétrie spatiale, les faisceaux hertziens, la téléphonie, le traitement de l'information, les accélérateurs de particules, le contrôle, les mesures et l'instrumentation industrielles, etc.

De nombreuses applications numériques permettent de bien comprendre et de mieux utiliser l'ouvrage ; des tableaux numériques et des abaques en font un guide pour la recherche et un document de référence pour le bureau d'études et le laboratoire.

Dunod, éditeur, 1965. L'ouvrage relié toile, 278 pages 16 × 25, avec 125 figures. Prix : 58 F.

Séréophonie, par N. V. FRANSSEN. Traduit du néerlandais par E. CLÉMENT, *Ingénieur A.I.T.C., Société Philips.*

Dans l'étude de la perception du son, on distingue divers effets et notions tels que : ouïe directive, ouïe stéréophonique, ouïe monaurale. En principe, les phénomènes qui s'y produisent sont les mêmes mais leur ordre de grandeur est différent, ce qui modifie l'effet.

L'auteur détermine comment on peut tirer parti de l'ouïe directive pour réaliser une transmission stéréophonique du son.

L'influence de l'ouïe directive sur l'appréciation de l'acoustique de la salle est exposée en détail.

L'appendice décrit un modèle du mécanisme de l'ouïe et des nerfs permettant d'expliquer diverses propriétés de l'ouïe directive. On y compare ensuite le comportement de ce modèle avec des observations auditives subjectives qui ne concernent pas spécialement l'ouïe directive.

Bibliothèque Technique Philips, 1965. Dunod, dépositaire pour la France. Un volume 15,5 × 23, relié, 92 pages et 67 figures. Prix : 21 F.

Physique et Electronique des Semiconducteurs, par E.J. CASIGNOL, *Maître de conférences à l'I.N.S.A. de Toulouse.*

Ce livre expose les concepts fondamentaux sur les dispositifs semiconducteurs et tout particulièrement sur les transistors à jonctions.

Il peut être divisé en deux grandes parties :

— Les quatre premiers chapitres traitent de l'étude physique des éléments semiconducteurs, tels que : diodes, transistors à jonctions, diode de Zener, diode tunnel, transistor drift, transistor à effet de champ, thyatron solides ;

— Les six chapitres suivants, consacrés à l'étude du transistor comme élément actif, constituent la part proprement électronique de l'ouvrage.

Les dispositifs semiconducteurs sont présentés en vue de la future application dans les circuits à semiconducteurs ; c'est ainsi que les caractéristiques statiques des transistors, les circuits équivalents en haute et basse fréquence, et les circuits de polarisation ont été traités en détail. De plus, un chapitre a été réservé au transistor utilisé comme élément de commutation.

Les exercices, à la fin de chaque chapitre, permettent de compléter les sujets traités et d'assimiler les points essentiels.

Le livre s'adresse spécialement aux élèves-ingénieurs et aux étudiants des Facultés des Sciences qui s'initient aux techniques des semiconducteurs ainsi qu'aux ingénieurs désireux de perfectionner leurs connaissances dans ce domaine.

Bibliothèque Technique Philips, 1965. Dunod, dépositaire pour la France. Un volume 15,5 × 23 relié de 328 pages et 241 illustrations. Prix : 69 F.

Technique du Service de la Télévision en couleurs, par W. HARTWICH. Traduit de l'allemand par R. ARONSSOHN.

Dans le présent Tome 1 sont exposés les principes essentiels de la technique de la télévision en couleurs. La méthode suivie constitue une préparation logique pour l'étude des montages et de leur mise au point qui sera faite dans le Tome II.

Ce livre s'adresse donc à tous les techniciens de la télévision qui veulent s'initier aux problèmes posés par la couleur.

Les explications relatives aux divers procédés de transmission et de réception sont basées sur la norme américaine NTSC de télévision en couleurs modifiée pour l'utilisation de la norme européenne CCIR. On suppose donc

que le lecteur connaît déjà la technique de la télévision en noir et blanc.

Partant de la théorie de la trichromie, la première moitié de ce livre décrit les principes du signal et de son émission. Cela permet de reprendre selon l'ordre inverse, dans la seconde moitié, la restitution du message et la reproduction des informations de couleurs dans le récepteur. On insiste particulièrement sur les groupes d'étages spéciaux : redresseur synchrone, étages matriciels et montages de convergence.

Les figures en noir et en plusieurs couleurs venant à l'appui du texte font de ce livre une initiation très concrète à la nouvelle télévision selon la norme NTSC.

Bibliothèque Technique Philips, 1965. Dunod, dépositaire pour la France. Un volume de 226 pages $15,5 \times 23$ avec 151 figures en noir et 14 illustrations en plusieurs couleurs. Prix : 42 F.

Electrostatique. Tome I : Les Distributions, par E. DURAND, Professeur de Physique Théorique à la Faculté des Sciences de l'Université de Toulouse.

L'électrostatique formant la base de la théorie du champ électromagnétique, on peut dire que cet ouvrage s'adresse à tous les physiciens, professeurs, ingénieurs, chercheurs, étudiants qui veulent approfondir, renouveler et moderniser leurs connaissances dans ce domaine.

En dehors de son caractère très complet et de l'abondance des illustrations, cet ouvrage se distingue des autres par l'emploi systématique des densités singulières, des courants magnétiques, des systèmes polarisés fictifs associés aux charges, par l'étude systématique de la fonction flux associée au potentiel, par la part importante faite au calcul numérique, par l'étude approfondie des singularités du champ, etc.

Huit chapitres sont consacrés au potentiel et au champ des distributions. Un chapitre traite des forces et des énergies entre distributions. On y trouve, en particulier, une théorie classique, due à l'auteur, des particules quasi ponctuelles ayant une énergie propre finie. Un chapitre expose les méthodes de calcul numérique. Enfin le chapitre I est un rappel de formules mathématiques et le chapitre XII contient des notes diverses.

L'auteur, qui dirige l'Institut de Calcul Numérique de l'Université de Toulouse, a utilisé les calculatrices électroniques qui équipent ce centre et réalisé ainsi, avec son équipe, les nombreux réseaux orthogonaux d'équipotentiels et de lignes de force qui illustrent le texte et qui sont entièrement originaux.

Des exercices, avec la réponse, se trouvent à la fin des chapitres.

Masson, éditeur, 1965. Un volume de 516 pages $17 \times 24,5$ avec 492 figures. Prix : 80 F.

PETITES ANNONCES

IMPORTANT CONSTRUCTEUR D'INSTRUMENTS de MESURES ÉLECTRIQUES et ÉLECTRONIQUES

recherche

INGÉNIEURS

de préférence connaissant la spécialité, pour postes :

1^o DIRECTEUR AGENCE PARIS

30 à 45 ans, dynam., capable animer équipe d'Ingénieurs technico-commerciaux et d'assurer lui-même contacts à niveau élevé, ainsi que de contribuer à l'orientation de l'entreprise par le rassemblement de données sur le marché.

2^o INGÉNIEUR à l'ÉTAT-MAJOR TECHNICO-COMMERCIAL

chargé de l'évaluation des besoins du marché et de la définition des appareils à fabriquer dans l'avenir.

Anglais obligatoire, 30 à 40 ans

POUR CES DEUX POSTES de HAUTE RESPONSABILITÉ

seraient appréciées tout ou partie des compétences suivantes :

- Connaissance du marché CONTROLE RÉGULATION.
- Connaissance du marché TÉLÉCOMMUNICATIONS PROFESSIONNELLES.
- Connaissance de RADIO, T.V.
- INTRODUCTION AUPRÈS des GRANDES ADMINISTRATIONS.
- EXPÉRIENCE TECHNICO-COMMERCIALE.

Adresser curric. vitae complet à n° 25.013.

CONTESSÉ Publicité, 20, av. de l'Opéra, Paris, qui transm.

LE MATÉRIEL MAGNÉTIQUE

recrute pour son

CENTRE DE RECHERCHES

de BREST

un INGÉNIEUR ÉLECTRONICIEN



E.S.E. ou équivalent 28/40 ans. Nationalité Française, pour poste de Chef de Service.

Bonne connaissance des circuits.

Travail technique très intéressant dans domaine avant-garde en liaison avec les meilleures équipes françaises de recherches.

Adresser curriculum vitae et lettre manuscrite :

13, rue Victor-Hugo - PUTEAUX (Seine) Tél. 506-54-80.

POUR LA **1^e** FOIS



FORMAT 21 x 27
RELIÉ PLEINE TOILE

en
Librairie

230 PAGES

300 ILLUSTRATIONS

évoquent

**LE PASSÉ et le
DEVENIR de la
RADIO et de la
TÉLÉVISION...**

dans votre bibliothèque...

**UN OUVRAGE PRESTIGIEUX
QUE CHAQUE
AMI DE LA RADIO
SE DOIT DE POSSÉDER...**

au delà des ondes perdues

En plus d'un véritable musée iconographique
...25 témoignages autobiographiques de per-
sonnalités et pionniers de la Radio et l'Élec-
tronique vous permettent de suivre pas à pas

UNE DES PLUS PASSIONNANTES AVENTURES INDUSTRIELLES DE NOTRE SIECLE !

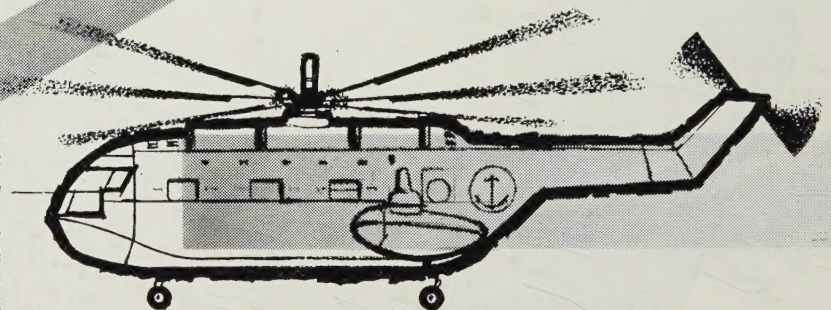
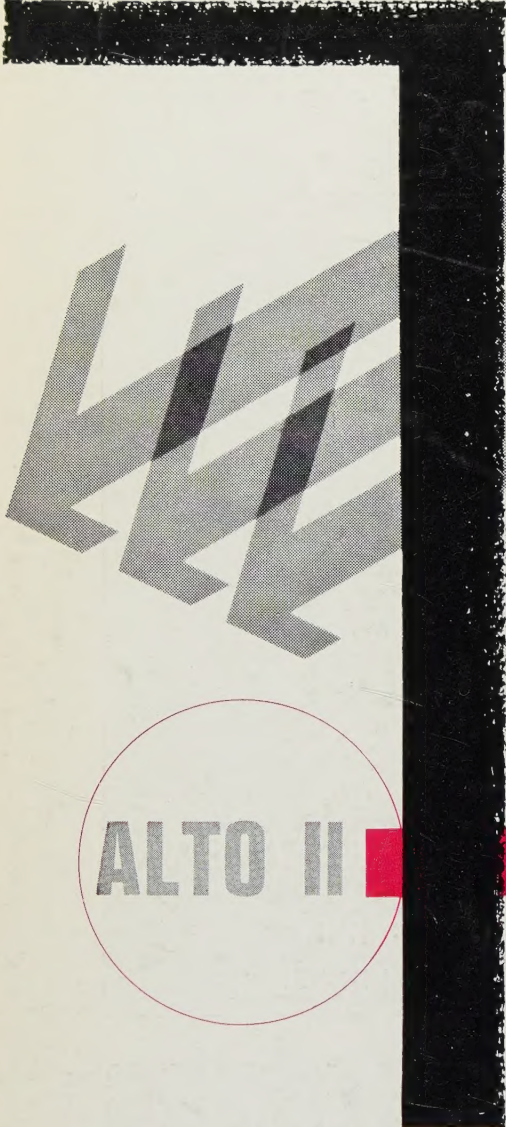
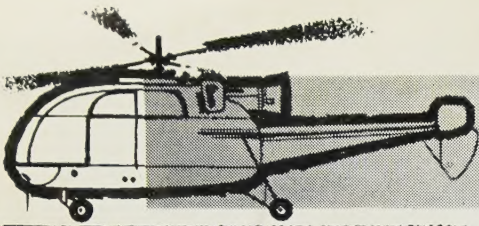
PRIX 60 F + PORT : 1,70 F
ou 50 F PORT COMPRIS
MM. les membres de la SFER
et les abonnés à l'O.E.

aux **ÉDITIONS CHIRON**

40, RUE DE SEINE - PARIS 6^e

C. C. P. PARIS 53-35

PARUTION MI-NOVEMBRE

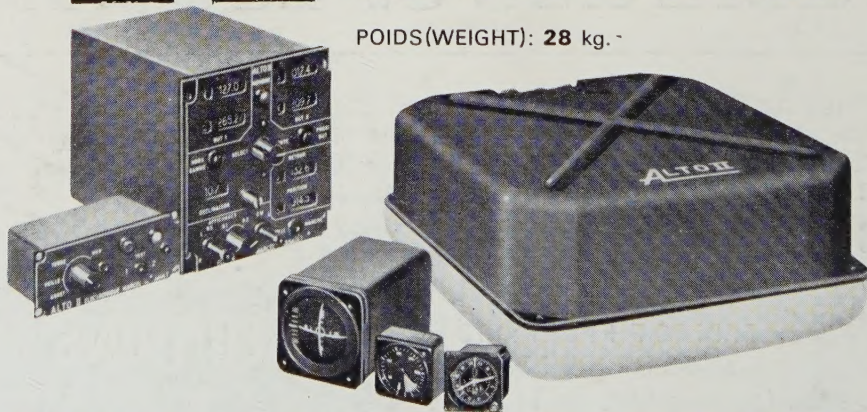


ALTO II radar doppler

**DE NAVIGATION ET DE
VOL STATIONNAIRE
POUR HÉLIOPTÈRES**

PERMET LE VOL TOUS TEMPS
NAVIGATION AND STATIONARY FLIGHT
"DOPPLER" RADAR FOR HELICOPTERS
ALLOWING ALL-WEATHER MISSION

POIDS (WEIGHT): 28 kg.



AGENCE PUBLITEC-DOHENACH 1434

ELECTRONIQUE MARCEL DASSAULT

55, QUAI CARNOT
SAINT-CLOUD (S.-&O.)
TÉLÉPH. 825 87-20