

LIBRARY BOULDER LABORATORIES  
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS  
BOULDER, COLORADO

43<sup>e</sup> ANNÉE - N° 433

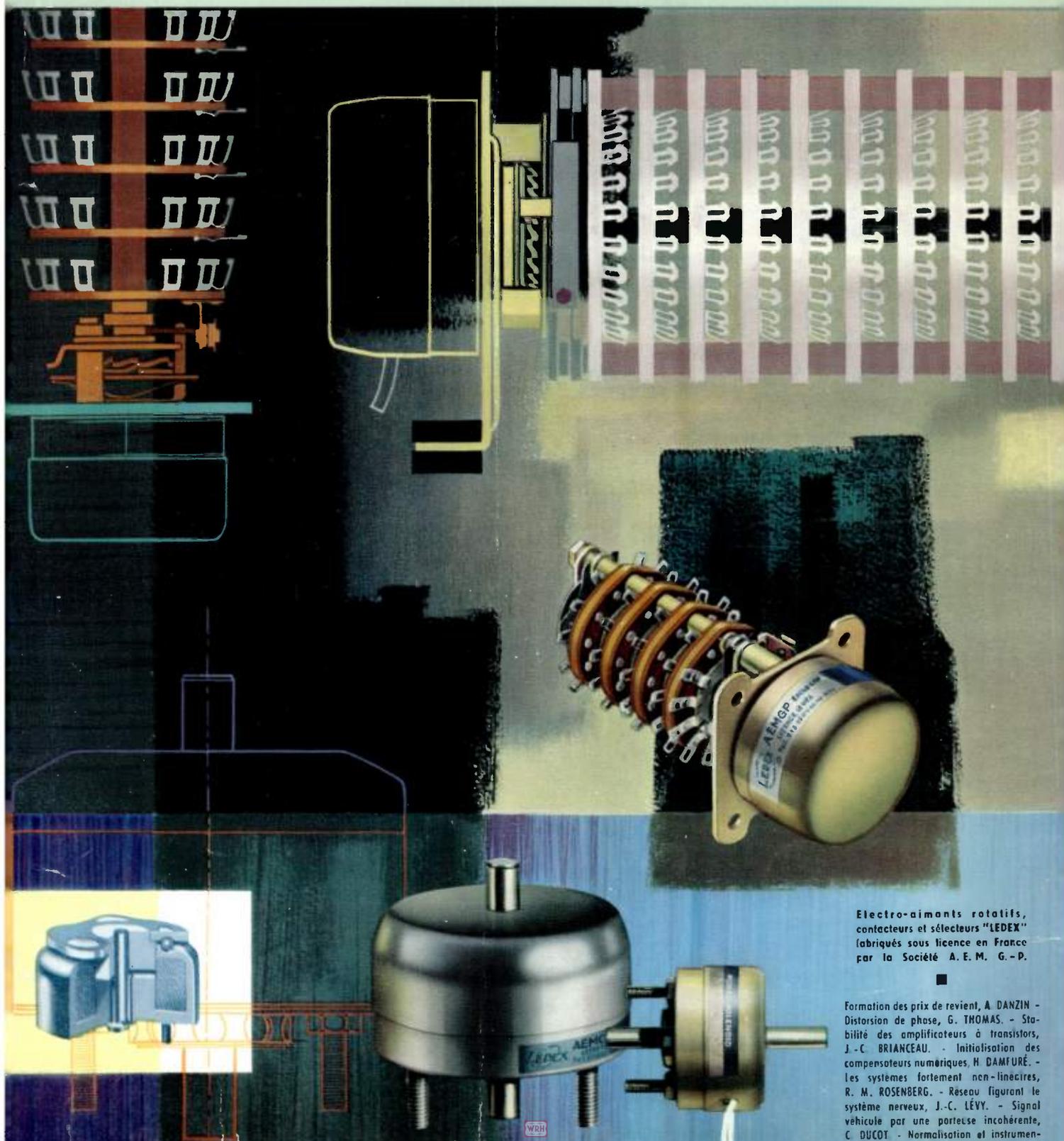
JUN 25 1963

AVRIL 1963

PRIX : 6 F

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

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



Electro-aimants rotatifs,  
contacteurs et sélecteurs "LEDEX"  
fabriqués sous licence en France  
par la Société A. E. M. G.-D.

Formation des prix de revient, A. DANZIN -  
Distorsion de phase, G. THOMAS. -  
Stabilité des amplificateurs à transistors,  
J.-C. BRIANCEAU. -  
Initialisation des compensateurs numériques,  
H. DAMFURÉ. -  
Les systèmes fortement non-linéaires,  
R. M. ROSENBERG. -  
Réseau figurant le système nerveux,  
J.-C. LÉVY. -  
Signal véhicule par une porteuse incohérente,  
C. DUCOT. -  
Normalisation et instrument-



**NOUVEAU**

**GÉNÉRATEUR**

TYPE **L. 201**

**VHF**  
**UHF**

**POUR LE  
CONTROLE  
DES ÉQUIPEMENTS  
DE BORD**



**10  
à 425  
MHz**

- ★ Stabilité...  $5 \cdot 10^{-5}$
- ★ Oscillateur quartz incorporé
- ★ Circuit de sortie accordé
- ★ Modulation de fréquence parasite pratiquement négligeable
- ★ Modulation en impulsion extérieure

**CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES :**

Plage de F : 10 à 425 MHz • 5 gammes •  
Précision :  $\pm 0,5\%$ .  
Oscillateur à quartz de contrôle : 1 et 5 MHz.  
Tens. de sortie : 0,1  $\mu$ V à 0,5 V sur charge 50  $\Omega$ .  
Atténuateur étalonné : 0 à 127 dB. - 0 dBm = 1 mW/50  $\Omega$ .

Modulation en amplitude (10 à 95 %) intérieure ou extérieure, en impulsions extérieure.  
Haute stabilité - Absence de modulation de fréquence parasite.  
Dérive  $\leq 0,005\%$  sur 10 m. après le temps de chauffe normal, FM parasite  $\leq 0,001\%$ .

**Pour le contrôle des équipements de bord et toutes les mesures en VHF-UHF**

Alignement des récepteurs.  
Mesures de gain, de sensibilité, de sélectivité.  
Alimentation des lignes de mesures, etc...

**ÉTABLISSEMENTS  
GEFFROY ET CIE  
INGÉNIEUR-DOCTEUR**



Société Anonyme au capital de 2.750.000 F

**18 AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER • TRAPPES (S.-&-O.) • FRANCE**  
**TÉLÉPHONE : 923-08-00 (5 LIGNES GROUPEES)**

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLIII

AVRIL 1963

N° 433

Rédaction de l'Onde Électrique :

**SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS**

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

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

## SOMMAIRE

La formation des prix de revient dans l'industrie des composants électroniques. Interprétation des problèmes économiques et techniques .....	A. DANZIN	385
Distorsion de phase dans les amplificateurs à fréquence intermédiaire de radar .....	G. THOMAS	400
Etude de la stabilité des amplificateurs à transistors .....	J.C. BRIANCEAU	408
L'initialisation des compensateurs numériques utilisés dans les servomécanismes échantillonnés .....	H. DAMPURÉ	415
La géométrie de la dynamique et les vibrations des systèmes fortement non-linéaires .....	R. M. ROSENBERG	425
Un modèle de réseau figurant le système nerveux .....	J.C. LEVY	435
Détection d'un signal véhiculé par une porteuse incohérente .....	C. DUCOT	452
La normalisation dans le domaine de l'instrumentation nucléaire ...	R. CHOLESKY	456
Le 6 <sup>e</sup> Salon International des Composants Electroniques (2 <sup>e</sup> partie) .....		463
Assemblée Générale Ordinaire de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens		472
Informations :		
Documentation technique .....		479
Communiqués .....		480

### Sur notre couverture :

La Société A.E.M. G-P fabrique désormais en France, sous licence, les appareils connus sous le nom de LEDEX.

L'électro-aimant rotatif — ou moteur — fournit grâce à un procédé original, un couple élevé malgré des dimensions réduites. Il est utilisé seul toutes les fois qu'un déplacement angulaire est nécessaire : vannes, soupapes, avances dans les machines, verrouillages, etc... Associé à un rochet, il entraîne des contacteurs dont les combinaisons, pratiquement illimitées, permettent de résoudre bien des problèmes de commutation à distance, d'affichage, de comptage, de programme...

La sécurité du fonctionnement, même dans les conditions les plus sévères, a permis aux LEDEX de prendre une place importante dans la plupart des matériels terrestres, marins et aériens de télécommunications ou de télécommandes.

Société A.E.M. G-P, 115, avenue J.B.-Clément, Boulogne-Billancourt. VAL 96.20 +

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

**ÉDITIONS CHIRON**

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

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

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

# SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

## BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

### Président (1963)

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

### Président désigné pour 1964

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

### Vice-Présidents

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

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

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

### Secrétaire Général

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

### Secrétaires Généraux Adjointes

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

M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

### Trésorier

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

### Secrétaires

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

J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.

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

## SECTIONS D'ÉTUDES

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

## Rédaction de l'Onde Électrique

M. L.-J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Président du Comité de Rédaction.

M. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications, Rédacteur en Chef de l'Onde Électrique.

M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications

M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications

## GROUPES RÉGIONAUX

### GRUPE D'ALGER

### 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.

## EXTRAITS DES STATUTS

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite

appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société.

2° 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 (Assemblée Générale Janvier 1962)

Particuliers .....	30,00 F
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études .....	15,00 F
Sociétés ou Collectivités .....	150,00 F
ou	350,00 F
ou	750,00 F

au gré de la Société ou Collectivité.

Particuliers résidant à l'étranger ..... 30,00 F  
plus frais postaux ..... 5,00 F

\* NDLR. Cette revue est l'Onde Électrique.

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

# RÉSUMÉS DES ARTICLES

**LA FORMATION DES PRIX DE REVIENT DANS L'INDUSTRIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES. INTERPRÉTATION DES PROBLÈMES ÉCONOMIQUES ET TECHNIQUES**, par A. DANZIN, *Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 385 à 399).

L'auteur étudie en particulier le marché des composants électroniques. Trois phénomènes principaux interviennent de nos jours ; la rapidité de l'évolution technique, la croissance de la dimension du marché de consommation, l'introduction de méthodes d'automatisation.

La violence de ces courants, contradictoires en ce qui concerne le premier et les deux derniers, est caractéristique d'un phénomène de mutation.

Cependant, le sens inné de la mesure, la solidité de sa formation générale et la rapidité de ses réactions font que l'ingénieur européen est bien préparé à cet événement.

**DISTORSION DE PHASE DANS LES AMPLIFICATEURS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE DE RADAR**, par G. THOMAS, *Assistant à la Faculté des Sciences de Rennes*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 400 à 407).

Cet article a pour objet l'étude de l'influence de la distorsion de phase sur la transmission d'impulsions dans les amplificateurs à fréquence intermédiaire de radar.

Nous rappelons les résultats théoriques essentiels et calculons approximativement la relation entre le temps de montée et la largeur de bande pour un amplificateur à courbe d'amplitude gaussienne.

Nous appliquons la méthode de Bode au calcul de la caractéristique de phase pour un tel amplificateur, ce qui confirme le résultat classique ; la phase est approximativement linéaire. Un amplificateur à fréquence intermédiaire de radar constitué d'amplificateurs chargés par des circuits oscillants amortis constitue donc un très acceptable compromis entre sélectivité et sensibilité.

**ÉTUDE DE LA STABILITÉ DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS**, par J.C. BRIANCEAU, *Ducati Elettrotecnica*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 408 à 414).

Un transistor ne peut pas être considéré comme un quadripôle unilatéral. En effet, les capacités des jonctions introduisent un couplage interne entre les signaux présents sur les bornes de sortie et sur les bornes d'entrée du transistor considéré.

Dans ces conditions, un étage amplificateur risque d'entrer en oscillation lorsque la réaction interne est trop forte.

Nous nous proposons de déterminer les conditions de stabilité d'un étage amplificateur à transistor et les moyens à mettre en œuvre pour améliorer cette stabilité.

**L'INITIALISATION DES COMPENSATEURS NUMÉRIQUES UTILISÉS DANS LES SERVOMÉCANISMES ÉCHANTILLONNÉS**, par H. DAMPURÉ. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 415 à 424).

Dans le but d'améliorer la réponse à une perturbation se produisant à l'instant initial, d'un système asservi à données échantillonnées comportant un compensateur numérique réalisé sur calculateur arithmétique en temps réel, on étudie les possibilités offertes par l'intermédiaire du compensateur.

On établit d'abord la relation liant la sortie du compensateur initialisé à l'entrée et aux variables d'initialisation.

Puis on étudie les effets de l'initialisation lorsque le compensateur fait partie d'un système bouclé ; d'abord dans le cas général, puis dans le cas particulier d'une perturbation du type échelon de position. (Etude par la méthode du lieu des racines).

On traite un exemple simple comme application.

**LA GÉOMÉTRIE DE LA DYNAMIQUE ET LES VIBRATIONS DES SYSTÈMES FORTEMENT NON-LINÉAIRES**, par R. M. ROSENBERG, *Professeur à l'Université de Californie à Berkeley*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 425 à 434).

L'auteur traite ici des mobiles, composés de masses, et de ressorts liant les masses entr'elles.

La distinction entre systèmes linéaires et systèmes non-linéaires a été faite selon le point de vue des mathématiques et non de la physique, ce qui crée quelquefois, de subtiles confusions.

L'auteur se contente d'étudier les mouvements en modes normaux de certains systèmes à  $n$  degrés de liberté, fortement non-linéaires.

**UN MODÈLE DE RÉSEAU FIGURANT LE SYSTÈME NERVEUX**, par J.C. LEVY, *Ingénieur en Chef de l'Artillerie Navale au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 435 à 451).

Il existe déjà de nombreux modèles de réseaux tendant à représenter le système nerveux.

Ces modèles étudiés surtout à l'étranger et notamment aux U.S.A. concernent des dispositifs bien spécialisés et sont susceptibles de réalisations pratiques.

Le modèle présenté par l'auteur peut dans certaines de ses parties faire l'objet de réalisations pratiques, mais il vise surtout à l'ébauche d'une synthèse pouvant rendre compte d'un grand nombre de propriétés du système nerveux de l'homme et des animaux supérieurs.

**DÉTECTION D'UN SIGNAL VÉHICULÉ PAR UNE PORTEUSE INCOHÉRENTE**, par C. DUCOT, *Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 452 à 455).

Le présent article étudie la détection d'une onde porteuse électromagnétique incohérente, constituée par un bruit blanc s'étendant sur une bande de fréquences de largeur  $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$  et modulée en

amplitude avec un taux  $a \ll 1$  par un signal de bande  $\frac{p_0}{2\pi}$ . On suppose  $\Delta\omega \gg p_0$ .

Le résultat est que le rapport en puissance du signal détecté au « bruit d'incohérence » dû à l'interférence des composantes aléatoires de la porteuse (à l'exclusion de toute contribution du bruit haute fréquence apparaissant dans les étages de tête du récepteur) est sensiblement égal à ;

$$a^2 \frac{p_0}{\Delta\omega}$$

Dans les cas où ce bruit devient incompatible avec la performance requise, on peut profiter de son caractère multiplicatif pour le rendre inoffensif grâce à l'emploi d'un codage binaire à impulsions.

**LA NORMALISATION DANS LE DOMAINE DE L'INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE**, par R. CHOLESKY, *Fédération Nationale des Industries Electroniques*. L'Onde Electrique d'avril 1963 (pages 456 à 462).

Après un bref historique, l'auteur décrit l'organisation du travail au sein du Comité et fait l'inventaire de l'activité des divers groupes de travail.

En annexe on trouve ; un organigramme, la description des domaines d'activité du C.E. 45 et des groupes de travail et la composition par pays des groupes de travail.

# SUMMARIES OF THE PAPERS

**VIBRATIONS AND DYNAMIC RESPONSE OF NON-LINEAR SYSTEMS**, by R. M. ROSENBERG, *Professeur à l'Université de Californie à Berkeley*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 425 to 434).

The author treats the subject of masses and springs connecting the masses together.

The distinction between linear and non-linear responses is made from a mathematical rather than physical point of view, and this leads occasionally to some confusion.

The author limits himself to the study of normal modes of movement applicable to a very non-linear system having  $n$  degrees of freedom.

**ELECTRONIC COMPONENT PRICES. A STUDY IN ECONOMIC AND TECHNICAL PROBLEMS**, by A. DANZIN, *Compagnie générale de télégraphie Sans Fil*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 385 to 399).

The author studies the electronic component market. Three principal factors are discussed :

The speed of technical evolution

Market growth

Introduction of automation.

The violence and contradiction of these currents give rise to a phenomenon of mutation. The European engineer is well equipped to face this problem.

**A NETWORK SIMULATING THE NERVOUS SYSTEM**, by J.C. LEVY, *Ingénieur en Chef de l'Artillerie Navale au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 435 to 451).

There already exist many models simulating the nervous system.

These models designed abroad, mainly in the U.S.A., are specialised devices which can be built easily.

Certain parts of the model proposed by the author may also be built practically, but its main object is the synthesis of most aspects of the actual nervous system of man and of the higher animals.

**PHASE DISTORTION IN I.F. RADAR AMPLIFIERS**, by G. THOMAS, *Assistant à la Faculté des Sciences de Rennes*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 400 to 407).

This deals with the effects of phase distortion on the transmission of pulses through I.F. radar amplifiers.

The essential theoretical results giving the approximate relationship between the time of rise and the bandwidth of an amplifier with a gaussian response are recapitulated.

Bode's approach to the calculation of the phase response is applied. It confirms the classical result that the phase-shift is approximately linear. A radar I.F. amplifier made up of stages, loaded with damped resonant circuits provides a good compromise between selectivity and sensitivity.

**DETECTION OF A SIGNAL MODULATING A RANDOM NOISE CARRIER**, by C. DUCOT, *Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 452 to 455).

The present article studies the demodulation of an incoherent electromagnetic wave consisting of white noise having a bandwidth  $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$  and amplitude modulated well under 100% by a

signal of bandwidth  $\frac{p_0}{2\pi}$  where  $\Delta\omega$  is much larger than  $p_0$ .

The result is that the ratio of signal to incoherent noise is approximately equal to  $a^2 \frac{\Delta\omega}{p_0}$  where  $a$  is the modulation factor (well under 100%). This result excludes an H.F. noise contributed by the receiver's head amplifier.

In cases where the signal to noise ratio falls below the required performance, it is possible to make the effects of the noise negligible by adopting a pulse binary coding.

**STUDY ON THE STABILITY OF TRANSISTOR AMPLIFIERS**, by J.C. BRIANCEAU, *Ducati Elettrotecnica*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 408 to 414).

A transistor cannot be represented by a unilateral 4-terminal network because the junction capacitances introduce an internal coupling between output and input signals.

This can give rise to self oscillations in an amplifier when the internal feed-back is too large.

The article determines the conditions of stability in a transistor amplifier stage and indicates means of increasing this stability.

**THE STANDARDISATION OF NUCLEAR INSTRUMENTATION**, by R. CHOLESKY, *Fédération Nationale des Industries Electroniques*. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 456 to 462).

After a brief historical resume, the author describes the work organisation within the Committee and lists the activities of the various working groups.

An appendix shows : The organisation chart of the Study Committee, a description of the main work subjects and of the working groups, and lastly the composition country by country of the working groups.

**SETTING-UP A DIGITAL COMPENSATOR FOR USE IN A DATA-SAMPLING SERVOMECHANISM**, by H. DAMPURÉ. L'Onde Electrique, April 1963 (pages 415 to 424).

In order to improve the initial response of a sampling data system which includes a digital compensator, the capabilities of this type of compensator are studied.

First of all the transfer characteristics are established. The performance in a closed loop is then described : first of all in a general case, and then in the particular case of a discrete quantum step.

A simple example is worked out by way of a practical application.

# LA FORMATION DES PRIX DE REVIENT DANS L'INDUSTRIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Interprétation des problèmes économiques et techniques

PAR

A. DANZIN

*Compagnie générale de télégraphie Sans Fil*

## 1. Le facteur économique dans l'art de l'ingénieur

L'art de l'ingénieur est un art de compromis. C'est la recherche permanente de solutions qui harmonisent les possibilités souvent divergentes de la Technique et de l'Economie. Le niveau des performances est à chaque instant modéré par la considération du coût. On peut dire que l'ingénieur cherche à déterminer, puis à concrétiser les optimums de la fonction (Qualité, Prix). L'état d'esprit de l'ingénieur apparaît ainsi dans une certaine mesure comme opposé à celui du savant qui, lui, est autorisé à travailler dans l'absolu.

Il y a, bien entendu, une qualité minimum à partir de laquelle aucun produit n'est vendable. Mais la réputation d'une marque de fabrique ou d'un label national de qualité ne s'établit pas à ce minimum. Il se fixe à un seuil de performances un peu plus élevé où l'usage possible du produit s'accompagne de particularités qui en augmentent la sécurité de fonctionnement ou la commodité d'usage ou l'agrément. L'art de l'ingénieur consiste à procurer, au-delà du seuil minimum de qualité, le maximum d'avantages gratuits ou d'améliorations peu onéreuses. Ici encore s'impose un choix car, pour la même dépense, plusieurs sortes de perfectionnements sont possibles. L'ingénieur ou plutôt l'équipe des ingénieurs associés à la conception, au lancement, à la fabrication, au contrôle et à la vente d'un produit est donc constamment à la recherche d'un compromis dont les termes présentent le caractère d'une grande fluidité en raison de l'évolution des techniques, des variations des prix de la main-d'œuvre et des matières premières, de la capacité d'investissements des entreprises et de l'instabilité des besoins ou des goûts de la clientèle.

Ces évidences ont été souvent énoncées. Mais on doit alors s'étonner qu'en électronique, à côté d'une

montagne de publications à caractère strictement scientifique et technique, si peu de travaux technico-économiques aient été publiés. Exagération des préoccupations techniques, difficultés particulières à rendre compte des facteurs économiques, habitude du secret en matière de prix de revient ou encore pudeur des anciens élèves des enseignements supérieurs pour lesquels tout ce qui est technique est noble et tout ce qui est argent, suspect ? Ces explications d'un état de faits ne justifient pas, pensons-nous, cette réserve excessive de nos ingénieurs, et peut-être serait-il souhaitable d'y remédier.

Faute d'avoir pu trouver facilement dans la littérature le soutien de travaux antérieurs propres à notre branche d'industrie, nous avons essayé de formuler quelques lois générales relatives à la formation du prix de revient dans le domaine des composants électroniques. De l'observation de ces lois, nous proposons quelques conclusions. Il s'agit ici, dans notre esprit, d'appliquer, à quelques résultats économiques, les méthodes de la science expérimentale et de proposer certaines déductions à la discussion. Malgré l'évidente difficulté — et sans doute n'y sommes-nous que médiocrement parvenus — nous avons essayé de rester strictement objectifs dans nos conclusions.

## 2. Les particularités de l'industrie des composants électroniques

On groupe sous le même vocable de composants électroniques, des objets aussi différents que des tubes à vide, des semiconducteurs, des résistances, des haut-parleurs, des condensateurs, des transformateurs, etc. On peut contester qu'il y ait entre eux d'autres caractères communs que la destination.

Ces caractères communs existent cependant. Ils ont été schématiquement résumés dans le Tableau I. Les explications du Tableau, nécessairement abrégées, sont familières à tous les électroniciens.

\* Conférence prononcée le 31 janvier 1963 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

TABLEAU I

CARACTÈRE DE L'INDUSTRIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
<p><b>HAUTE TECHNICITÉ</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— Importance considérable des investissements en recherches et développements.</li> <li>— Organisation spéciale des entreprises (1) en laboratoire, service de technogénie, fabrication, contrôle Qualité, service d'assistance technique client.</li> <li>— Spécifications très précises et complètes des caractéristiques (complexité des cahiers des charges).</li> <li>— Importance particulière de la notion de FIABILITÉ.</li> </ul> <p><b>GRANDE RÉPÉTITION</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— Part importante des outillages spéciaux dans les investissements en matériels de fabrication.</li> <li>— Etudes spéciales en vue d'assurer la reproductibilité des caractéristiques.</li> <li>— Dans certains cas, répétition à un nombre très élevé d'exemplaires identiques ou similaires (plusieurs millions par mois), rendant possible la mise en œuvre d'une automatisation très poussée des productions.</li> </ul> <p><b>PRIX DE MARCHÉ</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— Identité des caractéristiques dimensionnelles et électriques des produits fabriqués par plusieurs concurrents (interchangeabilité).</li> <li>— Etablissement de « prix de marché » qui laissent peu de marge aux initiatives commerciales en matière de prix de vente.</li> </ul> <p><b>RAPIDITÉ D'ÉVOLUTION</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— Apparition permanente de solutions techniques nouvelles (cadences d'amortissement fixées par la désuétude et non par l'usure).</li> </ul>

En ce qui concerne la fonction (Prix =  $f$ (Qualité)), on a l'habitude d'en distinguer quatre optimums distincts correspondant :

a) aux matériels d'usage domestique (récepteurs Radio, TV, et analogues).

b) aux équipements de télécommunications à usage civil et aux calculateurs électroniques.

c) aux matériels d'armement conventionnels,

d) aux équipements spéciaux (aéronautique, engins, espace).

Ce classement par ordre de performances correspond aussi à un classement en prix du kilogramme de matériel électronique avec des ordres de grandeur respectivement situés comme 1 à 3 ; 5 à 15 ; 10 à 30 ; 100 et plus.

(1) cf. *Onde Electrique* n° spécial de mars-avril 1955, A. DANZIN.

Ayant observé par ailleurs que les composants contribuent pour 40 à 70 % aux prix de revient des matériels, on s'accorde aujourd'hui à dire que, en électronique, coûts de production aussi bien que performances sont essentiellement fixés par les composants.

### 3. Les lois de formation du prix des composants électroniques

Les notions qui suivent sont familières à tous ceux qui ont l'habitude d'établir des prévisions de prix de revient ou de contrôler la marche d'une entreprise par l'analyse des frais atelier ou des frais généraux. La seule originalité de cet exposé consiste à chercher à mesurer les conséquences de l'introduction de degrés variables d'automatisation sur la formation du prix de revient au niveau de l'usine. L'auteur s'excuse à l'avance de mettre en lumière certaines évidences. Il lui a semblé nécessaire de le faire, cependant, pour rendre les conclusions plus claires.

#### 3.1. LE PRIX DE VENTE

Le prix de vente est la somme du coût de production, du coût de distribution, des taxes et des profits.

$$PV = \Sigma F_p + \Sigma F_d + \text{Taxes} + \text{Prof.} \quad (1)$$

— Le prix, dans une économie libérale, étant fixé par la concurrence (actuelle ou potentielle), il convient tout d'abord de bien voir qu'il n'y a pas, a priori, de liaison automatique entre le prix de revient et le prix de vente. Les marges sont les plus grandes possibles sans que l'économie libérale voie à ce jeu aucune contre-indication morale. Si l'on a l'habitude de regarder le profit comme une petite proportion du chiffre d'affaires, c'est que l'on admet implicitement qu'il vaut mieux décourager la concurrence en serrant d'assez près le prix de vente sur le prix de revient précalculé, ce qui, pour le physicien, revient à considérer le profit comme « une erreur sur le chiffre d'affaires », erreur que tous les soins de la gestion vont chercher à rendre positive et la plus grande possible. Ce mécanisme engendre la « civilisation de l'abondance », puisque le client est le principal bénéficiaire des gains de productivité. Nous verrons qu'il s'explique assez bien par des considérations techniques sans qu'il soit nécessaire de faire appel à l'intervention de sentiments altruistes.

— Les taxes sont définies par le législateur. Elles varient dans la Communauté Européenne selon les unités nationales. Elles interviennent sur la structure des industries par des effets, en quelque sorte, mécaniques et aussi pour des raisons psychologiques.

— Les frais de distribution  $\Sigma F_d$  sont, on le sait, beaucoup plus influencés par la structure de la clientèle que par l'organisation du producteur. Le vendeur doit adapter sa publicité, son réseau de vente, son personnel commercial, la gestion de son portefeuille de commandes, l'administration de ses stocks et de ses expéditions aux particularités de son marché sans être en mesure d'agir beaucoup sur la dispersion des points de consommation, les traditions techniques et les

méthodes administratives des utilisateurs. Dans une large mesure, on peut donc avancer que le terme  $\Sigma F_d$  est fixé par le client. Si l'on excepte les deux cas extrêmes des entreprises marginales et de celles qui sont installées sur un monopole, on peut dire par ailleurs en première approximation que les dépenses de distribution sont proportionnelles aux volumes des affaires commercialisées. Au-dessous d'un certain seuil, il est vrai, les frais commerciaux décroissent vite lorsque les ventes s'accroissent, mais le phénomène devient linéaire, qu'il s'agisse de distributions sur le marché national ou d'exportation dès que le volume distribué intéresse une part raisonnable du marché.

Les termes Taxes, Frais de distribution et Profits étant à peu près proportionnels au prix de vente  $PV$ , c'est bien le terme  $\Sigma F_p$  qu'en première approximation, on peut considérer comme l'élément essentiel de détermination du prix <sup>(2)</sup>.

### 3.2. LE PRIX DE REVIENT

On donne de nombreuses définitions du prix de revient selon qu'on y incorpore les seules dépenses atelier ou la totalité des frais usine ou une certaine part des frais généraux ou la totalité de ces derniers (grand prix de revient).

Nous désignerons ici par prix de revient  $P_r$  le rapport :

$$P_r = \frac{\Sigma F_p}{N} \quad (2)$$

où  $\Sigma F_p$  est défini par la formule (1) et  $N$  le nombre de pièces fabriquées (en supposant, pour simplifier, que toutes les pièces sont identiques). Il s'agit donc d'une certaine acception du terme « Grand Prix de REVIENT », puisque  $\Sigma F_p$  contient toutes les dépenses de l'entreprise, y compris les frais du siège social de toute nature, à l'exception du coût de la distribution commerciale  $\Sigma F_d$ .

Il est commode de distinguer deux postes de dépenses :

— les frais fixes  $F_x$  (frais financiers non liés au fonds de roulement, frais généraux, amortissements des installations générales, etc.) indépendants à un instant donné du volume de la production ;

— les frais proportionnels directement liés aux quantités fabriquées : ces frais comprennent : la main-d'œuvre directe  $MO$  ; l'énergie  $E_n$ , les matières premières  $MP$  et certaines dépenses  $D$  directement déterminées par le volume de la production. La  $MO$  est généralement majorée des frais sociaux introduits par l'intermédiaire d'un certain coefficient  $K_1$ , variable selon la législation sociale du pays intéressé. Le rendement de fabrication :

$$\rho = \frac{\text{nombre de pièces bonnes}}{\text{nombre de pièces lancées en production}}$$

peut avec profit être explicité.

<sup>(2)</sup> Conclusion que l'on ne considère comme évidente que par habitude.

On a donc :

$$\Sigma F_p = F_x + N \cdot \frac{1}{\rho} [MP + E_n + D + K_1 MO] \quad (3)$$

d'où l'on déduit :

$$P_r = \frac{F_x}{N} + \frac{1}{\rho} [MP + E_n + D + K_1 MO] \quad (4)$$

Il est parfois d'usage, lorsque la structure de l'entreprise peut être considérée comme fixée, d'utiliser une autre expression du  $P_r$ .

$$P_r = K'(N) \cdot MP + K''(N) \cdot MO \quad (5)$$

Par l'artifice des coefficients de structure  $K'(N)$  et  $K''(N)$ , on rattache donc les frais généraux aux consommations de matière première et aux dépenses de main-d'œuvre directe. C'est là une grande commodité, car la formule (5) permet un calcul rapide du prix de revient, mais cette représentation est aussi peu « physique » que possible, car elle ne permet pas de prévoir simplement l'effet des variations du volume de production  $N$  sur le prix de revient. On finit même parfois par oublier que  $K'$  et  $K''$  sont des fonctions de  $N$ , ce qui entraîne aux pires contresens économiques.

### 3.3. LES LOIS DE VARIATION DU $P_r$ AVEC LES VOLUMES DE PRODUCTION

Dans le plan  $(P_r)(N)$ , la représentation de  $P_r = \phi(N)$  selon la formule (4) de la forme  $\frac{A}{N} + B$  est une branche d'hyperbole dont une asymptote est l'axe des prix. L'autre asymptote définit le prix limite correspondant à des quantités infinies. Une telle représentation n'est toutefois valable que si les frais fixes ( $F_x$ ) sont considérés comme constants (fig. 1).

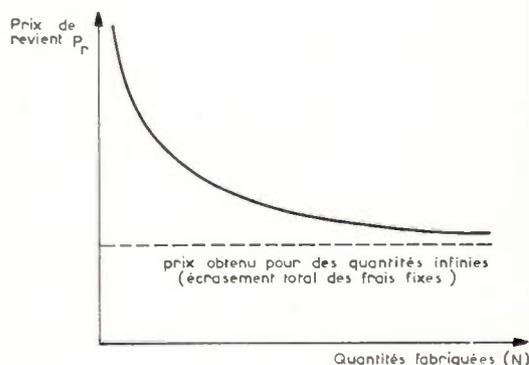


FIG. 1. — Allure de la fonction prix = f(quantité) dans une fabrication de structure donnée (dans la forme  $P_r = \frac{A}{N} + B$ ).

Les frais fixes sont définis par la structure de l'entreprise. Sans entrer dans le détail et en reconnaissant que l'on se limite par cette restriction aux ordres de grandeur et que l'on néglige donc certaines nuances, on peut dire que la structure est essentiellement

déterminée par le degré d'organisation de l'instrument de production. Pour la commodité, on distinguera l'artisanat, le semi-automatisme et l'automatisation. Rien n'est péjoratif dans ce terme d'artisanat, il peut s'agir d'une organisation parfaitement apte à procurer une assurance satisfaisante de la qualité, mais l'entreprise artisanale se caractérise par le recours à une main-d'œuvre directe abondante sur des places de travail qui peuvent être excellemment étudiées. L'automatisation conduit, à la limite, à la suppression complète de l'intervention manuelle. Le semi-automatisme occupe une situation intermédiaire entre ces deux formes extrêmes de l'exécution du travail de transformation.

Toutes les formes de transition sont possibles entre le travail d'essence manuelle et la fabrication entièrement automatique, mais on conviendra que les frais fixes seront d'autant plus élevés que l'outillage sera plus perfectionné, c'est-à-dire que tout progrès notable dans l'équipement qui diminue le temps de MO s'accompagne d'un accroissement des frais fixes.

On doit donc considérer une famille de courbes :

$$P_r = \phi(N),$$

qui ont toutes la même allure, mais qui se placent respectivement comme indiqué figure 2.

Nous parvenons à une première conclusion fondamentale sur laquelle repose la plupart des raisonnements ultérieurs :

Les deux courbes (fig. 2) se coupent en un point  $S$  qui définit un seuil de volume de production  $N_s$ . Pour des quantités inférieures à  $N_s$ , c'est la formule la moins perfectionnée qui est la plus compétitive. L'avantage se renverse si les quantités à fabriquer sont supérieures à  $N_s$ . C'est alors la fabrication dont la main-d'œuvre directe est la plus réduite qui devient la plus compétitive.

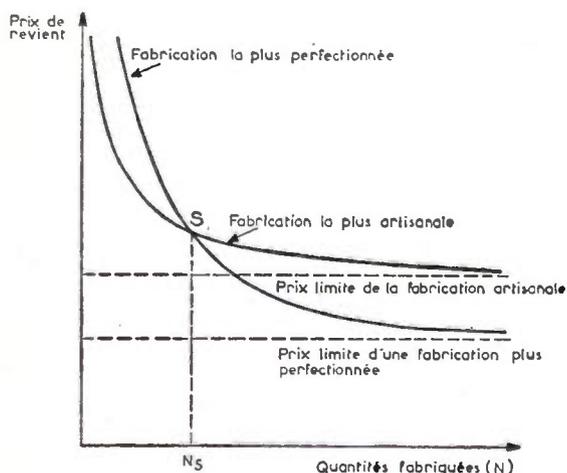


FIG. 2. — Position relative des courbes représentatives des fonctions Prix. — Quantité pour deux fabrications d'un même produit mettant en œuvre deux procédés de degré différent de perfectionnement.

### 3.4. ETUDE D'UN CAS D'EXPÉRIENCE

La figure 3 analyse un cas rencontré dans une entreprise de composants. Les points figuratifs ont été soit obtenus expérimentalement, soit calculés en imaginant une situation aussi proche que possible du réel. Certaines parties des courbes sont évidemment théoriques, car il serait ruineux de mener des expériences interdites par la dimension du marché.

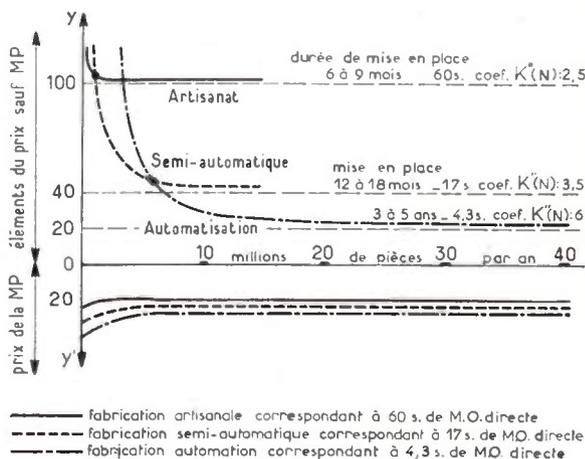


FIG. 3. — Courbes expérimentales donnant 3 variations des prix de revient en fonctions des quantités fabriquées. Les dépenses de M. P. sont portées dans la direction  $Oy'$ , de manière à pouvoir être aisément distinguées des dépenses de main-d'œuvre directes, y compris charges sociales ( $K, MO$ ) augmentées des frais de production proportionnels aux quantités fabriquées ( $D + E_n$ ).

On remarquera que le terme  $MP$  a été explicité séparément de manière à en donner une analyse plus claire. L'allure des courbes  $MP = \psi(N)$  s'explique par les deux faits suivants :

- plus les quantités achetées sont grandes, plus le prix d'achat décroît par pression sur le fournisseur ;
- plus la fabrication est automatisée, plus les cahiers des charges qui définissent la matière première sont exigeants (car les machines sont généralement beaucoup moins tolérantes que la main-d'œuvre manuelle), et, par conséquent, plus les prix de  $MP$  s'élèvent.

Par ailleurs, si l'on considère dans la formule (3) la somme :

$$E_n + D + K_1 MO,$$

plus la main-d'œuvre directe se réduit par l'automatisation des chaînes de production, plus s'accroissent les dépenses d'énergie  $E_n$  (électricité, air comprimé, etc.) et les dépenses diverses  $D$  (amortissement des machines, frais financiers attachés aux équipements usine, encadrement, maintenance, etc.), si bien qu'il y a compensation partielle de l'économie de main-d'œuvre directe par augmentation des autres postes des dépenses proportionnelles au volume de la production.

En revenant à la formule (5), on dira que les coefficients de structure  $K'(N)$  et  $K''(N)$  croissent en même temps que  $N$  en suivant des lois variables selon

« l'élégance » des solutions techniques mises en œuvre. La figure 4 donne l'allure des variations de  $K''$  suivant le degré d'automatisation (exprimée en nombre de secondes de main-d'œuvre directe nécessaire à la production d'une pièce).

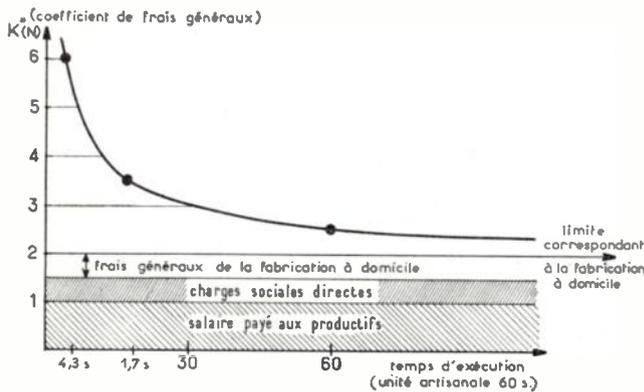


FIG. 4. — Variation du coefficient de frais généraux  $K''$  (N) en fonction du degré d'automatisation.

La figure 3 étudie le cas d'une fabrication artisanale, à laquelle est attaché un temps de main-d'œuvre de 60 secondes, d'une fabrication semi-automatique avec 17 secondes et d'une automation quasi-totale à 4,3 s de MO directe. Le tableau II suivant est tiré de ce graphique et donne les différents prix de revient obtenus pour 4 volumes annuels de production différents.

TABLEAU II

	$P_r$ volume annuel 1 million pièces	$P_r$ volume annuel 4 millions pièces	$P_r$ volume annuel 10 millions pièces	$P_r$ volume annuel 25 millions pièces
Solution artisanale 60 s MO ...	125	123	122	120
Solution semiautomation 17 s MO .....	150	75	64	60
Solution automation 4,3 s MO..	> 300	160	55	45

4. Structures concentrées et structures dispersées

4.1. Les courbes théoriques de la figure 2, les courbes expérimentales de la figure 3 et les résultats du tableau précédent nous permettent de retrouver des résultats depuis longtemps énoncés par les économistes.

a) si le marché est trop étroit, la seule formule viable est l'artisanat. Cette formule n'est pas sélective, car, au-delà d'un volume restreint de production, le prix unitaire s'abaisse peu lorsque croissent les quantités. La faiblesse du danger de sélection naturelle engendre les gros profits relatifs et la prolifération

des producteurs. L'élément essentiel du prix de revient est la main-d'œuvre directe dont la cherté est immédiatement ressentie par l'employeur.

b) Si le marché est très grand, la seule formule payante est l'automation. L'avantage conféré par la puissance de l'outillage est ici tellement grand que la configuration en un petit nombre de centres de production est seule autorisée. Il faut donc assurer dès l'origine la possession d'un marché assez large pour justifier le perfectionnement ultime de l'instrument de production. La méthode la plus courante est la pratique des prix précalculés dans l'hypothèse d'une fabrication de grande série, alors même que l'échelle des productions commençantes ne permet pas encore l'obtention de prix aussi bas. On comprend que cette formule — dans laquelle n'intervient plus comme un phénomène majeur le prix de la main-d'œuvre ouvrière — conduise à la « civilisation de l'abondance », puisque l'un des principaux bénéficiaires est le client auquel est transférée la majeure part des gains de productivité, parfois par anticipation dans la période de lancement d'un produit nouveau.

c) Il existe bien entendu tous les états intermédiaires entre les états « purs » a) et b).

4.2. Sous la double pression de l'élargissement géographique des marchés et de la puissance accrue de la consommation, l'industrie française des composants électroniques est confrontée depuis quelques années avec le passage du premier mode d'économie d'essence artisanale au second mode caractérisé par le plein

effets rappellent l'intervention de champs de force mécaniques ou magnétiques.

Nous avons essayé de grouper dans le tableau III l'ensemble des influences qui s'exercent sur l'économie de l'industrie des composants électroniques soit pour en faciliter la structuration en oligopoles, soit

inversement pour en maintenir ou en relancer la dispersion.

4.3. Les deux premiers chapitres du tableau III relatifs aux « phénomènes de dimension » et à la politique de gestion des entreprises n'ont pas besoin d'explications. Les interventions des facteurs signalés

TABLEAU III

	Facteurs favorables à la structuration en oligopoles	Forces agissant dans le sens d'une dispersion de l'industrie des composants électriques
Fiscalité, systèmes de financement, interventions diverses de l'Etat.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Taxes récupérables (TVA).</li> <li>- Avantages fiscaux accordés en cas de fusion ou de concentration d'entreprises.</li> <li>- Facilités de crédits accordés aux entreprises pour la mise en place d'outillages très perfectionnés, etc.</li> <li>- Etc.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Taxes à la transaction non récupérables (Italie, Allemagne).</li> <li>- Mise en œuvre de lois antitrust.</li> <li>- Avantages préférentiels aux P.M.E.</li> <li>- Etc.</li> </ul>
Dimensions des marchés	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Croissance de la dimension globale : a) par extension géographique, b) par accroissement du volume d'activité de l'Electronique.</li> <li>- Croissance des dimensions des entreprises clientes.</li> <li>- Etablissement de programme de consommation à long terme.</li> <li>- Protection contre les importations de produits ou de techniques étrangères.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Limitation parfois à des niveaux quantitatifs très faibles des besoins en composants spéciaux.</li> <li>- Dispersion, excès d'individualisme et versabilité de la clientèle.</li> <li>- Absence de programme de consommation à long terme.</li> <li>- Importations de produits étrangers.</li> <li>- Interventions anarchiques de techniques concurrentes (intoxication publicitaire).</li> </ul>
Technicité	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Accroissement du caractère indispensable et du volume des FRAIS FIXES TECHNIQUES (notion de « masse critique de recherche »).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Désuétudes des produits et des procédés entraînées par les PROGRÈS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES.</li> </ul>
Intervention des administrations techniques.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Instauration des systèmes de spécifications, homologations, contrôle centralisé.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Subventions pour recherches scientifique et technique.</li> </ul>
Facteurs socio-psychologiques	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Conscience d'une responsabilité collective.</li> <li>- Volonté de puissance.</li> <li>- Etc.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Développement des initiatives individuelles.</li> <li>- Limitation des risques techniques, industriels ou commerciaux.</li> <li>- Etc.</li> </ul>
Politique de gestion des entreprises.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Bonne connaissance des prévisions de marché et précalculs exacts des prix de revient (succès de prospective).</li> <li>- Réaction devant le danger de concurrences étrangères.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Erreurs sur les prévisions de marché et sur les prix de revient précalculés (échecs de prospective).</li> <li>- Tendance à « l'intégration » des productions de composants dans les usines des utilisateurs.</li> <li>- Protection excessive contre la concurrence étrangère donnant aux divers concurrents nationaux un sentiment illusoire de sécurité.</li> </ul>

se déduisent très directement de l'observation des particularités des courbes des figures 1 à 4 dont elles sont, en quelque sorte, les théorèmes d'application.

Nous porterons, au contraire, une attention particulière sur les facteurs techniques, qu'il s'agisse d'actions concertées ou de l'importance de la technique sous ses deux aspects contradictoires : facteur de concentration et moteur de la dispersion des instruments de production, car, ici, nous sommes au centre des préoccupations quotidiennes des ingénieurs.

Notons au passage que nous croyons n'avoir fait jusqu'ici que de la science expérimentale. Il n'y a aucun jugement de valeur porté sur telle ou telle tendance d'évolution de l'industrie. Nous sortirons de cette stricte objectivité, toutefois, en remarquant que, seul, l'établissement d'une grande communauté d'intérêts économiques telle que la C.E.E. pouvait permettre le véritable déploiement de l'industrie des composants. Le cadre français, trop étroit, ne permettait même pas de concevoir une automatisation quelque peu importante des procédés de fabrication et figeait donc l'industrie nationale dans une structuration internationalement non compétitive.

#### 4.4. L'INFLUENCE SUR LA STRUCTURE DU SYSTÈME DES ACTIONS CONCERTÉES DANS LE DOMAINE DU CONTRÔLE DE LA QUALITÉ : SPÉCIFICATIONS ; HOMOLOGATIONS ; CONTRÔLE CENTRALISÉ

L'expérience menée par le C.C.T. auquel s'est pleinement associée la F.N.I.E. peut maintenant être jugée avec le recul qu'autorise une expérience poursuivie sur plusieurs années. La définition de cahiers des charges utilement difficiles, c'est-à-dire correspondant aux besoins minimum raisonnables des utilisateurs, a eu pour effet d'apprendre aux entreprises comment elles se situaient dans le domaine de la qualité. Certains ont abandonné, car les objectifs proposés se révélaient hors de portée. D'autres ont compris que, pour jouer le jeu, il était nécessaire de refondre l'organisation : mettre en place un service de Contrôle Qualité indépendant des services de fabrication, séparer ce qui était études et préparation de ce qui était proprement production. Ainsi se sont constitués des frais généraux indispensables à « l'assurance de la Qualité » et à la préparation de la « fiabilité » qui ont éliminé encore quelques candidats et encouragé d'autres à accroître leurs volumes de production pour mieux écraser les frais fixes. D'où un développement de l'esprit de compétition et de la volonté d'exportation d'un petit nombre de Sociétés dotées d'un bon esprit d'entreprise et bien adaptées à accepter et à mettre en œuvre les nouveaux progrès techniques.

Ces conclusions ont probablement une portée générale. Chaque fois qu'une règle du jeu peut être bien précisée et strictement appliquée, elle décourage les amateurs ou ceux qui étaient tentés de se tromper de vocation. Elle consolide les plus valables assez entreprenants pour accepter l'effort proposé et assez forts pour le supporter.

Il ne faut pas sous-estimer la valeur économique de règlements tels que ceux qui ont été proposés et mis en œuvre par le C.C.T. Leur justification européenne est qu'ils sont adaptés sans surenchère à

l'intérêt de l'utilisateur des composants électroniques, qu'ils peuvent être facilement étendus à l'extérieur de nos frontières et que leurs similitudes raisonnées avec les normes MIL leur confèrent un caractère certain d'universalité.

#### 4.5. LES FRAIS FIXES TECHNIQUES

Il n'est aujourd'hui plus concevable d'assurer à long terme l'avenir d'une industrie de composants si l'on ne dispose pas d'un certain nombre de services parfaitement individualisés dans l'entreprise et dont la participation dans les frais fixes globaux s'établit à un niveau relativement considérable.

Rappelons les principaux de ces services :

- a) Laboratoire de recherches,
- b) Service de Technogénie (dit aussi de Développement, ou des Méthodes, ou encore Engineering),
- c) Ateliers pilotes de lancement,
- d) Service Contrôle Qualité.
- e) Laboratoire d'application et d'assistance technique client.

Si a) est une dépense unitaire, on sait que b) + c) coûtent environ 10. Les dépenses de Contrôle Qualité et d'assistance client s'accroissent d'année en année et compensent en partie les réductions observées sur les prix de fabrication proprement dits.

Il est difficile de chiffrer ces différents postes de dépenses. C'est une question de cas d'espèces ; ce qui est vrai pour les tubes ou les semiconducteurs n'est pas transposable dans le domaine des pièces plus simples comme les condensateurs ou moins évolutives comme les haut-parleurs ou les transformateurs. On donnait souvent autrefois une proportion du chiffre d'affaires comme réinvestie dans le progrès technique. Dans la phase actuelle de mutation des structures et d'évolution rapide des volumes de production, cette notion a perdu son sens. C'est plutôt de seuil minimum absolu qu'il faudrait parler en entendant par là la « masse critique » de dépenses techniques nécessaire pour progresser autant que la moyenne des concurrents internationaux les plus dangereux. Les chiffres sont rarement communiqués. Les confrontations sont donc difficiles, mais, pour situer les idées en proposant un ordre de grandeur, disons qu'une Société spécialisée dans la fabrication des semiconducteurs, à supposer même qu'elle reçoive une assistance technique étrangère qui impose une difficile adaptation (sauf s'il s'agit d'une usine de pur montage), devra investir dans le progrès technique et dans la promotion des produits nouveaux, si elle veut prétendre à jouer un rôle notable dans l'Europe de demain sans se cantonner dans une spécialité trop étroite, un minimum annuel de 10 millions de F indépendamment des ressources qu'elle peut se procurer par des contrats d'études des Administrations aux niveaux actuels<sup>(3)</sup>.

On conçoit que, dans ces conditions, la « masse critique » des frais fixes techniques soit un facteur de cristallisation de l'industrie.

(3) et indépendamment, bien entendu, des investissements en outillages de production.

## 4.6. L'AGITATION DUE AU PROGRÈS TECHNIQUE

La cristallisation d'une technique au niveau de l'automation suppose un certain délai de définition du produit final et des procédés de fabrication, de construction des machines automatiques, de réglage, de mise en place et de contrôle des outillages spéciaux. La durée totale de ce cycle pour un produit nouveau peut être estimée entre 3 et 5 ans. Ce délai est difficilement abrégé, car il faut en outre créer et développer le marché de consommation (sauf en matière d'armement où un programme peut être, théoriquement du moins, engagé dans le seul délai de l'élaboration et de la transmission de la décision).

L'Électronique d'aujourd'hui évolue si vite que le cycle n'a souvent pas le temps d'être accompli et déjà le produit apparaît comme désuet. Le progrès technique à cette cadence effrénée apparaît ainsi comme anti-économique. Pour un observateur extérieur à la spécialité, l'avidité d'invention des chercheurs et l'esprit d'entreprise des promoteurs de nouveaux produits a quelque ressemblance avec le mouvement brownien qui, dans les liquides et dans les gaz, vient constamment interdire les groupements harmonieux de molécules. En fait, le moteur de la recherche scientifique et technique dans nos disciplines est, nous le savons tous, dans la concurrence Est-Ouest, et non dans la concurrence des entreprises entre elles. Il est devenu faux de dire que les entreprises

mènent des recherches pour « faire de l'argent ». Il est vrai qu'il est devenu vital d'investir dans les laboratoires pour survivre. Il est vrai que celui qui sort « le premier » la solution « la plus élégante » et l'exploite, s'enrichit. Mais, à la propriété de l'invention tend à se substituer la force prépondérante de la puissance de production. Il est donc devenu essentiel de prolonger l'effort de recherche par une action massive et rapide dans le développement et l'exploitation industrielle et commerciale des produits nouveaux, malgré le risque de désuétude qui introduit une sorte de contradiction économique dans le processus.

On conçoit que, dans la mesure où la part principale des dépenses de recherches et de développement ne provient pas de la caisse des industriels, mais de celle des Etats, cette perpétuelle remise en question des positions techniques soit une source de dispersion de l'industrie.

Le tableau IV donne, à titre de curiosité, la somme probablement incomplète des inventions en matière de lumière cohérente dont la théorie avait été prévue depuis bien longtemps par EINSTEIN, mais dont les premières réalisations ont été annoncées aux U.S.A. en 1960.

Comment seulement choisir entre les différentes solutions du tableau IV si l'on ne possède pas soi-même une parfaite maîtrise théorique et pratique de cette question ?

TABLEAU IV

DIFFÉRENTS TYPES DE LASERS DÉCRITS PAR LA LITTÉRATURE  
DEPUIS LA MISE AU POINT DE LA PREMIÈRE DÉMONSTRATION  
PAR MAIMAN (Hughes) rubis 1960 - JAVAN (Bell) haz 1961 - Plusieurs simultanés S-C 1962

Type de lasers	Date de publication	Premier Auteur	Matériau	Mode d'excitation	Principales caractéristiques
Gaz	1961	JAVAN (Bell)	He - Ne	Décharge électrique	Opération continue Extrême finesse de raie (jusqu'à 1 cp/s)
Cristal ou Verre	1960	MAIMAN (Hughes)	rubis dopé au chrome (une trentaine de cristaux et verres différents avec dopages différents ont été proposés depuis l'expérience de MAIMAN).	Excitation optique	Puissance crête considérable
Semi-conducteurs	1962	Plusieurs laboratoires	Ga As et divers composés intermétalliques	Injections de porteurs minoritaires	Rendement Opération continue Choix de la longueur d'onde

Exemple-type : 50 publications dans les seuls « PROCEEDINGS OF I.R.E. » en 1962

#### 4.7. L'EFFET DE DISPERSION DES CONTRATS DE RECHERCHES

Des actions concertées ont été engagées en France dans le cadre de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique dans le but de stimuler l'effort de recherches des Universités et des organismes publics ou privés dans la direction de certains objectifs considérés comme d'intérêt national. Cette expérience est à peine lancée et il est impossible d'en examiner aucune conclusion. Par ailleurs, les contrats de recherches engagées dans le domaine des composants électroniques par les Armées ou par certaines Administrations techniques au cours des dix dernières années ont été ou trop orientés vers des objectifs pratiques ou insuffisants par leur masse pour peser considérablement sur la structure de l'industrie. On peut cependant attribuer à l'intervention des études prises en charge par les 3 Armes et par le C.N.E.T., ainsi qu'aux efforts propres des laboratoires de ces Administrations, une part très importante de responsabilité dans la situation de premier plan qu'occupe l'industrie française des composants professionnels en Europe.

L'ampleur des sommes dépensées par le Gouvernement américain depuis le lancement du premier sputnik dans la recherche électronique effectuée au sein d'entreprises privées a atteint des volumes écrasants au regard de l'économie française et suffisants pour influencer notablement la structure de l'industrie électronique d'outre-atlantique.

Des études de très grande importance ont été exécutées par des entreprises qui, en l'absence de cette forme particulière d'intervention, ne se seraient pas aventurées dans des spécialités telles que tubes spéciaux, semiconducteurs, système de microminiaturisation, et autres. Si bien que l'industrie américaine des composants électroniques offre aujourd'hui un visage incompréhensible à celui qui, vers les années 1952-1954, aurait cherché à prévoir l'évolution probable de cette branche de spécialités. Il est vrai que le résultat pratique est atteint : l'Electronique occidentale surpasse très probablement la concurrente orientale en performances de pointe et en capacité de production de grande série, mais au prix d'une situation très artificielle de l'industrie pour le moins au regard des critères anciens qui voulaient que la libre entreprise fut propriétaire des instruments de sa promotion technique.

On peut donc dire, avec sérieux, qu'aux U.S.A., le financement gouvernemental de la recherche scientifique et du développement technique a eu pour effet une fragmentation artificielle de l'industrie (près de cent candidats à la production des éléments semiconducteurs courant 1960) et l'on peut même se demander s'il ne s'agit pas là d'une loi économique générale et si « l'effet de dispersion de tout système de subventions n'est pas indépendant de la volonté et de l'autorité des bailleurs de fonds ».

Notons que, là encore, il faut se garder de tout jugement de valeur hâtif, car cette dispersion peut constituer comme une sorte de limon à partir duquel jaillira une industrie forte, même si l'on perd au passage certains avantages de structuration en entreprises plus concentrées.

#### 5. Sur l'aspect économique de la controverse concernant le choix des composants électroniques pour les matériels de la catégorie « Professionnels »

Comme le montre l'étude du paragraphe 3 ci-dessus, la sensibilité du prix de revient aux quantités est si considérable qu'il est légitime de chercher à profiter au maximum de l'écrasement des prix des produits fabriqués en grande masse par une extension de leurs domaines d'applications d'origine. Il existe actuellement deux marchés de très grande consommation : les matériels Grand Public et les calculatrices électroniques. Ne serait-il pas judicieux de construire les matériels d'usage civil à partir des composants utilisés par ces branches d'industrie ? Ne pourrait-on pas même étendre cette règle aux équipements militaires appelés à travailler dans des conditions d'environnement tolérant (matériels utilisés seulement au sol en métropole, matériels fonctionnant en cabines climatisées, etc.) ?

Supposons résolues les difficultés techniques soulevées par une ambition de cette nature. Comment se pose le problème du point de vue économique ?

Quant à l'avantage en cas de réussite, il est assez facile à calculer. Les écarts sont évidemment largement variables selon les catégories de pièces auxquelles on s'intéresse. On pourra chiffrer cependant grossièrement l'économie en sachant qu'aujourd'hui, l'échelle des prix entre composants « G.P. », « Calculateurs » et « Professionnels » se tient grosso modo comme (1) ; (2,5 ± 1) ; et (8 ± 5).

Si donc un matériel de télécommunication aujourd'hui construit avec des pièces dites « professionnelles » pouvait n'utiliser que des composants pour « G.P. » ou pour « Calculateurs », les approvisionnements seraient réduits respectivement au  $\frac{1}{8}$  ou à  $\frac{2,5}{8}$  (soit à  $\frac{1}{3}$ ) de leur coût actuel.

Il importe ici de faire 3 remarques :

a) Une grande part des composants imposés par les caractéristiques des matériels professionnels ne trouve pas d'équivalents substituables dans le domaine Grand Public. La situation est un peu plus favorable si l'on essaie de rapprocher domaines Professionnels et Calculateur.

b) Il n'est pas possible, dans notre système économique au moins, de compliquer si peu que ce soit les conditions d'une fabrication de masse pour en étendre le domaine d'application si l'extension proposée n'apporte qu'un marché supplémentaire négligeable au prix d'une augmentation même minima du prix de revient.

Le raisonnement sur les ordres de grandeur suffit à rendre compte de cette impossibilité :

*Cas d'une pièce G.P.* : Supposons que le perfectionnement demandé accroisse de 20 % le prix de revient (ce qui est probablement un minimum, compte tenu de l'écart actuel des niveaux de qualité) et apporte un marché supplémentaire de 5 % (ce qui correspond approximativement aux différences de puissance de consommation).

Dans l'état antérieur, pour une dépense  $P_r \times N$ , le producteur vendait  $N$  pièces dans le seul domaine G.P. pour  $N(P_r + F_d + \varepsilon)$ ,  $\varepsilon$  représentant le profit, et  $F_d$  les frais de distribution attachés à une pièce.

Dans la nouvelle hypothèse, la production sera de  $N(1 + 0,05)$  et la dépense de production de  $1,20 P_r \times N(1 + 0,05) \approx 1,26 N \times P_r$ . L'encaissement dans le domaine G.P. sera toujours  $N(P_r + F_d + \varepsilon)$ , car le *prix de marché*, imposé par la concurrence, ne permet pas de vendre au-dessus de  $P + \varepsilon$  aux clients du domaine G.P., même si la qualité est supérieure (inutilement supérieure).

En admettant que le producteur ne fait aucun profit sur les ventes dans le secteur professionnel, il lui faudra pour rentrer dans ses débours encaisser  $0,26 N(P_r + F_d)$  pour un volume de vente de  $0,05 N$ , soit un prix unitaire de  $\frac{0,26}{0,05} P_r$  cinq fois supérieur à celui pratiqué dans le domaine G.P....

Il conviendrait en outre d'introduire un nouveau coefficient de majoration pour tenir compte de la différence des frais de distribution entre les deux secteurs de consommation.

*Cas d'une pièce « Calculateur »* : L'écart des puissances de consommation est ici approximativement comme 100 et 15 et l'on peut admettre qu'une élévation du prix de revient de 10 % réussirait à universaliser l'application du composant.

Le même calcul que ci-dessus conduit au résultat suivant :

Si le prix dans le domaine Calculateur est 1, le prix dans le domaine professionnel devrait être (sans tenir compte de la différence de structure observée à la distribution) de 1,76.

Encore faudrait-il qu'il soit commercialement soutenable qu'une même pièce soit vendue ici 1 et là 1,76...

*Conclusion* : Pour un composant électronique faisant l'objet d'une fabrication de masse, l'extension du domaine d'emploi n'est possible que si cette extension n'entraîne aucune augmentation de prix de revient.

Etant donné qu'en technique, les avantages gratuits sont rares, le mieux est d'accepter la pièce telle qu'elle est définie par son emploi de masse et d'examiner dans quelle condition elle pourrait être appliquée à d'autres usages.

c) La troisième remarque a trait au caractère *fugitif* des consommations de masse. Le passage des circuits à tubes aux circuits à transistors est susceptible de modifier en 12 à 24 mois toute la physionomie du marché des composants Grand Public. Les calculateurs se succèdent par générations. Tel modèle de transistor ou de diode, tel dispositif à mémoire utilisé aujourd'hui à plusieurs millions d'exemplaires par an, voire par mois, seront brusquement remplacés par des modèles non substituables lorsque la formule actuelle de calculatrices électroniques aura cédé la place à une autre plus moderne. Le cycle de vie d'une solution déterminée a tendance à s'abrégé. La désu-

tude qui survenait jusqu'ici au bout de 4 à 5 ans apparaît maintenant après 3 années environ.

L'utilisateur extérieur au domaine des calculateurs est nécessairement mal renseigné sur la nature du choix qui va être fait des nouveaux composants pendant la période d'étude des prototypes. Il ne s'agit pas seulement d'une affaire de secret commercial, mais d'une hésitation entre plusieurs solutions techniques possibles, hésitation brisée brusquement au moment de la décision finale. Les prix des composants, jusqu'ici théoriques et prévisionnels, correspondent tout à coup à des fabrications de masse déclenchées en quelques 18 mois à 2 ans. Ce qui est important pour l'utilisateur accessoire, c'est de connaître le comportement des prix de cession *après la période de consommation de masse*. Cette prévision peut être faite par déduction des études de la fonction (prix, quantité) examinées au chapitre 3 ci-dessus.

La figure 5 rend compte de l'allure de l'évolution dans le temps des prix de revient et, d'une manière plus discutable il est vrai, des prix de vente. Trois phases sont distinguées :

- la période d'établissement du marché,
- la période de grande consommation,
- la disparition du marché de grande consommation.

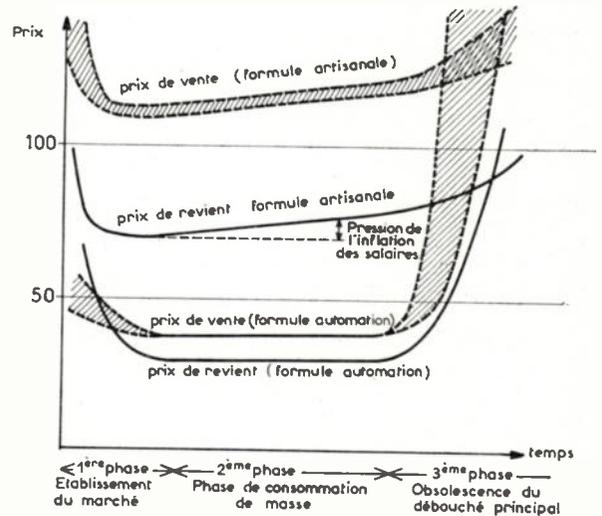


FIG. 5. — Évolution théorique dans le temps des prix de revient et de vente d'un composant électronique, (Dans la période d'obsolescence, les prix de vente ne peuvent pas être pronostiqués aisément. Ils sont alors très influencés par des phénomènes parasites : existence de stocks d'inventures ; disparition de la concurrence ; degré d'amortissement des outillages ; degré d'attraction du producteur pour la conversion de la production, etc.).

On a considéré les deux cas théoriques extrêmes : fabrication d'allure artisanale, fabrication entièrement automatisée. Le comportement très différent de la fonction (Prix, Quantité) dans ces deux formules a pour effet de donner une variation très différente des prix de revient dans la période d'obsolescence. Il

faut prendre garde au fait que ces notions ne nous sont pas familières, car, jusqu'à ces dernières années, notamment avant l'établissement réel de la communauté européenne, il n'existait pas dans notre pays de marché de consommation de masse, donc de fabrications automatisées de composants.

La conclusion de l'étude dont la figure 5 rend compte est que le prix d'un composant de grande série ne reste bas que pendant la période de consommation de masse. Si ce composant est introduit dans des domaines accessoires comme les matériels de télécommunications civils ou militaires, l'affaire n'est bonne, sous l'angle économique, que pendant une durée limitée et définie par le débouché principal. Il faut donc s'attendre à rencontrer de grandes difficultés pour la poursuite des fabrications, la maintenance et la rénovation au-delà de la date de disparition du marché principal.

Dans le langage du physicien, on peut dire que la consommation secondaire n'apparaît que comme une fluctuation du gros phénomène qu'est la consommation de masse et qu'elle n'en modifie pas la loi globale de variation.

Il est alors possible de concevoir des industries des matériels civils, de certains équipements militaires et des appareils de mesure qui « s'accrocheraient » au marché des composants de masse, mais il faudrait en même temps aller jusqu'au bout des conclusions et renoncer à fabriquer et à maintenir au-delà de la période d'obsolescence du marché de grande consommation. Autrement dit, si l'on s'alimente à la même source que les matériels Grand Public ou que les calculateurs, il faut en même temps accepter de se caler en phase sur le signal principal sans être en mesure d'agir sur la vitesse de variation de phase, ni même sur la fréquence de la source.

Cette pratique est contraire à la tradition européenne, mais elle est commune aux économies des vastes marchés. Les U.S.A. nous offrent l'exemple d'une mise au rebut rapide des matériels parce qu'ils sont « désuets » même s'ils sont encore « réparables ».

En ce qui concerne les Administrations françaises, il faudrait, en quelque sorte, passer à la notion de *produits de consommation* pour des matériels qui étaient jusqu'ici considérés comme des *produits d'équipement de longue durée*.

Notons au passage avec quelle facilité les lois de la formation du prix dans les fabrications de masse font déboucher, par une sorte d'entraînement mécanique, sur « l'économie de consommation » que certains, jugeant avec d'autres critères, appelleront « économie de gaspillage ».

5.1. Ce problème de l'emploi des composants à destination Matériels Grand Public ou Calculateur doit être distingué d'un autre également fondamental pour l'économie de l'industrie des composants et qui concerne l'étalement de certains frais généraux, techniques et autres, sur plusieurs fabrications simultanées dans un même ensemble industriel. C'est le problème du voisinage de fabrications de composants à performances différentes et à destinations variées : G.P.,

calculateurs, équipements professionnels, équipements spéciaux.

Cette question a des aspects très divers qui entretiennent naturellement la controverse : transfert des résultats d'études ; différences d'esprit entre la fabrication de masse et celle des « produits fins » ; sélection ou non de types professionnels à partir de la population très étendue d'une production à tous usages ; détermination des prix de revient en cas de mixage de certaines opérations de fabrication ; valeur d'une homologation en présence d'une méthode de production mal individualisée ; politique d'écoulement de surplus des spécimens hors tolérance des chaînes de composants professionnels, etc.

La seule manière constructive d'aborder ce problème est l'examen, cas par cas. Chercher des règles générales conduit à lancer une interminable discussion. Ce qui est vrai pour les résistances à couche carbone est différent pour telle espèce de condensateurs dont le comportement n'est pas semblable à celui des tubes, eux-mêmes inassimilables aux semiconducteurs. La réponse est différente, pour un même objet, aux U.S.A., en France et en Italie, car l'étendue et la spécificité du marché interviennent elles aussi très profondément dans les solutions.

Beaucoup de malentendus seraient évités si l'on se gardait de la tentation de transférer d'un domaine dans un autre une philosophie vraie ici, mais fautive là.

Ces risques étant exprimés, nous allons cependant essayer d'énoncer quelques lois. Ces conclusions seront contestées, nous l'imaginons bien, mais leur classement et leur énoncé permettront peut-être de clarifier un peu les discussions.

— sur le transfert des connaissances en matière de technique profonde :

Depuis la guerre de Corée, l'effort de recherche associé aux objectifs définis et soutenus par les militaires a eu une ampleur telle que le sens d'écoulement de la technique a été, à notre connaissance, sans exception, conforme au schéma représenté figure 6.

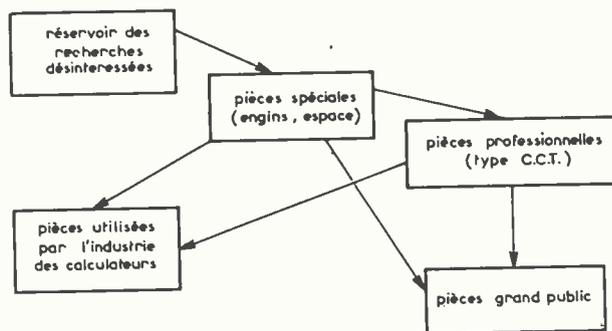


FIG. 6

Ce schéma montre bien que les frais généraux associés au progrès technique ont été essentiellement absorbés par les deux premières catégories de produits fins. A l'exception des ferrites, mais leur invention est antérieure aux années 50, on ne peut citer aucun cas de techniques découvertes à l'usage du Grand Public et remontant de l'aval vers l'amont.

— Sur le transfert des connaissances en matière de méthodes de production :

Il faut ici proposer un schéma différent (fig. 7), car les productions à usage professionnel offrent des débouchés généralement trop limités pour permettre même la conception d'outillages automatiques. Les choses se sont passées conformément au schéma ci-dessous jusqu'à ces dernières années, mais l'importance des séries de pièces de commutation (calculateurs, téléphone, etc.) vient aujourd'hui justifier des études d'automatismes propres à ces spécialités, sans qu'il soit nécessaire de recourir à l'influence des méthodes de l'industrie des composants Grand Public.

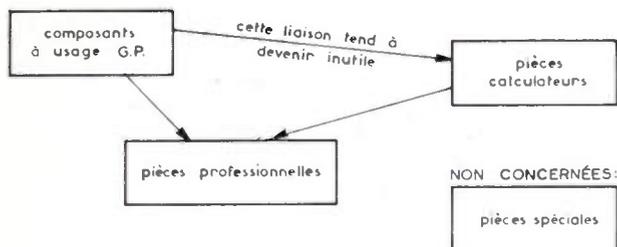


FIG. 7

— Sur le transfert des connaissances en matière de méthodes de Contrôle Qualité :

On doit proposer une hiérarchie encore différente de l'intervention des différentes spécialités (fig. 8).

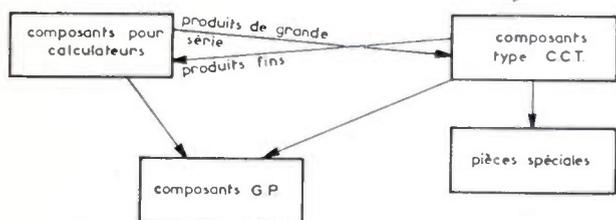


FIG. 8

A l'observation de ces 3 schémas, la première déduction qui vient à l'esprit est qu'il n'est possible de maîtriser complètement l'ensemble du problème des composants électroniques que si l'on réussit à faire cohabiter dans un complexe industriel unique (pas nécessairement dans la même usine) tous les types de spécialités. Ainsi pourraient s'opérer avec le maximum de chance d'efficacité les transferts de connaissances qui permettraient aux pièces G.P. d'être techniquement en avance, aux pièces professionnelles d'être produites avec des outillages très efficaces et à l'ensemble de connaître un optimum de qualité et de fiabilité. Cette condition paradisiaque est toutefois difficile à obtenir en raison des deux difficultés suivantes :

— la tension d'esprit des meneurs de jeu est appliquée à des objectifs différents s'il s'agit de productions de masse (calcul de performances satisfaisantes, mais juste suffisantes ; horreur de l'acrobatie technique ; esprit d'économie parfois sordide ; perfection de l'outillage de très grande série, etc.) ou s'il s'agit de produits fins (recherche de performances extrêmes ;

notion de qualité individuelle des spécimens fabriqués plus importants que la notion de qualité statistique, etc.).

Pour donner un exemple caricatural, il est clair que la fabrication des tubes pour câbles sous-marins n'a rien à gagner à la cohabitation avec celle de tubes à néon.

— la réussite dans un secteur donné peut faire négliger le développement d'un autre. A titre d'exemple, les années 1945-48 qui ont apporté aux U.S.A. un marché considérable dans le domaine de la télévision ont en partie neutralisé l'industrie dans ses efforts pour la conquête d'objectifs techniques professionnels. Capitaux et hommes ont été mobilisés au profit du marché le plus expansif et le plus rémunérateur. Réciproquement à partir de 1959, l'effort de haute technique lié aux programmes spatiaux a détourné l'industrie américaine du marché des récepteurs à transistors, situation dont l'industrie japonaise a su admirablement profiter.

C'est ici qu'apparaît dans toute son importance la notion de marque de fabrique et de réputation des producteurs. Le génie de certains les portera vers une excellente spécialisation dans un domaine déterminé dont ils sortiront difficilement, d'autres sauront associer séparation des responsabilités, spécialisation des ateliers et choix des hommes, de telle sorte qu'une raisonnable harmonie règne entre des productions dont l'esprit de gestion reste différent.

Et sans doute est-il heureux qu'il en soit ainsi, car, s'il existait une organisation à ce point parfaite que les facteurs humains fussent éclipsés, le système serait à coup sûr incapable de répondre sans un retard excessif aux évolutions qu'impose la situation fluide du monde électronique.

5.2. Une spécification étant « l'expression d'un compromis technicoéconomique », quelle doit être l'attitude des rédacteurs en présence de cette double tentation : étendre les domaines d'application des produits de masse ; faciliter le voisinage des fabrications à destinations différentes, mais de natures semblables ?

Nous ne voyons rien dans le système français qui s'oppose à une adaptation des spécifications aux meilleures conditions de productions. Fabricants et utilisateurs sont associés à la rédaction des projets et à leur adoption ; utilisateurs des secteurs professionnels ou assimilés restent libres d'adopter des cahiers des charges identiques à ceux qui sont en vigueur dans les marchés de consommation de masse et restent libres aussi de choisir des spécifications spéciales qui tiennent compte d'un facile transfert des résultats économiques ou techniques acquis dans les autres domaines d'application.

Il faut cependant reconnaître que l'existence des spécifications U.S. MIL qui imposent certaines caractéristiques nécessaires à l'interchangeabilité des Composants dans le domaine militaire vient contrarier la liberté que nous pourrions avoir d'adapter les spécifications C.C.T.U. aux seules conditions de l'industrie électronique française. Les normes MIL tiennent compte d'une étendue et d'une spécificité de la consommation qui n'est guère rencontrée qu'aux U.S.A.

Elles ne peuvent donc pas correspondre à un optimum économique européen. Leur influence a eu toutefois l'énorme avantage de proposer à notre industrie nationale un effort de qualité de niveau international et de conférer à nos produits certains caractères d'interchangeabilité dont nos exportateurs commencent à recueillir les fruits.

## 6. Fiabilité

La notion de fiabilité a déjà fait couler beaucoup d'encre. Ce n'est qu'un début, car l'ampleur du sujet défie l'analyse. Mais on s'accorde à reconnaître deux conditions comme nécessaires à la fiabilité d'un composant :

— l'identité des propriétés des spécimens issus d'une même fabrication.

— la connaissance de toutes les particularités de comportement (conditions de destruction aux limites de contraintes, évolution des caractéristiques au cours d'une longue durée de mise en stockage ou en service, etc.).

On peut soutenir sans paradoxe que des composants aux gros défauts connus, permettraient la construction de matériels fiables, à condition que toutes les précautions aient été prises pour que l'emploi s'accommode des défauts ou évite leur apparition. Comprise de cette façon, la fiabilité s'exprime comme « l'absence d'imprévu ».

Comment cette notion se relie-t-elle aux paramètres économiques de la production des composants ?

### a) Répétition de propriétés identiques :

Les résultats d'expérience rejoignent ici le bon sens. Plus est poussé le degré d'automatisation d'une production, plus les produits sont identiques entre eux. Sous cet aspect, les composants aux performances médiocres du Grand Public sont plus fiables que les composants professionnels aux caractéristiques très poussées fabriqués en petites séries artisanales. La fiabilité est un « sous-produit de la dimension du marché ». Elle accompagne, en quelque sorte gratuitement, l'abaissement de prix des fabrications de masse.

### b) Excellente connaissance des propriétés des produits :

La bonne connaissance des propriétés d'un composant est une question de quantité d'expérimentations et de quantité d'observations. Les expérimentations sont construites par le fabricant ou par l'utilisateur en vue de connaître le comportement de la pièce incriminée lorsqu'elle est placée dans certaines contraintes fixées à l'avance (température, humidité, chocs, vibrations, durées, etc.). Les observations résultent du dépouillement d'accidents fortuits provoqués par les conditions d'expérimentation ou d'utilisation, mais de nature imprévisible a priori. Ainsi, le composant acquiert une sorte de « métier » fait de science et d'histoire et sur lequel repose la garantie donnée par le fabricant à l'utilisateur.

Il va de soi que ce « métier » n'est valable que dans la mesure où les paramètres de la fabrication ne sont pas constamment variés, soit pour mettre en appli-

cation immédiate les derniers perfectionnements de la technique, soit pour abaisser les prix de revient.

Nous laisserons de côté, comme hors du sujet de cette étude, la pression de perturbation engendrée par le désir permanent de progrès technique pour concentrer notre attention sur le seul aspect économique du problème.

L'étude du § 3 nous a montré que la représentation des fonctions Prix Quantité :  $P_r = \phi(N)$  <sup>(1)</sup> formaient une famille de courbes dont une seule était la réponse optimale à une dimension déterminée du marché. Cela veut dire qu'à un marché  $N$  correspond un outillage de nature préférentielle et que cet outillage doit se perfectionner dans la voie de l'automatisation si le marché s'accroît à  $2N$ ,  $3N$ , ...  $pN$ . L'automatisation absolue constitue l'étape ultime rarement rencontrée dans l'Europe d'aujourd'hui dont les dimensions sont insuffisantes et le cloisonnement encore excessif pour justifier le déploiement complet des possibilités des techniques de grand automatisme. Dans la mesure où il n'existe pas de prévisions précises de consommation correspondant à l'engagement de programmes intangibles, on assiste donc à la mise en place d'outils de production de plus en plus perfectionnés adaptés à la croissance progressive de la demande du marché. Les chaînes de montage connaissent des phases successives de mutation susceptibles de modifier, à l'insu du fabricant, des propriétés intrinsèques de ses produits.

Quelle peut être la durée approximative de cette évolution ? Elle varie très largement selon différents facteurs tels que le caractère de nouveauté de la technique mise en œuvre pour le composant intéressé, le contrôle dont on peut disposer sur la consommation, les vicissitudes de la promotion commerciale. L'évolution est également contrôlée par la durée d'élaboration des techniques de semi-automatisme ou d'automatisme dont la mise en place s'étend approximativement sur un effort de 18 mois pour la première formule et de 3 ans ou davantage pour la seconde.

Si bien qu'avec l'accélération du progrès technique, les outillages définitifs de la fabrication de masse commencent à être éprouvés et obtenues les conditions qui garantissent la fixation de la technologie lorsque le produit est déjà annoncé comme désuet.

Il serait probablement redoutable de lutter artificiellement contre ce processus d'évolution. La contradiction qui apparaît entre fiabilité et progrès technique est le pendant de la contradiction déjà signalée entre bas prix de revient et relance des solutions techniques. Les mutations engendrent toujours des turbulences dont nous observons là quelques effets.

## 7. L'influence du prix de la main-d'œuvre dans les fabrications de composants

Au moment où l'industrie de notre pays est soumise de plein fouet à la concurrence de ses voisins européens et d'une manière plus mesurée, mais dont on parle d'élargir les libertés, à la concurrence atlantique et des pays à bas salaires, il est intéressant d'essayer

(1) cf. page 388.

de prévoir comment joue le facteur prix de la main-d'œuvre alors que tous les raisonnements précédents se sont seulement appuyés sur la loi de formation du prix de revient en fonction des quantités.

Une analyse sommaire de ce problème fait l'objet de la figure 9. On a repris le diagramme de la figure 3 et on lui a superposé la figure obtenue dans le cas où le prix de la main-d'œuvre se serait abaissée de 50 %, ce qui consiste à faire subir aux courbes de la figure 3 une transformation par affinité de rapport  $\frac{1}{2}$  le long de l'axe des prix.

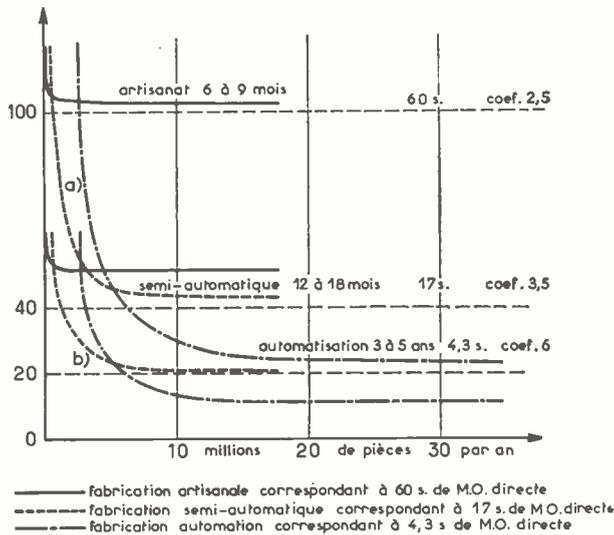


FIG. 9. — Prix de revient (matières premières exclues). Les éléments de la figure 3, matières premières exclues, sont reportés sur ce graphique : a) tels qu'ils sont fig. 3 ; b) tels qu'ils deviendraient dans l'hypothèse où la main-d'œuvre aurait un prix inférieur de moitié par rapport au cas analysé fig. 3.

Cette représentation revient à dire que, tout étant main-d'œuvre, tous les prix y compris ceux de la matière première et de l'énergie sont proportionnels au prix de la main-d'œuvre. Cette approche est une approximation acceptable pour les pays industrialisés de dimension de consommation semblable (pays européens, Japon). Elle est tout à fait inexacte pour les pays du tiers-monde où matières premières et énergie sont généralement obtenues à des prix supérieurs aux prix pratiqués dans les régions industrialisées.

Cette représentation suppose également que le spectre de la répartition des revenus entre ouvriers, employés et cadres est homothétique dans le pays à salaire 1 et le pays à salaire  $\frac{1}{2}$ , ou encore, comme on dit, que « l'ouverture de l'éventail des rémunérations » est conservée. Cette hypothèse est acceptable si l'on compare les pays européens entre eux ou le Japon à l'Europe. Elle est grossièrement fautive si l'on examine la situation du tiers-monde où les cadres sont d'une extrême cherté par rapport au salaire quasi-négligeable de la main-d'œuvre non qualifiée.

L'hypothèse est également responsable d'erreurs notables, mais dans l'autre sens, si l'on compare l'Europe aux U.S.A. où l'éventail des rémunérations est sensiblement plus resserré qu'en Europe.

Ces remarques faites, il n'en reste pas moins que l'observation des réseaux de courbes de la figure 5 rend assez bien compte des dangers d'une ouverture sans contrôle de l'économie européenne à la concurrence soit de pays tels que les U.S.A. favorisés par des « conditions de dimension » très différentes des nôtres, soit de pays tels que le Japon dont les conditions de rémunération de la main-d'œuvre sont encore anormales par rapport à l'Europe.

## 8. Essais de quelques conclusions

Trois phénomènes principaux interviennent aujourd'hui pour modifier fondamentalement les conditions du marché des composants électroniques :

- la rapidité de l'évolution technique,
- la croissance de la dimension du marché de consommation,
- l'introduction des méthodes d'automatisation.

La violence de ces courants, contradictoires en ce qui concerne le premier et les deux derniers, est caractéristique d'un phénomène de mutation.

8.1. L'étude de la fonction ( $P_r = f(\text{quantité})$ ) montre que « le prix est un sous-produit de la quantité ». L'acquisition des marchés de grandes dimensions est la condition première à la mise en place des techniques modernes de production. Les concurrents anticipent sur la baisse des prix de revient ou considèrent comme marginaux les marchés qui ne leur étaient pas encore ouverts. Il en résulte une anarchie apparente<sup>(5)</sup> des prix de vente dans le domaine des produits dont l'acquisition est la plus récente, ceux que les concurrents pensent les mieux adaptés à préparer les positions d'avenir.

Un cas particulièrement démonstratif de cette situation est donné par la figure 10 qui montre la variation du prix des transistors alliés au Germanium au cours des 5 dernières années. L'impitoyable bataille des prix attisée par l'intervention des produits japonais sur le marché allemand et l'écoulement de surplus des productions américaines a conduit le transistor, produit plus performant, à être payé environ 30 % de moins que les tubes auxquels il se substitue. Le cas du transistor Ge pour usage G.P. n'est pas sensiblement différent de celui des autres éléments semi-conducteurs (redresseurs Silicium pour automobile, transistors Mesa Ge ; transistors Silicium, diodes de commutation, etc.). Pour l'ensemble du marché de la C.E.E., on peut admettre que cette situation anormale des prix des semi-conducteurs représente une moins-value d'environ 130 millions de francs pour un chiffre d'affaires annuel d'environ 500 millions de francs.

<sup>(5)</sup> qui, d'apparence, peut virer facilement à l'anarchie réelle dans la période de mutation des structures ou de surproduction que nous vivons.

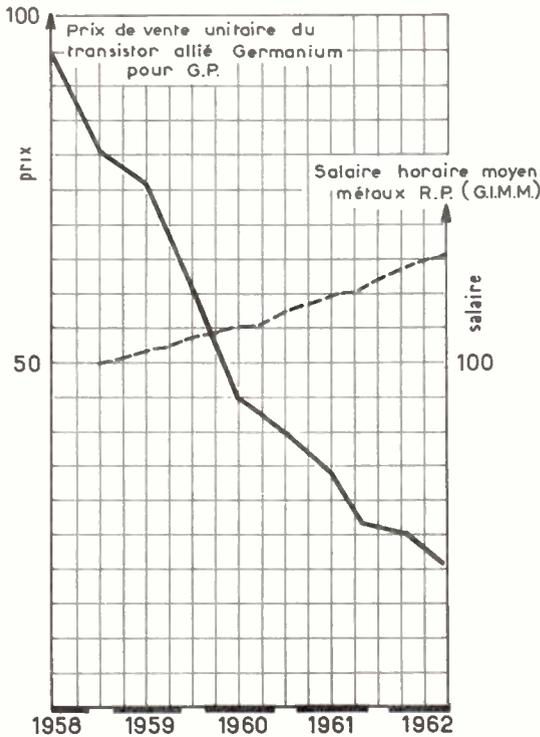


FIG. 10. — Variation en cours des 5 dernières années du prix du transistor allié Germanium sur le marché Grand Public (France). On a indiqué, par comparaison, l'évolution du salaire horaire de spécialisé d'après les indices nationaux publiés au B.O.S.P.

D'après des estimations très sérieuses, 130 millions de francs est approximativement l'équivalent de ce qui est investi annuellement en recherches sur les composants, tubes compris, par la France, l'Italie et la Belgique réunies, y compris la participation des Administrations civiles et des forces armées pour la réalisation de prototypes spéciaux.

8.2. La vitesse de l'évolution technique n'est plus cohérente avec le progrès économique, les produits commencent-ils à peine d'être produits à très bas prix et d'être définis et fiables qu'ils sont déclarés désuets. La formule « progrès technique, source de richesse » serait-elle dépassée ?

La réponse est différente si l'on considère globalement le problème à l'échelle de la nation ou si l'on examine la question du seul point de vue de producteur spécialisé. La nation qu'il s'agisse de ses ambitions de bien-être ou de ses ambitions de puissance continue de gagner et probablement plus que jamais à concourir au progrès technique. Mais l'industriel qui fait ses comptes est amené à se demander s'il ne prolonge pas un malentendu dommageable en

acceptant de porter le principal poids financier de la recherche, alors que les conditions du marché ne lui permettent plus d'en être le principal bénéficiaire.

8.3. Ces considérations conduisent à la prise en charge par la communauté de la plus grande part des investissements en recherche scientifique et technique. Le problème n'est déjà plus de discuter si ce point de vue sera ou non admis, mais de savoir quand cette prise de conscience sera assez générale pour déclencher une action d'envergure suffisante. De nombreuses mesures déjà adoptées vont dans le sens de cette action.

*Mais, lorsque se déclencheront les mécanismes d'intervention de l'Etat, la difficulté principale résidera probablement dans la charnière représentée par le confluent des connaissances scientifiques et des préoccupations d'ordre industriel et commercial. Les savants et les ingénieurs devront faire un effort considérable pour se comprendre réciproquement sans aliéner leur liberté d'action. Ils devront harmoniser leurs efforts et prévoir l'exploitation des résultats en même temps que leur acquisition. Faute de quoi on courrait les risques d'un gaspillage d'argent et de cerveaux et d'une structuration anarchique de l'industrie dont le pays doit impérativement faire l'économie.*

8.4. La situation qui vient d'être décrite est très caractéristique de l'ère des « structures fluides » prévue par Louis ARMAND. Le gigantisme et l'immobilisme auxquels pourrait conduire un développement excessif de l'automation sont vigoureusement tempérés par la puissance de mouvement imposé par le progrès technique. Plus que jamais, le chef d'entreprise et l'ingénieur sont poussés à la recherche d'un compromis. Mais l'importance des phénomènes justifie une sorte de dépassement de la part des responsables dont tous les réflexes acquis dans un environnement différent doivent être repensés et corrigés.

Qu'on nous permette de reconnaître à cette participation de chacun d'entre nous à un effort de mutation, des raisons d'optimisme. Par son sens inné de la mesure, par la solidité de sa formation générale et par sa rapidité de réaction, l'ingénieur européen est bien préparé à l'événement. Les entreprises françaises ont par ailleurs la chance, grâce au Plan, de pouvoir placer une action dont les éléments essentiels les dépassent manifestement, dans le cadre d'une économie concertée qui distribue à chacun sa part de responsabilité et donnera à chacun sa part de profit. Si l'on sait prendre les mesures qui s'imposent et qui sont à l'échelle du pays, la complexité du problème telle qu'elle ressort de cette analyse est donc probablement davantage un atout qu'un handicap dans la compétition internationale acharnée que nous connaissons.

# DISTORSION DE PHASE DANS LES AMPLIFICATEURS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE DE RADAR

PAR

G. THOMAS

*Assistant à la Faculté des Sciences de Rennes*

## Introduction

Le présent travail a pour objet l'étude de l'influence de la distorsion de phase sur la transmission d'impulsions dans les amplificateurs à fréquence intermédiaire de radar. Dans ce cas, une sélectivité très poussée est de règle, elle est imposée par les impératifs de réduction : du bruit de fond d'une part, du brouillage par les émissions voisines d'autre part. Il en résulte une importance assez grande de la distorsion de phase et nous cherchons quelle est son influence, en particulier sur la transmission d'impulsions haute fréquence modulée.

## 1. La relation de Bayard-Bode

Nous utilisons dans cette étude la relation de BAYARD-BODE qui lie les deux caractéristiques de phase et d'amplitude pour un quadripôle à déphasage minimal [1].

$$B_c = \frac{2 \omega_c}{\pi} \int_0^\infty \frac{A - A_c}{\omega^2 - \omega_c^2} d\omega \quad (1)$$

Dans cette expression :

$A$  est l'atténuation à la fréquence  $\omega$  ;

$B$  est la phase à la fréquence  $\omega$  ;

$A_c$  et  $B_c$  sont l'amplitude et la phase à la fréquence  $\omega_c$ .

BODE a mis cette relation sous une forme plus immédiatement utilisable dans la pratique courante, où l'atténuation varie souvent de façon appréciable au voisinage de la fréquence considérée [3].

$$B_c = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{dA}{d\omega} \text{Log} \left| \frac{\omega + \omega_c}{\omega - \omega_c} \right| d\omega \quad (2)$$

Cette formule, plus restrictive que celle de BAYARD,

suppose que  $A \omega$  tend vers zéro avec  $\omega$  et  $A/\omega \rightarrow 0$  avec  $1/\omega$ .

Il est essentiel de remarquer que :

— L'intégrant est proportionnel à la pente de l'atténuation sur une échelle logarithmique de fréquence.

— L'importance du terme  $\frac{dA}{d\omega}$  varie avec  $\omega/\omega_c$  suivant  $\text{Log} \left| \frac{\omega + \omega_c}{\omega - \omega_c} \right|$ .

— Les changements de variable éventuels sont facilités du fait que  $\frac{dA}{d\omega} d\omega$  devient  $\frac{dA}{dz} dz$ , quel que soit  $z$ .

Ainsi la valeur de la pente de la courbe d'atténuation dans le voisinage de la fréquence  $\omega_c$  à laquelle nous désirons déterminer le déphasage est prépondérante.

Nous allons mettre cette remarque à profit dans l'application de ces résultats à l'étude des amplificateurs passe-bande.

## 2. Application à l'étude des amplificateurs passe bande

### 2.1. SÉLECTIVITÉ DEMANDÉE A UN AMPLIFICATEUR A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE

La sélectivité n'est pas une qualité intrinsèque d'un récepteur, mais elle le devient pour les raisons suivantes qui nous imposent une bande passante étroite :

a) Il est nécessaire d'éviter le brouillage par les émetteurs de fréquence voisine.

b) Pour un tube électronique donné, plus la bande passante est étroite, plus le gain possible est grand.

c) La sensibilité en tension, limitée par le facteur de bruit est inversement proportionnelle à la racine carrée de la largeur de bande.

$$V^2 = 4 k T R B \left\{ \begin{array}{l} k : \text{constante de BOLTZMANN.} \\ T : \text{température absolue.} \\ R : \text{résistance d'entrée.} \end{array} \right.$$

Une bande étroite introduit dans le signal des déformations dues à la fois aux distorsions d'amplitude et de phase.

Or il peut être important, et nous pensons ici aux discriminateurs d'identification, que l'amplificateur respecte la forme des impulsions de façon aussi parfaite que possible.

Considérons le signal :

$$E = \mathcal{R} \sum_{n=1}^{\infty} A_n e^{-i\Phi_n} e^{in\omega t}$$

Après passage dans le circuit,  $\Phi_n$  devient :

$$\Phi'_n = \Phi_n + \phi_{(n\omega)}$$

et nous recueillons à la sortie un signal :

$$E' = \mathcal{R} \sum_{n=1}^{\infty} A_n g(n\omega) e^{-i\Phi_n} e^{-i\phi_{(n\omega)}} e^{in\omega t}$$

avec  $\phi_{(n\omega)} = \phi_0 + n\omega\tau_0 + \Psi_{(n\omega)}$

où  $\phi_0$  = déphasage uniforme de toutes les composantes.

$\tau_0$  = retard uniforme de toutes les composantes.

$\Psi_{(n\omega)}$  crée la distorsion de phase.

Si  $\Psi_{(n\omega)} = 0$ , le système est dit « sans distorsion de phase ».

La figure 1 montre un exemple de distorsion de phase.

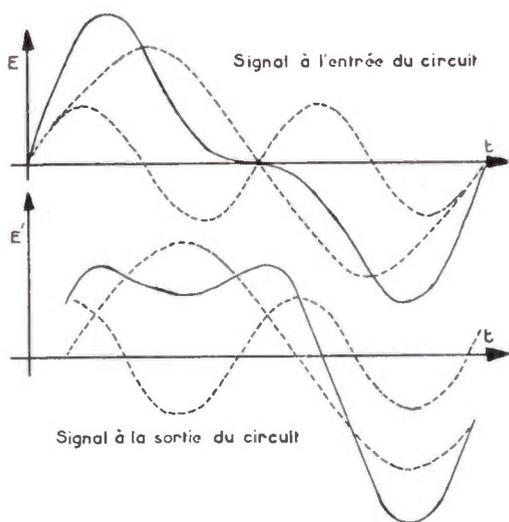


FIG. 1.

## 2.2. COURBES D'AMPLITUDE ASSOCIÉES A DES CARACTÉRISTIQUES DE PHASE LINÉAIRES

La relation de BAYARD-BODE [2] nous montre que dans un filtre presque parfait à bande étroite et à flancs abrupts, il y aura distorsion de phase importante dans les régions voisines des flancs où  $\frac{dA}{d\omega}$  peut devenir très grand.

Par contre, si la bande est large et s'étend loin de part et d'autre de l'intervalle occupé par la porteuse et son spectre avec un gain constant, le circuit pourra être sans distorsion de phase dans la gamme utile. Comme une bande passante étroite nous est imposée, cette propriété est sans intérêt.

Si nous désirons au contraire une courbe de phase linéaire, l'équation (1) nous montre que l'intégrale ne dépendra pas de  $\omega_c$  dès que l'atténuation  $A$  sera proportionnelle à  $\omega^2$  (condition non nécessaire).

Cette intégrale diverge, mais le résultat indiqué ci-dessus est utilisable du fait de la prépondérance des régions voisines de la fréquence  $\omega_c$  à laquelle nous désirons connaître la phase, à la contribution du déphasage total.

Considérons une courbe d'amplitude qui est une courbe de Gauss dans la bande passante à 6 dB par exemple : la contribution à la non linéarité de la caractéristique de phase des parties de la caractéristique d'amplitude située hors de la bande passante sera faible. La caractéristique de phase sera pratiquement linéaire dans la bande utile du fait de la prépondérance du facteur  $\frac{1}{\omega^2 - \omega_c^2}$  dans cette bande.

Nous pouvons supposer dans le cas d'un filtre video par exemple que la caractéristique d'amplitude est une courbe de Gauss jusqu'à une fréquence  $\omega_L$  de coupure et qu'au delà elle soit telle que  $A/\omega$  tende vers zéro avec  $1/\omega$ .

Nous pouvons prendre par exemple à partir de  $\omega_L$  une caractéristique logarithmique :

$$A = K \text{ Log } \omega/\omega_L$$

On sait que l'on peut faire dériver d'un filtre haute fréquence passe bande un filtre video passe bas présentant les mêmes caractéristiques.

## 2.3. RÉPONSE A UN ÉCHELON UNITÉ DANS LE CAS DE LA COURBE DE GAUSS

Appliquons les résultats ci-dessus à un filtre passe bas. Soit la fonction unité  $\gamma(t)$  appliquée à un passe-bas video dont la caractéristique d'amplitude est une demi-courbe de Gauss (fig. 2).

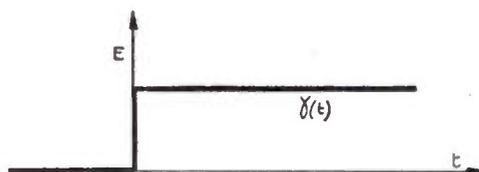


FIG. 2.

Nous pouvons la représenter à l'entrée par :

$$y(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \quad \text{et à la sortie par :}$$

$$h(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty e^{-c\omega^2} \frac{\sin \omega(t-\tau)}{\omega} d\omega$$

Le résultat obtenu n'est qu'approché parce que la caractéristique d'amplitude en  $e^{-c\omega^2}$  n'est pas compatible avec un retard de phase  $\tau = \text{cte}$  dans tout l'intervalle  $(0, \infty)$  de  $\omega$ . Toutefois, on peut pratiquement admettre que dans la bande passante du filtre passe-bas cette relation est vérifiée.

L'intégration (voir les calculs en annexe) nous donne :

$$h(t) = \Theta\left(\frac{t-\tau}{2\sqrt{c}}\right),$$

$\Theta(x)$  étant la fonction erreur.

2.4. RELATION ENTRE TEMPS DE MONTÉE ET LARGEUR DE BANDE

Appliquons le résultat précédent.

Pour cela, choisissons la courbe d'amplitude  $e^{-c\omega^2}$  telle que l'affaiblissement soit de 6 dB à  $\omega_1$  (fig. 3).

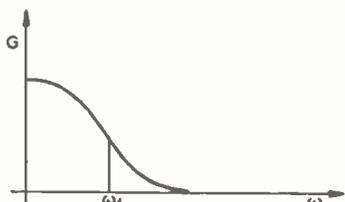


FIG. 3

Nous devons avoir :

$$e^{-c\omega_1^2} = \frac{1}{2}$$

Pour  $f_1 = 1$  MHz, déterminons la largeur de bande  $B$  de l'amplificateur fictif associé.

Il vient :

$$B = \frac{\sqrt{\pi} f_1}{\sqrt{2 \text{Log } 2}} \quad (3)$$

La réponse à un échelon unité étant donnée par :

$$h = \Theta\left(\frac{t-\tau}{2\sqrt{c}}\right), \text{ nous avons pour } f_1 = 1 \text{ MHz}$$

$$h(t) = \Theta(3,76 t) \quad \text{avec } t \text{ en } \mu\text{s}.$$

Le temps de montée, défini comme celui mis par

l'amplitude pour varier de 0,1 à 0,9 est de  $0,3 \mu\text{s}$ .

Pour une même amplitude de 0,9 nous avons suivi les valeurs de  $\omega_1$ .

$$\Theta\left(\frac{\omega_1 \tau}{\sqrt{2 \text{Log } 2}}\right) = 0,9$$

d'où il vient en introduisant (3), largeur de bande pour le bruit :

$$B\tau \approx 0,7$$

3. Etude expérimentale

Nous avons vérifié l'exactitude de cette relation en déterminant le temps de montée de la réponse à l'échelon unité, d'un préamplificateur dont on fait varier la largeur de bande à l'aide des réglages d'accord.

3.1. DÉTERMINATION DE LA LARGEUR DE BANDE

Les bandes passantes reproduites figure 4 ont été photographiées sur l'écran d'un oscilloscope dont l'entrée verticale était reliée à un détecteur d'amplitude à cristal. A l'entrée de l'amplificateur on applique un signal sinusoïdal modulé en fréquence de part et d'autre de la fréquence centrale d'accord. Le balayage de l'oscilloscope est synchronisé avec le modulateur

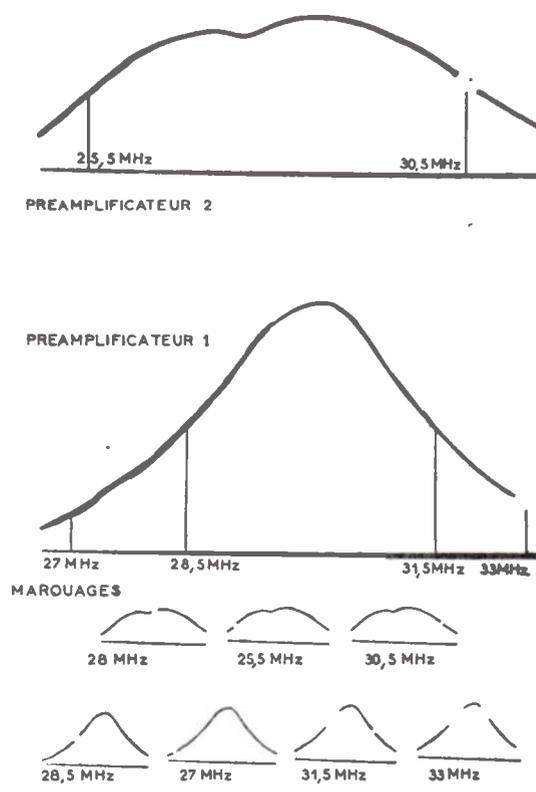


FIG. 4

de fréquence. La caractéristique d'amplitude est ainsi observée directement sur l'écran (fig. 5).

Plusieurs photographies ont été prises avec des positions différentes d'un marqueur de fréquence pour donner l'échelle.

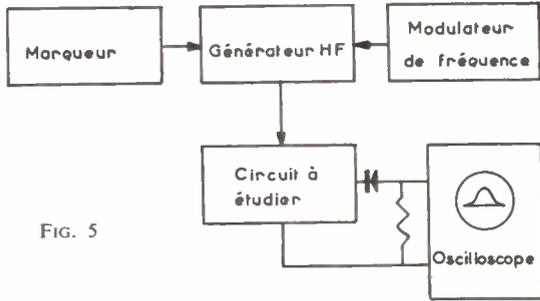


FIG. 5

a) Détermination du temps de montée

Nous avons utilisé le montage de la figure 6.

La porteuse haute fréquence est modulée à 90 % par des impulsions dont la fréquence de récurrence est réglable de 50 Hz à 600 Hz et la durée de 0,1  $\mu$ s à 2,1  $\mu$ s.

Une impulsion pilote de retard variable par rapport à la modulation permet de synchroniser le balayage avec une stabilité suffisante pour la photographie.

Toutes précautions ont été prises afin d'éviter que d'éventuelles surcharges ne conduisent à une déformation du signal et à une détermination erronée du temps de montée.

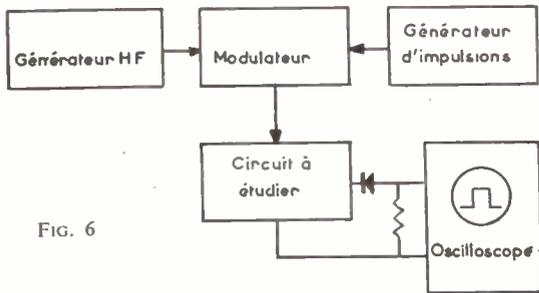


FIG. 6

Pour le préamplificateur 1 les photographies (fig. 7) montrent un temps de montée de 0,4  $\mu$ s pour une largeur de bande sensiblement égale à 2 MHz à 3 dB, d'où :  $B\tau = 0,8$ .

La caractéristique d'amplitude du préamplificateur 2 est obtenue par décalage des circuits accordés du préamplificateur 1. La bande passante à 3 dB est de 3,5 MHz avec un temps de montée de 0,25  $\mu$ s d'où  $B\tau = 0,87$  (fig. 8).

Ces valeurs ne sont que légèrement supérieures à celles obtenues pour une caractéristique d'amplitude en courbe de Gauss parfaite.

Elles sont en accord avec les formules classiques qui donnent au produit  $B\tau$  des valeurs comprises entre 0,7 et 0,9, la valeur 0,7 convenant lorsqu'il n'existe pas de « dépassement » ce qui est le cas pour un filtre dont la caractéristique d'amplitude est une courbe de Gauss.

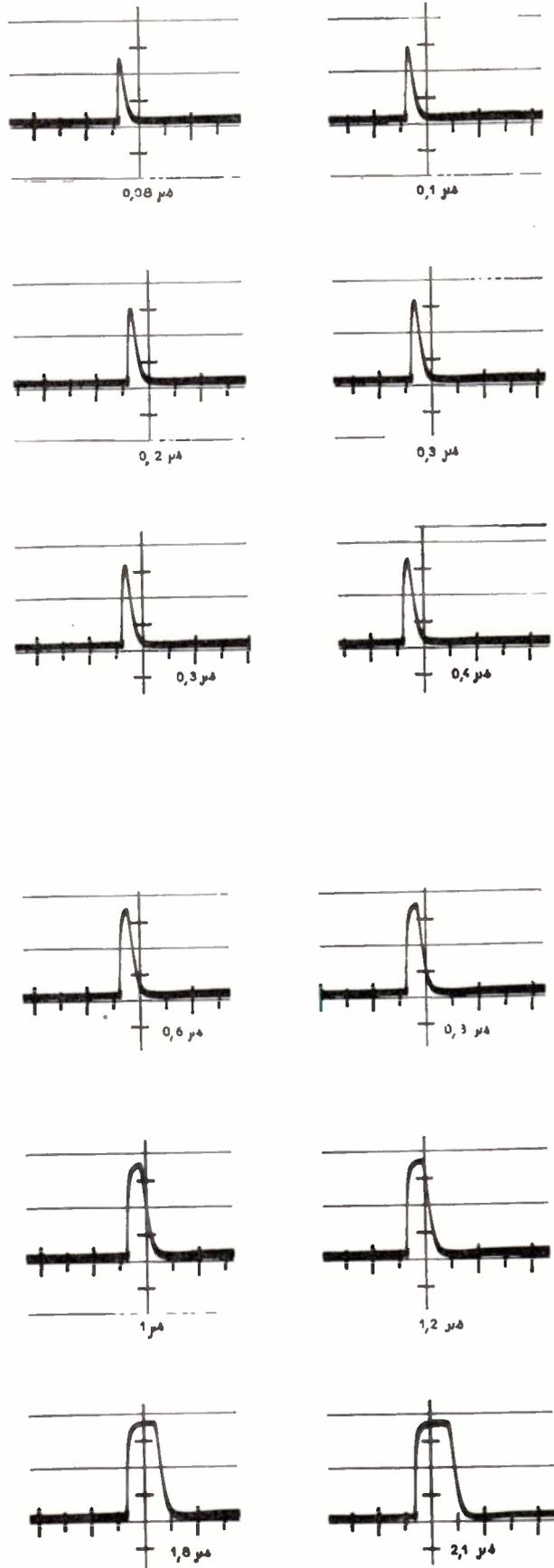


FIG. 7

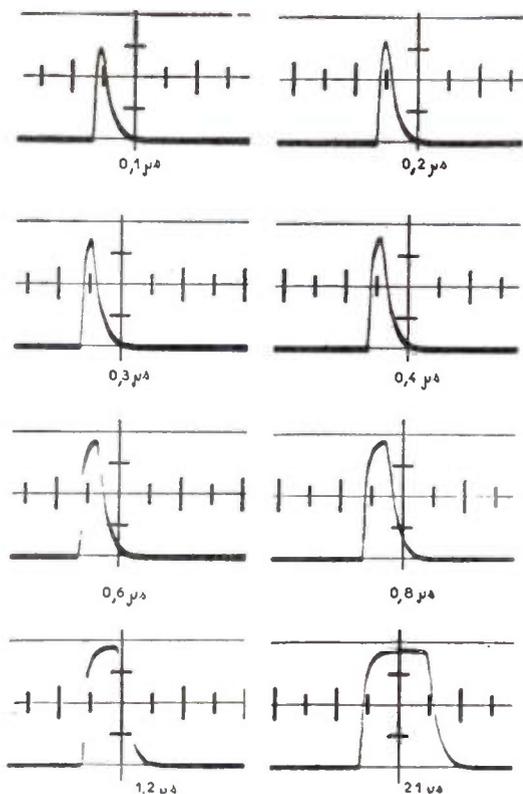


FIG. 8

b) Détermination de la caractéristique de phase

Les appareils permettant la mesure des variations du temps de propagation de phase sont peu répandus et les relevés de caractéristique de phase peu souvent effectués.

Nous employons la méthode de BODE, que nous rappelons ici sommairement, pour déterminer la caractéristique de phase d'un amplificateur constitué d'étages chargés par des circuits oscillants amortis accordés sur la même fréquence.

Considérons la formule (2) et remplaçons  $d\omega$  par  $d \text{Log } \omega/\omega_c$ .

Pour une caractéristique d'amplitude logarithmique, l'intégrale devient :

$$B_c = \frac{1}{\pi} \int_{\omega=0}^{\omega=\infty} K \text{Log} \left| \frac{\omega + \omega_c}{\omega - \omega_c} \right| d \text{Log } \omega/\omega_c$$

D.E. THOMAS [4] a calculé des tables de cette intégrale avec des atténuations en dB pour une caractéristique d'atténuation nulle jusqu'à  $f_n$  et logarithmique au-delà.

Sur une échelle logarithmique de fréquence, une telle caractéristique d'atténuation est représentée par zéro jusqu'à  $f_n$  et par une droite de pente 1 au-delà (fig. 9).

Nous traçons la caractéristique d'atténuation sur une échelle logarithmique de fréquence et nous la représentons de façon approchée par des éléments de pente constante.

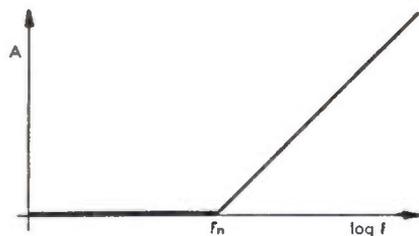


FIG. 9

On peut alors décomposer la caractéristique en une somme de demi-droites de pentes constantes du type indiqué ci-dessus, figure 9, pour lequel les tables de phase ont été calculées par D.E. THOMAS.

Il nous faut en premier lieu, à partir de la caractéristique de gain, déterminer la caractéristique en dB :

$$A = 20 \text{ log } \frac{g_m}{g(\omega)}$$

Nous indiquons ci-dessous les valeurs relevées et calculées pour la partie de la caractéristique comprise entre 30 et 33,8 MHz (fig. 11).

PREAMPLIFICATEUR  
• AMPLIFICATEUR  
• DETECTEUR

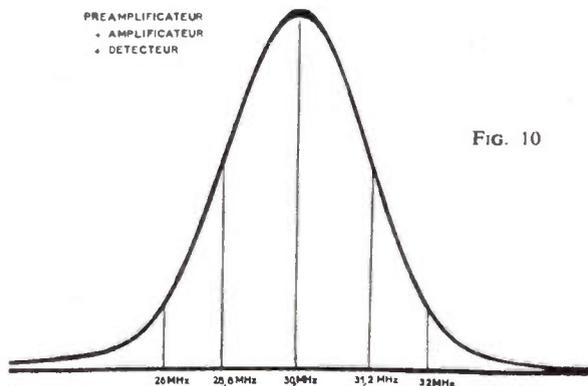


FIG. 10

MHz	Amplitude (mesurée)	A dB (calculés)	Pente K (calculée)
30	160	0	
2	158	0,11	0,96
4	151	0,50	
6	141	1,09	13,3
8	126	2,07	
31	100	3,33	23,57
2	91	4,90	
4	70	7,17	36,03
6	55	9,27	
8	40	12	47,90
32	29	14,8	
2	20	18	
4	14	21,1	
6	10	24	42,58
8	7,5	26,5	
33	6	28,5	27,48
2	5	30,1	
4	4	32	26
6	4	32	
8	3	34,5	

On doit ensuite reporter les valeurs de l'atténuation sur une échelle logarithmique de fréquence. L'intervalle des fréquences à considérer étant faible et la fréquence d'accord élevée, nous pouvons, avec une erreur assez faible, tracer cette courbe sur une échelle arithmétique dans l'intervalle utilisé.

Sur la figure 12, nous avons reporté les valeurs de l'atténuation. La courbe d'amplitude ayant été choisie de telle façon qu'elle s'approche d'une courbe de Gauss, nous avons aussi représenté la courbe d'atténuation correspondante d'équation

$$A = 20 \log 2 \frac{f^2}{f_1^2} \text{ dB}$$

Nous voyons que ces deux courbes sont très voisines. Il faut ensuite remplacer la courbe d'atténuation par des segments rectilignes approchant la courbe à moins de 0,5 dB si possible.

Nous avons choisi de remplacer la courbe par un ensemble de 14 segments et de deux demi droites. La figure 12 représente quelques-uns des segments.

Les pentes des différents segments sont données par :

$$K = \frac{A_n - A}{\log f_n / f} = \frac{A_n \text{ dB} - A \text{ dB}}{20 \log f_n / f}$$

Le tableau ci-dessus donne les valeurs de  $K$  pour les différents segments. On remplace ensuite ces segments par une somme de demi droites de la façon suivante :

Une demi droite de pente  $K_1$  puis

A partir de  $f_1$

a) une demi droite de pente  $-K_1$  annulant la caractéristique au-delà de  $f_1$  ;

b) une demi droite de pente  $K_2$  et ainsi de suite (fig. 13).

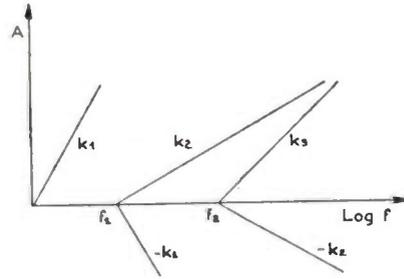


FIG. 12

Pour toutes les fréquences inférieures à  $f_1$ ,  $f_0/f$  est nul à toute fréquence finie, le déphasage correspondant  $\theta_0$  est égal à  $\frac{\pi}{2}$ .

Pour toutes les fréquences supérieures à  $f_{15}$ , la dernière fréquence sera infinie et  $\theta_{16}$  sera nul. Il vient donc pour la phase à une fréquence finie  $\omega_c$  :

$$B_c = -K_1(90 - \theta_1) - K_2(\theta_1 - \theta_3) - \dots + K_8(\theta_8 - \theta_9) + \dots + K_2(\theta_{14} - \theta_{15}) + K_1\theta_{15}$$

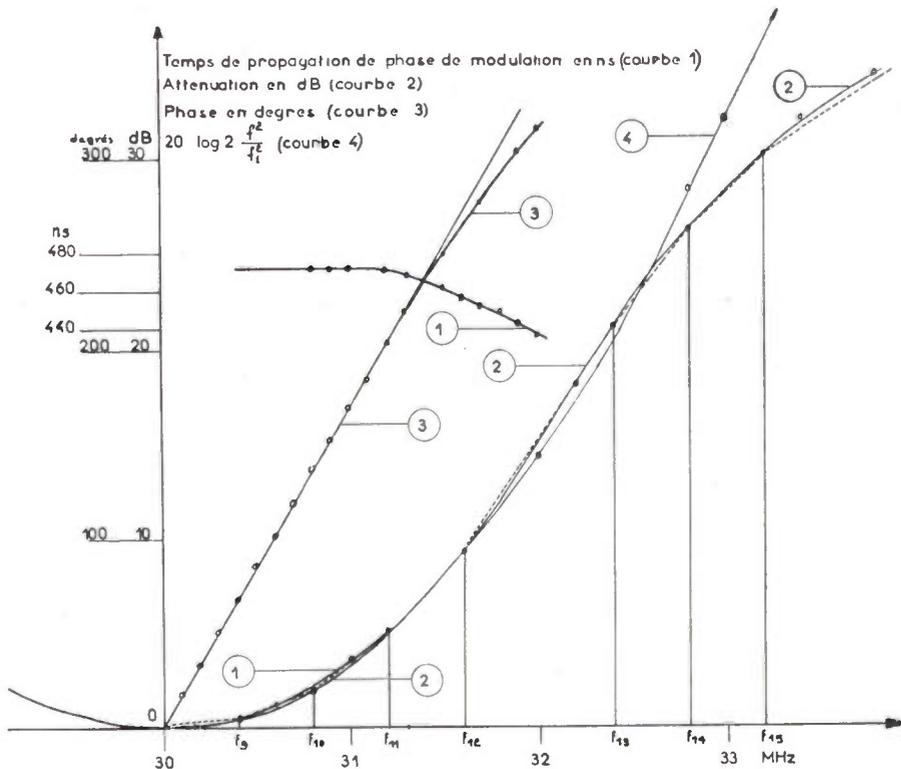


FIG. 11

Et compte tenu de la symétrie que nous avons admise par rapport à la fréquence porteuse :

$$B_c = -90K_1 + (K_1 - K_2)\theta_1 + \dots + 2K_8\theta_8 + (K_7 - K_8)\theta_9 + \dots + (K_2 - K_3)\theta_{14} + (K_1 - K_2)\theta_{15}$$

Nous avons calculé les différents facteurs

$$K_n - K_{n+1} :$$

$$K_1 - K_2 = - 1,48$$

$$K_2 - K_3 = - 15,10$$

$$K_3 - K_4 = - 5,32$$

$$K_4 - K_5 = + 11,88$$

$$K_5 - K_6 = + 12,45$$

$$K_6 - K_7 = + 10,24$$

$$K_7 - K_8 = + 12,37$$

Nous allons maintenant donner un exemple de ce calcul pour une fréquence de 32 MHz.

Les tables de THOMAS donnent la phase en fonction du rapport  $f/f_n$  pour  $f < f_n$  et en fonction de  $f_n/f$  pour  $f > f_n$ . Les valeurs relevées pour les différentes fréquences figurent dans le tableau ci-après :

$f_n$	$32/f_n$ an $f_n/32$	O°	K
		90	— 26
26,8	0,8375	56,099	— 1,48
27,2	0,8500	55,406	— 15,10
27,6	0,8625	54,697	— 5,32
28,4	0,8875	53,342	+ 11,88
28,8	0,9000	52,378	+ 12,45
29,2	0,9125	51,851	+ 10,24
29,6	0,9251	51,035	+ 12,77
30	0,9375	50,252	+ 1,92
30,4	0,9500	49,362	+ 12,37
30,8	0,9625	48,493	+ 10,24
31,2	0,9750	47,479	+ 12,45
31,6	0,9875	46,439	+ 11,88
32,4	0,9866	43,655	— 5,32
32,8	0,9756	42,603	— 15,10
33,2	0,9638	41,657	— 1,98

On en déduit le temps de propagation de phase à la fréquence de 32 MHz :

$$\frac{\Psi_m}{\omega_m} \simeq 437 \text{ ns}$$

Nous avons répété ces calculs pour 40 fréquences différentes échelonnées tous les 100 kHz entre 28 et 32 MHz. Les caractéristiques de phase et de temps de propagation de phase de modulation sont représentées figure 12.

### Conclusion

L'étude expérimentale et le calcul approximatif de la réponse à un échelon unité pour une courbe de transmission gaussienne confirment la relation classique donnant au produit  $B\tau$  des valeurs comprises entre 0,7 et 0,9.

L'application à un amplificateur dont la caractéristique d'amplitude est gaussienne au voisinage de la fréquence centrale confirme le résultat classique : la phase est approximativement linéaire.

Un amplificateur à fréquence intermédiaire de radar constitué d'amplificateurs chargés par des circuits oscillants amortis constitue un très acceptable compromis entre sélectivité et sensibilité.

### ANNEXE

Calcul de

$$h(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty e^{-c\omega^2} \frac{\sin \omega(t-\tau)}{t-\tau} d\omega$$

L'intégrant est défini et continu pour  $\omega > 0$  et  $t > 0$ . Sa dérivée par rapport au temps

$$e^{-c\omega^2} \cos \omega(t-\tau)$$

est aussi définie et continue par rapport à  $\omega \geq 0$  et  $t \geq 0$ . Nous pouvons donc dériver sous le signe somme et l'on obtient :

$$h'(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty e^{-c\omega^2} \cos \omega(t-\tau) d\omega$$

Une intégration par parties nous donne :

$$\pi h'(t) = \frac{2c}{t-\tau} \int_0^\infty \omega e^{-c\omega^2} \sin \omega(t-\tau) d\omega$$

On déduit de nouveau par dérivation sous le signe somme

$$\pi h''(t) = \int_0^\infty -\omega e^{-c\omega^2} \sin \omega(t-\tau) d\omega.$$

On obtient donc :

$$h'(t) = -\frac{2c}{t-\tau} \pi h''(t)$$

d'où :

$$h(t) = 2\sqrt{c} e^k \frac{\sqrt{\pi}}{2} \Theta\left(\frac{t-\tau}{2\sqrt{c}}\right) + cte$$

$\Theta(x)$  étant la fonction erreur.

D'où il vient après détermination des constantes :

$$h(t) = \Theta\left(\frac{t-\tau}{2\sqrt{c}}\right)$$

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] BAYARD. Relation entre partie réelle et complexe d'une impédance. *Rev. Gen. Elec.*, 1935.
- [2] BAYARD. Cours d'électricité théorique. Editions de la *Revue d'Optique*, Paris.
- [3] BODE. Network Analysis and Feedback Amplifier Design D.V. Nostrand NY 1953.
- [4] THOMAS D.E. Tables of phase associated with a semi infinite unit slop of attenuation. *Bell System Technical Journal*, October 1947.
-

# ETUDE DE LA STABILITÉ DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

PAR

J.C. BRIANCEAU

*Ducati Elettrotecnica (Bologne)*

## Inpédances d'entrée et de sortie

Représentons notre transistor amplificateur à l'aide d'un quadripôle (fig. 1) caractérisé par sa matrice des admittances  $[Y]$  :

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

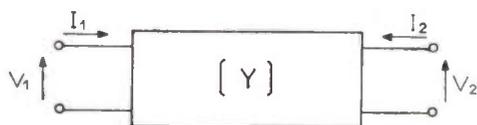


FIG. 1

Les équations liant courants et tensions du quadripôle sont donc :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases} \quad (2)$$

Si le quadripôle est fermé sur une charge  $Y_c$  (fig. 2), en tenant compte des deux relations :

$$\frac{I_1}{V_1} = Y_i \text{ et } \frac{I_2}{V_2} = -Y_c$$

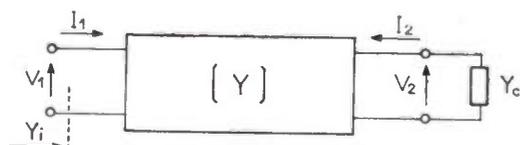


FIG. 2

On trouve que l'admittance d'entrée est :

$$Y_i = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_c + Y_{22}} \quad (3)$$

De même (fig. 3) on trouve en résolvant le système (2) que :

$$Y_u = Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_G + Y_{11}} \quad (4)$$

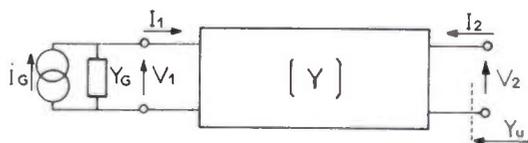


FIG. 3

## Conditions de stabilité

Considérons le quadripôle fermé sur une charge d'admittance  $Y_c$  et attaqué par un générateur d'admittance  $Y_G$  avec (fig. 4) :

$$Y_G = G_G + jB_G$$

$$Y_c = G_c + jB_c$$

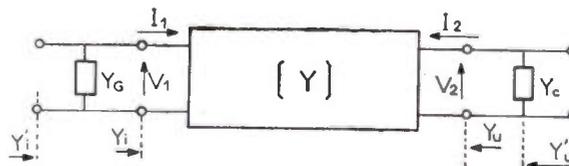


FIG. 4

En tenant compte de la relation (3) :

$$Y'_i = Y_i + Y_G = Y_{11} + Y_G - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_C}$$

ou

$$Y'_i = Y'_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y'_{22}}$$

avec

$$Y'_{11} = Y_{11} + Y_G$$

$$Y'_{22} = Y_{22} + Y_C$$

Pour que l'amplificateur soit stable, il faut que la partie réelle de  $Y'_i$  soit positive :

$$\Re[Y'_i] > 0$$

soit

$$\Re\left[Y'_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y'_{22}}\right] > 0 \quad (5)$$

en posant :

$$Y_{11} = g_{11} + jb_{11} \quad Y'_{11} = g'_{11} + jb'_{11}$$

$$Y_{12} = g_{12} + jb_{12} \quad Y'_{22} = g'_{22} + jb'_{22}$$

$$Y_{21} = g_{21} + jb_{21}$$

$$Y_{22} = g_{22} + jb_{22}$$

nous aurons :

$$Y'_i = (g'_{11} + jb'_{11}) - \frac{Y_{12}Y_{21}}{g'_{22} + jb'_{22}}$$

$$= \frac{(g'_{11} + jb'_{11})(g'_{22} + jb'_{22}) - Y_{12}Y_{21}(g'_{22} - jb'_{22})}{(g'_{22} + jb'_{22})}$$

or :  $g'_{22} + b'_{22} > 0$

donc la condition  $\Re[Y'_i] > 0$  se traduit par :

$$g'_{11}(g'_{22} + b'_{22}) - \Re[Y_{12}Y_{21}]g'_{22} - \Im[Y_{12}Y_{21}]b'_{22} > 0 \quad (6)$$

$\Im[Y_{12}Y_{21}]$  : partie imaginaire de  $Y_{12}Y_{21}$

L'expression précédente montre que la stabilité du quadripôle est fonction de  $b'_{22} = b_{22} + B_C$  donc de la partie réactive  $B_C$  de la charge.

Pour être certain d'avoir un quadripôle stable quelle que soit la valeur de  $B_C$ , il nous faut rechercher la valeur minimale du premier membre de (6) en fonction de  $B_C$ . En dérivant le premier membre par rapport à  $b'_{22}$  on trouve que la stabilité minimale advient pour :

$$2g'_{11} b'_{22} - \Im[Y_{12}Y_{21}] = 0$$

soit :

$$b'_{22} = \frac{\Im[Y_{12}Y_{21}]}{2g'_{11}} \quad (7)$$

En reportant cette valeur dans l'équation (6), on trouve :

$$(2g'_{11} g'_{22})^2 - 4g'_{11} g'_{22} \Re[Y_{12}Y_{21}] > \Im^2[Y_{12}Y_{21}]$$

Le premier membre peut être transformé en carré parfait dès lors :

$$(2g'_{11} g'_{22} - \Re[Y_{12}Y_{21}])^2 > |Y_{12}Y_{21}|^2$$

et :

$$2g'_{11} g'_{22} > \Re[Y_{12}Y_{21}] + |Y_{12}Y_{21}| \quad (8)$$

La condition de stabilité est donc :

$$2(g_{11} + g_G)(g_{22} + g_C) > \Re[Y_{12}Y_{21}] + |Y_{12}Y_{21}| \quad (9)$$

Nous sommes partis avec la condition (5) :

$$\Re[Y'_i] > 0$$

On aurait pu également partir de :

$$\Re[Y'_u] > 0 \quad (10)$$

avec :

$$Y'_u = Y_u + Y_{22}$$

Dans les deux cas on retrouve la condition (9).

De la condition (9) on peut définir le facteur  $S$  :

$$S = \frac{2(g_{11} + g_G)(g_{22} + g_C)}{\Re[Y_{12}Y_{21}] + |Y_{12}Y_{21}|} \quad (11)$$

que nous appellerons *facteur de stabilité intrinsèque* du quadripôle considéré. Ce dernier sera donc stable quand  $S > 1$ .

Si nous considérons les conditions les plus dangereuses pour la stabilité ( $S$  minimal), nous voyons qu'elles correspondent à :

$$g_G = 0 \quad \text{et} \quad g_C = 0$$

dans ce cas l'entrée et la sortie du quadripôle sont ouvertes. Nous définirons dans ce cas le facteur  $S_0$  :

$$S_0 = \frac{2g_{11}g_{22}}{\Re[Y_{12}Y_{21}] + |Y_{12}Y_{21}|} \quad (12)$$

que nous appellerons *facteur de stabilité absolue* du quadripôle considéré.

a) Lorsque  $S_0 > 1$  il n'existe aucune combinaison d'impédances (branchées sur l'entrée et la sortie) qui puisse faire entrer le quadripôle en oscillation ; dans le cas du transistor, par exemple, l'étude précédente est valable pour une seule fréquence étant donné que les paramètres  $Y$  sont des fonctions de la fréquence.

b) lorsque  $S_0 < 1$ , le quadripôle pourra être instable. Si on veut le rendre stable, il nous faudra :

— soit augmenter artificiellement les conductances d'entrée et de sortie,  $g_{11}$  et  $g'_{22}$  du quadripôle en amortissant l'entrée et la sortie à l'aide de résistances suffisamment faibles ; malheureusement on sait que dans ce cas on réduit le gain en puissance du quadripôle.

— soit en modifiant le paramètre qui exprime la

réaction interne du quadripôle, soit  $Y_{12}$ .

Nous n'étudierons que ce dernier cas.

**Etude graphique de la stabilité**

Notre but est de déterminer les valeurs du paramètre  $Y_{12}$  qui donnent au quadripôle (étage amplificateur à transistor) un facteur de stabilité absolue  $S_0 > 1$  et dans quelle mesure doit-on modifier ce paramètre pour porter  $S_0$  à une certaine valeur.

$$\Re[Y_{12}Y_{21}] = g_{12}g_{21} - b_{12}b_{21}$$

nous poserons :

$$\begin{aligned} A &= 2g_{11}g_{22} \\ B &= |Y_{21}| \\ C &= g_{21} \\ D &= b_{21} \\ x &= g_{12} \\ y &= b_{12} \end{aligned} \tag{13}$$

dès lors, l'expression de :

$$S_0 = \frac{2g_{11}g_{22}}{|Y_{12}Y_{21}| + \Re[Y_{12}Y_{21}]}$$

devient :

$$S_0 = \frac{A}{B\sqrt{x^2 + y^2} + Cx - Dy}$$

Nous allons étudier la famille de courbe  $f(x,y) = 0$  en coordonnées cartésiennes avec  $S_0$  comme paramètre et  $A, B, C, D$  constants.

Cette équation peut se mettre sous la forme :

$$(C^2 - B^2)x^2 - 2CDxy + (D^2 - B^2)y^2 - \frac{2AC}{S_0}x + \frac{2AD}{S_0}y + \frac{A^2}{S_0^2} = 0 \tag{14}$$

On reconnaît là l'équation générale d'une conique, généralement mise sous la forme :

$$a_{11}x^2 + 2a_{12}xy + 2a_{22}y^2 + 2a_{13}x + 2a_{23}y + a_{33} = 0 \tag{15}$$

En identifiant les équations (14) et (15), on détermine les coefficients classiques :

$$a_{11}, a_{12}, \dots, a_{33}.$$

Le déterminant caractéristique de (15) étant :

$$A^o = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{12} & a_{22} & a_{23} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} \end{vmatrix} \tag{16}$$

Nous constatons qu' $A_{33}^o$  est nul. En effet :

$$A_{33}^o = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{12} & a_{22} \end{vmatrix} \tag{17}$$

$$A_{33}^o = (C^2 - B^2)(D^2 - B^2) - C^2D^2$$

Des équations (12) et (13) il résulte que :

$$B^2 = C^2 + D^2$$

Donc :

$$A_{33}^o = 0$$

et la famille de courbe (14) est une famille de paraboles.

Le déterminant  $A^o$  a pour valeur :

$$A^o = \begin{vmatrix} (C^2 - B^2) & -CD & -\frac{AC}{S_0} \\ -CD & (D^2 - B^2) & \frac{AD}{S_0} \\ -\frac{AC}{S_0} & \frac{AD}{S_0} & \frac{A^2}{S_0^2} \end{vmatrix} \tag{18}$$

$$\text{Soit } A^o = \frac{A^2B^4}{S_0^2} \tag{19}$$

Donc à chaque valeur de  $S_0$  correspond une parabole normale puisque  $A^o \neq 0$ .

Pour  $S_0 = \infty$ ,  $A^o = 0$  et nous avons une parabole dégénérée en 2 droites.

Considérons :

$$A_{22}^o = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{13} \\ a_{13} & a_{33} \end{vmatrix} \tag{20}$$

soit :

$$A_{22}^o = -\frac{A^2B^2}{S_0^2}$$

Dans le cas où  $A^o = 0$  ( $S_0 = \infty$ ), nous avons  $A_{22}^o = 0$ , donc les deux droites en question sont confondues et déterminent l'axe de la famille de paraboles (fig. 5).

**EQUATION DE L'AXE**

L'axe est déterminé par l'équation :

$$a_{11}x + a_{12}y + \frac{a_{11}a_{13} + a_{21}a_{23}}{a_{11} + a_{22}} = 0$$

Soit :

$$(C^2 - B^2)x - CDy = 0$$

$$\boxed{y = -\frac{D}{C}x} \tag{22}$$

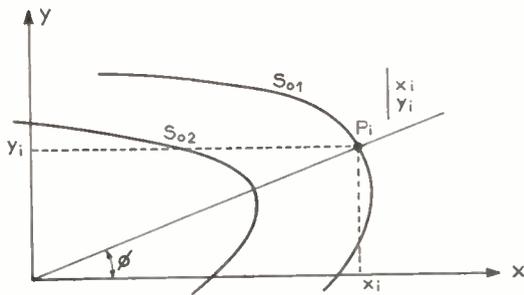


FIG. 5

L'axe passe donc par l'origine  $x = 0, y = 0$  et est incliné d'un angle  $\phi$  déterminé par :

$$\text{tg}\phi = -\frac{D}{C}$$

$$\phi = -\text{Arc}\text{tg}\left[\frac{b_{21}}{g_1}\right] \quad (23)$$

INTERSECTIONS AVEC L'AXE DES Y

Partant de l'équation (14) avec  $x = 0$  on trouve :

$$S_o^2(D^2 - B^2)y^2 + 2ADS_oy + A^2 = 0$$

soit :

$$y = \frac{A}{S_o C^2} (D \pm B)$$

ou :

$$y = \frac{2g_{11}g_{22}}{S_o g_{21}^2} \left[ b_{21} \pm |Y_{21}| \right] \quad (24)$$

INTERSECTION AVEC L'AXE DES x

Avec  $y = 0$  dans l'équation (14) :

$$S_o^2(C^2 - B^2)x^2 - 2ACS_ox + A^2 = 0$$

soit :

$$x = -\frac{A}{S_o D^2} (C \pm B)$$

ou

$$x = -\frac{2g_{11}g_{22}}{S_o b_{21}^2} \left[ g_{21} \pm |Y_{21}| \right] \quad (25)$$

INTERSECTION AVEC L'AXE DE LA FAMILLE

Pour trouver les coordonnées des points d'intersection  $P_i$  des paraboles avec l'axe  $y = -\frac{D}{C}x$ , il suffit de résoudre l'équation (14) après avoir substitué  $y$  par  $-\frac{D}{C}x$  ; on obtient :

$$2AS_ox \left[ C + \frac{D^2}{C} \right] - A^2 = 0 \quad (26)$$

soit :

$$x_i = \frac{AC}{2S_o B^2} = \frac{g_{11}g_{22}g_{21}}{S_o |Y_{21}|^2} \quad (27)$$

De même, en reportant  $x = -\frac{C}{D}y$  dans la (14) on obtient :

$$2S_oy \left[ D + \frac{C^2}{D} \right] + A = 0 \quad (28)$$

D'où :

$$y_i = \frac{-AD}{2S_o B^2} = \frac{-g_{11}g_{22}b_{21}}{S_o |Y_{21}|^2} \quad (29)$$

1. Exemple pratique

Les relations précédentes permettent de déterminer suffisamment de points singuliers pour tracer les paraboles avec une bonne approximation.

Nous prendrons comme exemple pratique le cas d'un amplificateur équipé d'un transistor MESA SFT 170 et devant fonctionner dans toute la gamme VHF de la télévision, soit de 40 MHz à 220 MHz, avec, pour chaque canal reçu, une largeur de bande de 9 MHz.

Après s'être fixé les paramètres statiques du transistor ( $I_c = 3 \text{ mA}$ ) nous avons mesuré chacun des paramètres  $Y$  (en montage émetteur commun) en fonction de la fréquence.

Dès lors, il nous est possible de calculer le facteur de stabilité absolue  $S_o$  du transistor :

$$S_o = \frac{2g_{11}g_{22}}{\Re[Y_{12}Y_{21}] + |Y_{12}Y_{21}|}$$

Les variations de  $S_o$  en fonction de la fréquence sont reportées sur la figure 6.

Il apparaît immédiatement que pour les fréquences inférieures à 100 MHz, le facteur de stabilité du transistor considéré est inférieur à 1 et doit être amélioré pour rendre l'amplificateur stable. Les résultats des mesures effectuées à 30 MHz sont les suivants :

$$\begin{aligned} Y_{11} &= 7 + j 3,92 \quad (\text{m mhos}) \\ Y_{22} &= 0,2 + j 0,28 \quad (\text{m mhos}) \\ Y_{21} &= 75 - j 24,5 \quad (\text{m mhos}) \\ Y_{12} &= 0 - j 0,187 \quad (\text{m mhos}) \end{aligned} \quad (30)$$

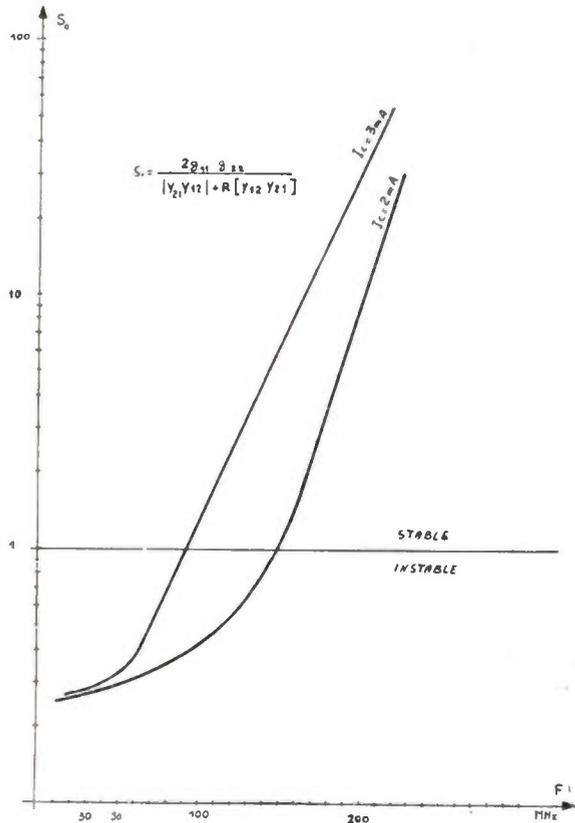


FIG. 6

L'axe de la famille des paraboles (22) est donc :

$$y = -\frac{b_{21}}{g_{21}} = \frac{24,5}{75} = 0,327x \quad (31)$$

Les relations 14-22-24-25-27-28 et 30 permettent de tracer les paraboles, en utilisant  $S_0$  comme paramètre,  $S_0 = 1, 2, 5, 10$  ; les courbes sont reportées sur la figure 7.

**Unilatéralisation (Neutrodynage)**

Si nous considérons le schéma en  $\pi$  (fig. 8) généralement utilisé pour représenter le transistor, on peut, en partant des équations de Kirchhoff, établir les relations :

$$I = f(V)$$

du quadripôle global.

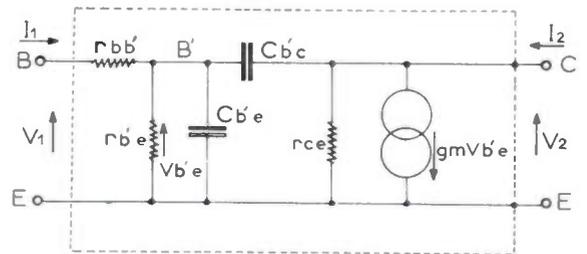


FIG. 8

Le coefficient  $Y_{12}$  peut s'exprimer par :

$$Y_{12} = -\frac{j \frac{C_{b'c}}{r_{bb'}}}{\frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{r_{bb'}} + j(C_{b'c} + C_{b'e})} = g_{12} + jb_{12} \quad (32)$$

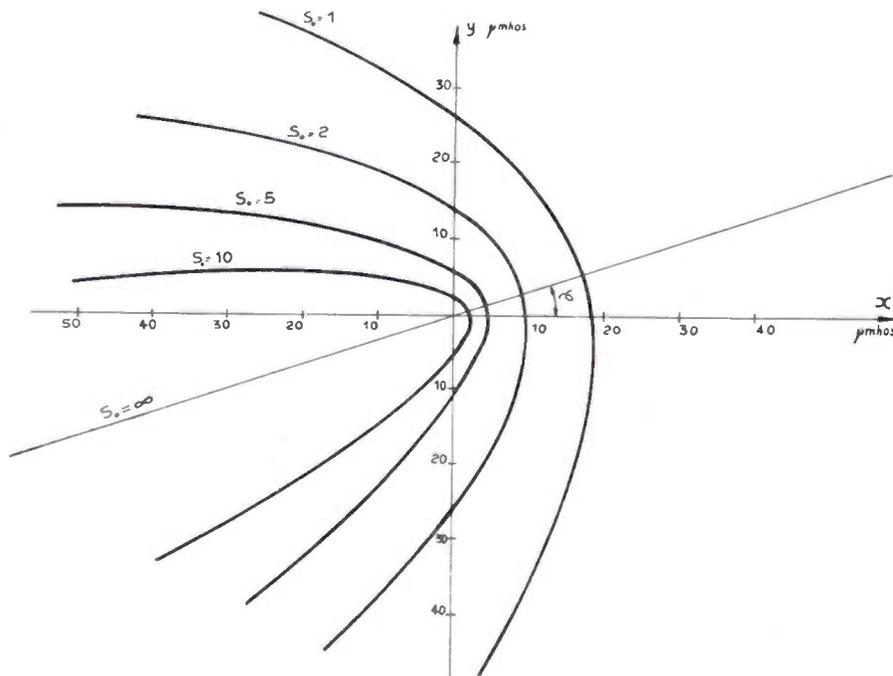


FIG. 7

Dans le cas de transistors destinés à l'amplification de signaux à haute fréquence,  $g_{12}$  est toujours négligeable par rapport à  $b_{12}$  et on peut considérer :

$$Y_{12} \approx jb_{12}$$

Dès lors, de l'examen des courbes de la figure 7 il résulte immédiatement quelle est la valeur qu'il serait souhaitable de donner à  $b_{12}$  pour assurer à l'amplificateur le facteur de stabilité absolu  $S_0$  désiré.

Considérons notre transistor sous sa forme de quadripôle (fig. 9) déterminé par la matrice  $[Y]$  et mettons en parallèle un quadripôle  $[Y']$ .

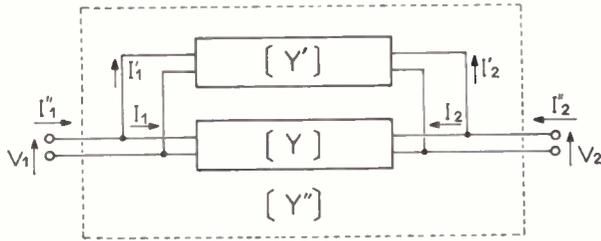


FIG. 9

La matrice  $Y''$  du quadripôle équivalent sera :

$$\begin{bmatrix} Y''_{11} & Y''_{12} \\ Y''_{21} & Y''_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y''_{11} & Y''_{12} \\ Y''_{21} & Y''_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y'_{11} & Y_{12} + Y'_{12} \\ Y_{21} + Y'_{21} & Y_{22} + Y'_{22} \end{bmatrix}$$

Pour que le quadripôle global possède une stabilité infinie (voir courbes fig. 7) ; il faudra que :

$$Y''_{12} = 0$$

soit :

$$Y'_{12} = -Y_{12}$$

Le quadripôle  $[Y']$  peut être réalisé très simplement à l'aide du circuit de la figure 10, pour lequel :

$$[Y'] = \begin{bmatrix} Y_n & -Y_n \\ -Y_n & Y_n \end{bmatrix}$$

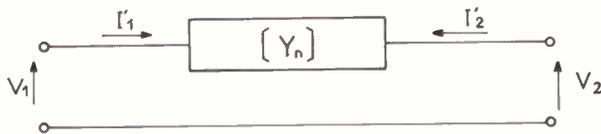


FIG. 10

La condition de stabilité infinie devient alors :

$$Y'_{12} = -Y_{12} = -Y_n$$

Dans le domaine des hautes fréquences, le paramètre  $Y_{12}$  du transistor possède toujours une partie imaginaire  $b_{12}$  négative.

Dès lors,  $Y_n$  devrait être négative. En pratique, on utilise le quadripôle de réaction (fig. 11) avec un transformateur qui réalise une inversion de phase de  $180^\circ$ . Il est alors possible de réaliser  $Y_n$  avec une capacité.

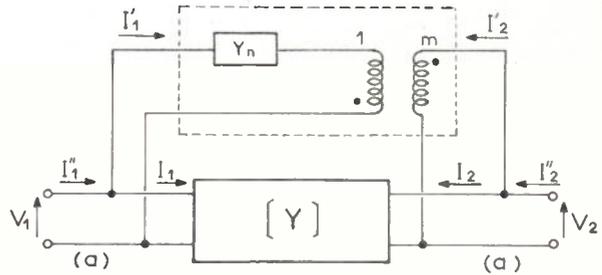


FIG. 11

Lorsque les bornes (a) sont à un potentiel de masse, et que la charge du quadripôle possède une masse virtuelle, on peut réaliser l'inversion de phase sans le transformateur en connectant  $Y_n$  directement sur une prise intermédiaire de la charge.

Dans le cas de la figure 11, la matrice des admittances du quadripôle de neutrodynage est :

$$[Y'] = \begin{bmatrix} Y_n & \frac{Y_n}{m} \\ \frac{Y_n}{m} & \frac{Y_n}{m^2} \end{bmatrix}$$

et celle du quadripôle complexe :

$$[Y''] = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_n & Y_{12} + \frac{Y_n}{m} \\ Y_{21} + \frac{Y_n}{m} & Y_{22} + \frac{Y_n}{m^2} \end{bmatrix}$$

et la condition de stabilité infinie devient :

$$Y_{12} = -\frac{Y_n}{m}$$

soit :

$$Y_n = -mY_{12}$$

Il est important de remarquer que pour le calcul du gain en puissance et des impédances d'entrée et de sortie du quadripôle complexe de la figure 11, il faut considérer à la place des paramètres  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$ , (effectivement mesurés sur le transistor seul) les nouveaux paramètres :

$$\begin{aligned} Y''_{11} &= Y_{11} + Y_n & Y''_{12} &= 0 \\ Y''_{21} &= Y_{21} + \frac{Y_n}{m} & Y''_{22} &= Y_{22} + \frac{Y_n}{m^2} \end{aligned}$$

De plus le calcul de l'expression donnant le gain en puissance du quadripôle complexe montre que le gain maximal correspond au cas où :

$$m = \sqrt{\frac{g_{11}}{g_{22}}}$$

### Conclusion

Le diagramme de la figure 7 donne la possibilité

de déterminer très rapidement les limites de variation du facteur de stabilité en fonction des valeurs moyennes rencontrées pour  $Y_{12}$  et des tolérances sur la capacité ( $Y_n$ ) de neutrodynage.

Les résultats précédents établis à partir de la théorie générale des quadripôles montrent la souplesse d'utilisation et les possibilités multiples qu'offrent les paramètres  $Y$ . De plus, on peut les relier facilement aux éléments du schéma de la figure 8 généralement utilisé comme base du raisonnement physique.

# L'INITIALISATION DES COMPENSATEURS NUMÉRIQUES UTILISÉS DANS LES SERVOMÉCANISMES ÉCHANTILLONNÉS

PAR

H. DAMPURÉ

*Ingénieur à la Direction des Constructions et Armes Navales  
(Établissement Maritime de Ruelle)*

## 1. Introduction

Le récent développement de la technique des servomécanismes échantillonnés résulte en grande partie de la possibilité de réaliser des compensateurs numériques à l'aide de calculateurs numériques en temps réel directement insérés dans la boucle d'asservissement (fig. 1).

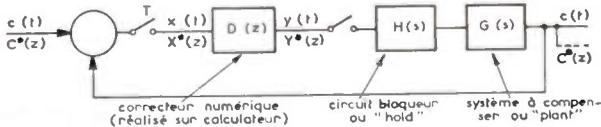


FIG. 1

Dans de nombreux cas, la valeur actuelle de la sortie  $y(t)$  du compensateur peut être considérée comme une somme linéaire des valeurs actuelles et précédentes de l'entrée et des valeurs précédentes (ou « passées ») de la sortie.

En technique ordinateur, on peut transposer comme suit :

Le ordinateur code et met en mémoire à intervalles réguliers égaux à la période d'échantillonnage les valeurs de l'entrée ; il élabore à chaque fois une valeur de la sortie qui est, d'une part transmise à l'extérieur, d'autre part mise en mémoire pour les calculs futurs.

On dispose à chaque instant d'échantillonnage dans les mémoires du ordinateur de :

- 1) la valeur actuelle de l'entrée
  - 2) les valeurs passées de l'entrée
  - 3) les valeurs passées de la sortie
- } conservées en nombre nécessaire et suffisant pour permettre le calcul de la somme linéaire à laquelle est égale la sortie.

Supposons pour fixer les idées que l'on conserve  $m$

valeurs passées de l'entrée et  $n$  valeurs passées de la sortie, avec  $n > m$ .

Lorsque le processus de calcul débute, on ne disposera de la totalité des valeurs passées requises qu'au bout du temps  $t = nT$ .

En particulier, à l'instant initial, on ne dispose que de la valeur actuelle de l'entrée.

La détermination du compensateur étant généralement faite par synthèse dans le domaine de la variable symbolique  $Z$ , on adopte en général l'hypothèse de la nullité des conditions initiales, ce qui conduit en pratique à l'instant initial à adopter la valeur zéro pour toutes les valeurs passées de l'entrée et de la sortie.

Le problème que nous nous posons est le suivant : un compensateur ayant été déterminé pour satisfaire à certaines spécifications, ne peut-on utiliser les degrés de liberté supplémentaires résultant de la possibilité de choisir les valeurs passées à l'instant initial pour améliorer la réponse du système à une perturbation survenant à l'instant initial. (Par exemple, un échelon de position résultant d'un recalage à l'instant initial). Il est en effet facile, après détermination des valeurs passées de  $x$  et de  $y$  à l'instant initial, de réaliser un programme qui charge, une fois et une seule à l'instant initial, les mémoires correspondantes.

## 2. Détermination de la relation liant l'entrée et la sortie d'un compensateur initialisé

Dans ce qui suit, nous supposons que le compensateur traduit une équation linéaire aux différences à coefficients constants.

Soient  $x(t)$  l'entrée du compensateur  
 $y(t)$  la sortie.

$x(t)$  et  $y(t)$  sont des fonctions de la variable  $t$ , connues pour les instants discrets  $nT$  où  $T$  est la période d'échantillonnage.

On adopte les notations :

$$x(nT) = x_n$$

$$y(nT) = y_n$$

La transformée en  $Z$  de  $x(t)$  sera notée  $X^*(Z)$  ou  $X^*$   
celle de  $y(t)$  sera notée  $Y^*(Z)$  ou  $Y^*$ .  
 $x(t)$  et  $y(t)$  sont liées par l'équation aux différences :

$$\sum_0^m a_i x_{k-i} = \sum_0^n b_j y_{k-j} \text{ où la condition de réalisabilité physique impose } b_0 \neq 0.$$

Nous supposons sans que la généralité du problème en soit réduite que  $n > m$ .

Le processus commence à l'instant  $k_0 T$ , mais on attribue aux valeurs passées des fonctions  $x$  et  $y$  les valeurs suivantes :

$$\begin{array}{ll} x_{k_0-1} = x_{-1} & y_{k_0-1} = y_{-1} \\ x_{k_0-2} = x_{-2} & y_{k_0-2} = y_{-2} \\ \dots & \dots \\ x_{k_0-m} = x_{-m} & \\ x_{k_0-(m+1)} = 0 & \\ \dots & \\ x_{k_0-n} = 0 & y_{k_0-n} = y_{-n} \end{array}$$

On adopte comme origine des temps pour la transformation en  $Z$  [1] l'instant  $(k_0 - n) T$ . La transformée de l'équation aux différences est :

$$\begin{aligned} & b_n Y^* + b_{n-1} Z [Y^* - y_{-n}] + b_{n-2} Z^2 \times \\ & [Y^* - y_{-n} - y_{-(n-1)} Z^{-1}] \dots + b_0 Z^n \times \\ & [Y^* - \sum_0^{n-1} y_{-(n-i)} Z^{-i}] \\ & = Z^{n-m} \{ a_m X^* + a_{m-1} Z [X^* - x_{-m} Z^{-(n-m)}] \\ & + a_{m-2} Z^2 [X^* - x_{-m} Z^{-(n-m)} - x_{-(m-1)} Z^{-(n-m)-1}] \\ & + \dots a_0 Z^m [X^* - Z^{(n-m)} \sum_0^{m-1} x_{-(m-j)} Z^{-j}] \} \end{aligned}$$

Soit :

$$\begin{aligned} & b_0 [Y^* - \sum_0^{n-1} y_{-(n-i)} Z^{-i}] + \dots + b_{n-2} Z^{-(n-2)} \times \\ & [Y^* - y_{-n} - y_{-n+1} Z^{-1}] + b_{n-1} Z^{-(n-1)} [Y^* - y_n] \\ & + b_n Z^{-n} Y^* = a_0 [X^* - Z^{-(n-m)} \sum_0^{m-1} x_{-m+j} Z^{-j} + \dots \\ & + a_{m-2} Z^{-(m-2)} [Y^* - x_{-m} Z^{-(n-m)} - x_{-m+1} Z^{-(n-m)-1}] \\ & + a_{m-1} Z^{-(m-1)} [X^* - x_{-m} Z^{-(n-m)}] + a_m Z^{-m} X^* \end{aligned}$$

Soit en regroupant :

$$\begin{aligned} Y^* \sum_0^n b_j Z^{-j} - \sum_{i=1}^n y_{-i} Z^{i-n} \sum_0^{i-1} b_k Z^{-k} &= X^* \sum_0^m a_s Z^{-s} \\ &- Z^{-(n-m)} \sum_{i=1}^m x_{-i} Z^{i-m} \sum_0^{i-1} a_s Z^{-s} \end{aligned} \quad (1)$$

Etant donné que nous avons imposé les  $n$  premières valeurs de  $x(t)$ , on peut écrire :

$$X^* = Z^{-(n-m)} \left[ \sum_1^m x_{-h} Z^{h-m} + Z^{-m} R^* \right]$$

où  $R^*$  représente l'entrée à partir de  $t = k_0 T$ .

Le terme  $X^* \sum_0^m a_r Z^{-r}$  s'écrit :

$$Z^{-n} R^*(Z) \sum_0^m a_r Z^{-r} + Z^{-(n-m)} \sum_1^m x_{-h} Z^{h-m} \sum_0^m a_r Z^{-r}$$

Soit en substituant dans (1) :

$$\begin{aligned} Y^* \sum_0^n b_j Z^{-j} &= R^* Z^{-n} \sum_0^m a_r Z^{-r} + Z^{-(n-m)} \sum_{i=1}^m x_{-i} Z^{i-m} \times \\ & \left\{ - \sum_0^{i-1} a_r Z^{-r} + \sum_0^m a_r Z^{-r} \right\} + \sum_{i=1}^n y_{-i} Z^{i-n} \sum_0^{i-1} b_k Z^{-k}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y^* \sum_0^n b_j Z^{-j} &= R^* Z^{-n} \sum_0^m a_r Z^{-r} + Z^{-(n-m)} \sum_{i=1}^m x_{-i} Z^{i-m} \times \\ & \sum_i^m a_r Z^{-r} + \sum_{i=1}^n y_{-i} Z^{i-n} \sum_0^{i-1} b_k Z^{-k}. \end{aligned}$$

En regroupant suivant les puissances de  $Z$  les 2 derniers termes, on a :

$$1) \sum_{i=1}^n y_{-i} Z^{i-n} \sum_0^{i-1} b_k Z^{-k} = \sum_{j=0}^{n-1} Z^{-j} \sum_{i=0}^j b_i y_{j-n-i}$$

$$\begin{aligned} 2) \quad & Z^{-(n-m)} \sum_{i=1}^m x_{-i} Z^{i-m} \sum_i^m a_r Z^{-r} = \\ & Z^{-n} \sum_{h=0}^{m-1} x_{-h} Z^{-h} \sum_{j=1}^{m-h} a_{h+j} x_{-j} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y^* \sum_0^n b_j Z^{-j} &= Z^{-n} R^* \sum_0^m a_r Z^{-r} + Z^{-n} \sum_{h=0}^{m-1} Z^{-h} \times \\ & \sum_{j=1}^{m-h} a_{h+j} x_{-j} + \sum_{j=0}^{n-1} Z^{-j} \sum_{i=0}^j b_i y_{j-n-i} \end{aligned} \quad (2)$$

En raison du facteur  $Z^{-n}$  les deux premiers termes donnent une contribution nulle à la valeur de  $y(t)$  aux instants

$$(k_0 - n)T, \dots, (k_0 - 1)T.$$

Dans la transformée en  $Z$ ,  $Y^*$  de  $y(t)$ , développée suivant les puissances croissantes de  $Z^{-1}$ , la contribution des 2 premiers termes aux coefficients de  $Z^0, Z^{-1}, \dots, Z^{-(n-1)}$  est nulle.

La contribution du 3<sup>e</sup> terme dans  $Y^*$  s'exprime par :

$$Y_3^* = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} Z^{-j} \sum_{t=0}^j b_t y_{j-n-t}}{\sum_0^n b_j Z^{-j}} \quad (3)$$

Or il est aisé de se rendre compte que les coefficients des termes  $Z^0, \dots, Z^{-(n-1)}$  de  $Y_3^*$  sont respectivement égaux à  $y_{-n}, y_{-n+1}, \dots, y_{-1}$ , valeurs initiales de  $y(t)$ .

On peut donc écrire :

$$Y_3^* = \sum_0^{n-1} y_{-n+j} Z^{-j} + Z^{-n} C_3^*(Z) \quad (4)$$

Soit en identifiant (4) et (3) :

$$\sum_{j=0}^{n-1} Z^{-j} \sum_{t=0}^j b_t y_{j-n-t} \equiv \sum_0^n b_j Z^{-j} \sum_0^{n-1} y_{-n+j} Z^{-j} + Z^{-n} C_3^* \sum_0^n b_j Z^{-j} \quad (5)$$

Or, on voit immédiatement que :

$$\sum_0^n b_j Z^{-j} \sum_0^{n-1} y_{j-n} Z^{-j} = \sum_{j=0}^{n-1} Z^{-j} \sum_{t=0}^j b_t y_{j-n-t} + \sum_n^{2n-1} Z^{-k} \sum_{l=1}^{2n-k} y_{-l} b_{l+k-n}$$

et en substituant dans (5) :

$$0 \equiv \sum_n^{2n-1} Z^{-k} \sum_{l=1}^{2n-k} y_{-l} b_{l+k-n} + Z^{-n} C_3^* \sum_0^n b_j Z^{-j}$$

soit en posant  $h = k - n$

$$-Z^{-n} \sum_0^{n-1} Z^{-h} \sum_{l=1}^{n-h} y_{-l} b_{l+h} \equiv Z^{-n} C_3^* \sum_0^n b_j Z^{-j}$$

En remplaçant le 3<sup>e</sup> terme de (2) par sa valeur :

$$Y^* \sum_0^n b_j Z^{-j} = Z^{-n} \left[ R^* \sum_0^m a_r Z^{-r} + \sum_{h=0}^{m-1} Z^{-h} \times \sum_{j=1}^{m-h} a_{h+j} x_{-j} - \sum_0^{n-1} Z^{-h} \sum_{l=1}^{n-h} y_{-l} b_{l+h} \right] + \sum_0^{n-1} y_{j-n} Z^{-j} \sum_0^n b_j Z^{-j}$$

Les valeurs de  $y(t)$  aux instants

$$(k_0 - n)T, \dots, (k_0 - 1)T$$

qui sont données dans l'expression ci-dessus par le dernier terme, sont sans intérêt, puisque égales à  $y_{-n}, \dots, y_{-1}$  choisies a priori. On constate, en outre, que le dernier terme apporte une contribution nulle à la valeur de  $y(t)$  pour les instants ultérieurs à  $(k_0 - 1)T$ . La valeur de  $y(t)$  n'est intéressante qu'à partir de  $t = k_0 T$  instant de début du processus de calcul.

Si l'on définit  $c(t)$  :

1° nulle pour les instants  $(k_0 - n)T, \dots, (k_0 - 1)T$

2° égale à  $y(t)$  pour les instants  $k_0 T, (k_0 + 1)T, \dots$

on a :

$$C^* \sum_0^n b_j Z^{-j} = R^* \sum_0^m a_r Z^{-r} + \sum_{h=0}^{m-1} Z^{-h} \times \sum_{j=1}^{m-h} a_{h+j} x_{-j} - \sum_0^{n-1} Z^{-h} \sum_{l=1}^{n-h} y_{-l} b_{l+h}$$

soit :

$$C^* = R^* \frac{\sum_0^m a_r Z^{-r}}{\sum_0^n b_j Z^{-j}} + \frac{\sum_{h=0}^{m-1} Z^{-h} \sum_{j=1}^{m-h} a_{h+j} x_{-j} - \sum_0^{n-1} Z^{-h} \sum_{l=1}^{n-h} y_{-l} b_{l+h}}{\sum_0^n b_j Z^{-j}} \quad (6)$$

L'origine des temps est l'instant  $k_0 T$

Cette formule est valable pour  $n \leq m$

On vérifie en faisant  $y_{-j} = x_{-i} = 0$  pour  $\begin{cases} 1 \leq j \leq n \\ 1 \leq i \leq m \end{cases}$  que l'expression de la sortie du correcteur non initialisé est :

$$C^* = R^* \frac{\sum_0^m a_r Z^{-r}}{\sum_0^n b_j Z^{-j}} \quad \text{résultat classique.}$$

La sortie du correcteur initialisé comprend outre le terme habituel lié à l'entrée, un terme indépendant de l'entrée qui représente la contribution des valeurs initiales. Il est important de noter que ce terme se présente sous la forme d'une fraction rationnelle en  $Z$  qui a même dénominateur que la transmittance du correcteur.

On pourra écrire symboliquement si

$$D^*(z) = \frac{\sum_0^m a_r Z^{-r}}{\sum_0^n b_j Z^{-j}} = \frac{P^*}{Q^*}$$



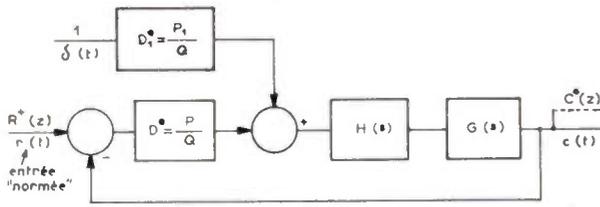


FIG. 2

**Remarque importante**

Le second terme représente la contribution des valeurs initiales à la sortie. Une fois que les valeurs d'initialisation sont déterminées, ce terme est indépendant de l'entrée normée. En pratique, on peut donc connaître la partie de la sortie due aux valeurs initiales et l'ajouter à la réponse sans initialisation à une entrée quelconque pour avoir la réponse du système initialisé à cette entrée.

Nous avons vu que  $D_1^*$  et  $D^*$  ont même dénominateur.

Nous noterons  $P(H)$  le numérateur d'une expression  $H$  et  $Q(H)$  son dénominateur,  $P$  et  $Q$  polynômes, en  $Z$ .

Le dénominateur commun de  $D_1^*$  et  $D^*$  sera noté  $Q(D)$ . En ce cas :

$$C^*(Z) = \frac{P(D^*)P(HG^*)}{P(D^*)P(HG^*) + Q(D^*)Q(HG^*)} \times \frac{P(R^*)}{Q(R^*)} + \frac{P(D_1^*)P(HG^*)}{P(D^*)P(HG^*) + Q(D^*)Q(HG^*)} \quad (8)$$

Soit :

$$C^*(Z) = \frac{P(HG^*)[P(D^*)P(R^*) + P(D_1^*)Q(R^*)]}{Q(R^*)[P(D^*)P(HG^*) + Q(D^*)Q(HG^*)]}$$

La réponse du système non initialisé est :

$$C^*(Z) = \frac{P(HG^*)P(D^*)P(R^*)}{Q(R^*)[P(D^*)P(HG^*) + Q(D^*)Q(HG^*)]}$$

On remarque que l'expression de la sortie du système initialisé :

1) Conserve le même dénominateur que la réponse sans initialisation, c'est-à-dire les *mêmes pôles*.

2) Conserve au numérateur, le facteur  $P(HG^*)$ , c'est-à-dire les zéros dus au « hold » et au « plant ».

3) Possède des zéros différents des zéros de la réponse sans initialisation dus au correcteur et à l'entrée... Il est possible de déplacer ces nouveaux zéros en agissant sur les valeurs initiales.

**Remarques :**

1) Les coefficients du polynôme :

$P(D^*)P(R^*) + P(D_1^*)Q(R^*)$  étant des nombres

réels, les zéros de cette expression sont soumis aux conditions suivantes : être soit réels, soit imaginaires conjugués.

Si le degré de l'expression est impair et égal à  $2n + 1$ , elle aura un zéro réel et  $2n$  autres paires de zéros. Les zéros de chaque paire étant soit réels, soit imaginaires conjugués.

Si le degré de l'expression est pair et égal à  $2n$ , elle aura  $n$  paires de zéros. Les zéros de chaque paire étant réels ou imaginaires conjugués.

En pratique, d'autres limitations surviennent, en raison du fait que les valeurs d'initialisation ont des modules limités par le cadrage des grandeurs  $x$  et  $y$  dans le calculateur.

2) Le nombre de nouveaux zéros est au plus égal à la somme des nombres de pôles de l'entrée et du compensateur.

$C^*(Z)$  est de la forme générale :

$$C^*(Z) = K \frac{\prod_0^l (Z - \alpha_i)}{\prod_0^m (Z - \beta_i)} = K \frac{P(Z)}{Q(Z)}$$

avec  $l \leq m$  (réalisabilité physique)

$\alpha_i$  zéros

$\beta_i$  pôles réels ou complexes.

La valeur de la sortie à l'instant  $(n + 1)T$  est donnée par [2]. Si  $C^*(z)$  n'a pas de zéro à l'origine :

$$C_{(n+1)T} = \sum_{\text{pôles réels } \beta_r} \frac{KP(\beta_r)}{Q'(\beta_r)} (\beta_r)^n + \sum_{\substack{\text{pôles complexes} \\ \beta_c = a_c + jb_c}} 2 \left| \frac{KP(\beta_c)}{Q'(\beta_c)} \right| |\beta_c|^n \cos(n\theta_c + \Phi_c)$$

$n \geq 0$

avec  $\theta_c = \text{Arctg} \frac{b_c}{a_c}$

$\phi_c = \text{Arg} [P(\beta_c) - Q(\beta_c)]$

$$C_0 = K \frac{P(0)}{Q(0)} + \sum_{\text{pôles réels } \beta_r} K \frac{P(\beta_r)}{Q'(\beta_r) \beta_r} + \sum_{\text{pôles complexes } \beta_c} 2 \left| \frac{KP(\beta_c)}{\beta_c Q'(\beta_c)} \right| \cos(\Phi_c - \theta_c)$$

Or il est classique de dire que les résidus, tels que  $K \frac{P(\beta_r)}{Q'(\beta_r)}$  peuvent être calculés directement à partir du tracé des pôles et des zéros de  $C^*(z)$ .

Le résidu relatif à un pôle est égal à  $K$  fois le rapport du produit des vecteurs d'origine les zéros et d'extrémités le pôle considéré sur le produit des vecteurs d'origine les autres pôles et d'extrémité le pôle considéré.

$$\text{Rés.}(B_t) = K \frac{\prod_{i=0}^l \overrightarrow{A_i B_t}}{\prod_{\substack{j=0 \\ j \neq t}}^m \overrightarrow{B_j B_t}} \quad \text{où } A_i \text{ est le zéro d'affixe } \alpha_i$$

$$j \neq t \tag{9}$$

Les modifications de la valeur de  $K$ , les déplacements de zéros et l'apparition éventuelle de nouveaux zéros, phénomènes dus à l'initialisation, modifient donc la valeur des résidus, et permettent une pondération différente des éléments simples de la réponse, c'est-à-dire des termes tels que  $(\beta_r)^n$  et  $|\beta_c|^n \cos(n\theta_c)$ . En particulier, on voit que rapprocher un zéro variable d'un pôle diminuera le résidu relatif à ce pôle, donc l'influence de l'élément simple qui lui correspond dans la réponse transitoire.

Les nouveaux résidus peuvent être facilement calculés à partir de la formule (9).

Par exemple pour un système ayant une paire de pôles complexes dominants, soumis à un échelon de position, l'initialisation ne modifiera ni la fréquence propre, ni l'amortissement, mais pourra modifier l'amplitude du dépassement.

On constate en examinant le dénominateur du terme dû à l'initialisation dans la formule (8), qu'il admet pour racine l'équation caractéristique du système. Si le système est stable, tous les zéros de cette équation sont à l'intérieur du cercle unité ; il en résulte que les termes dus à l'initialisation disparaissent pour  $t \rightarrow \infty$ . L'initialisation ne modifie que la réponse transitoire.

**4. Cas particulier : réponse d'un système initialisé à un échelon de position**

**a) Structure de la réponse**

Ce cas est traité en raison de son importance pratique : il est en effet fréquent qu'à l'instant où débute le processus de calcul dans le calculateur (c'est-à-dire l'instant où on ferme la boucle d'asservissement), un « recalage » de la valeur de la sortie sur la valeur de l'entrée ait lieu.

L'entrée particulière est en ce cas  $\frac{Z}{Z-1}$

La réponse du système initialisé :

$$C^*(z) = \frac{P(HG^*) [P(D^*)Z + P(D_1^*)(Z-1)]}{P(D^*)P(HG^*) + Q(D^*)Q(HG^*)} \frac{1}{Z-1}$$

La transmittance la plus générale du correcteur se présente sous la forme :

$$A \frac{Z^{-k}(1 + a_1 Z^{-1} + \dots + a_m Z^{-m})}{1 + \dots + b_n Z^{-n}} \tag{10}$$

$k \geq 0$  réalisabilité physique

1) si  $m + k > n$ , en multipliant par  $Z^{m+k}$

$$A \frac{Z^m + a_1 Z^{m-1} + \dots + a_m}{(Z^n + \dots + b_n) Z^{m+k-n}}$$

Le terme d'initialisation s'exprime par :

$$D_1^* = \frac{\sum_0^{m+k-1} Z^{m+k-h} \sum_1^{m+k-h} a_{h+j} x_{-j}}{Z^{m+k-n} \sum_0^n b_j Z^{-j}}$$

Le numérateur de cette expression est un polynôme  $P(D_1)$  dont les termes vont du degré 1 à  $m + k$  et qui possède  $m + k$  coefficients, réglables par les  $m + k$  variables d'initialisation.

On peut mettre  $Z$  en facteur dans  $P(D_1)$  et écrire :

$$P(D_1) = ZS(D_1)$$

Il en résulte que :

$$C^* = \frac{P(HG^*) [P(D^*) + S(D_1)(Z-1)]}{\underbrace{P(D^*)P(HG^*) + Q(D^*)Q(HG^*)}_{\text{transmittance}}} \frac{Z}{Z-1} \dots \dots \dots$$

entrée

On voit que dans la réponse à l'entrée particulière échelon de position survenant à l'instant initial, tout se passe comme si la transmittance du système initialisé ne différait de la transmittance du système non initialisé que par modification des seuls zéros dus au correcteur.

Le correcteur possède avant initialisation  $m$  zéros.

Le degré de  $P(D^*) + S(D_1^*)(Z-1)$  est  $m + k$  au plus et il en résulte que le correcteur initialisé possède  $m + k$  zéros au plus.  $P(D^*) + S(D_1^*)(Z-1)$  possède  $m + k + 1$  coefficients et l'on ne dispose que de  $m + k$  variables d'initialisation permettant d'ajuster  $m + k$  coefficients. Si  $S(D_1)$  peut être choisi ad libitum,  $S(D_1)(Z-1)$  est divisible par  $(Z-1)$ . Cette divisibilité traduit le fait que l'initialisation ne joue pas sur l'état final. En effet, si l'on cherche

$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{(Z-1)}{Z} C_{\text{init.}}^*(Z)$  on constate que le terme  $S D_1(Z-1) \rightarrow 0$  et que la limite est égale à :

$$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{(Z-1)}{Z} C_{\text{non init.}}^*(Z)$$

En résumé, les  $m + k$  variables d'initialisation permettent de choisir les  $m + k$  zéros du correcteur ini-

tialisé, le gain de ce correcteur étant alors *imposé* en sorte que la valeur finale de la sortie soit identique à celle du système non initialisé. Cette invariance de la valeur finale se traduit ici par l'invariance du résidu relatif au pôle de l'entrée ( $Z = 1$ ).

2) Si  $m + k < n$  la transmittance du correcteur en fonction des puissances  $Z^n$  de  $Z$  s'obtient en multipliant (10) par  $Z^n$  :

$$A \frac{Z^{n-m-k} (Z^m + a_1 Z^{m-1} \dots + a_m)}{Z^n + \dots + b_n}$$

Le terme d'initialisation s'exprime par :

$$D_1^* \frac{\sum_0^{n-1} Z^{n-h} \sum_1^{n-h} b_{h+i} y_{-i}}{\sum_0^n b_j Z^{n-j}}$$

La suite est identique au cas  $m + k > n$ .

En particulier, le correcteur possède avant initialisation  $n - k$  zéros et  $n$  zéros au plus après initialisation.

b) Action sur le dépassement transitoire

On sait [1] que pour un système présentant une paire de pôles dominants  $\alpha \pm j\beta$ , l'expression *approchée* du dépassement est donnée par :

$$M_p = \prod_{\text{pour tous les pôles excepté la paire dominante}} \frac{aO}{ab} \left| Z_0 \right|^{\Phi/\theta_0} \times \prod_{\text{pour tous les zéros}} \frac{db}{dO} \left| Z_0 \right|^{-\gamma/\theta_0} \times \left| Z_0 \right|^{\frac{\pi}{\theta_0}}$$

- où  $a$  : pôle courant
- $b$  : le pôle dominant  $\alpha + j\beta$
- $d$  : zéro courant
- $O$  : le point  $1 + j0$
- $\gamma$  : arg (db)
- $\Phi$  : arg (ab)
- $Z_0$  : module des pôles dominants
- $\theta_0$  : argument du pôle dominant  $\alpha + j\beta$

L'initialisation permet de jouer sur le terme :

$$\prod_{\text{pour tous les zéros du compensateur}} \frac{db}{dO} \left| Z_0 \right|^{-\frac{\gamma}{\theta_0}}$$

Après initialisation, une expression *approchée* du facteur de réduction du dépassement est :

$$\prod_{\text{pour les zéros du compensateur}} \frac{eb}{eO} \frac{dO}{db} \left| Z_0 \right|^{\frac{\gamma-\eta}{\theta_0}} \times \prod_{\text{pour les nouveaux zéros introduits}} \frac{fb}{fO} \left| Z_0 \right|^{-\frac{\nu}{\theta_0}}$$

- où  $e$  : nouvelle position du zéro  $d$
- $f$  : nouveau zéro
- $\eta$  : arg.  $eb$
- $\nu$  : arg.  $fb$ .

5. Exemple

Nous empruntons à la référence [1] (page 132), l'exemple suivant (fig. 3) :

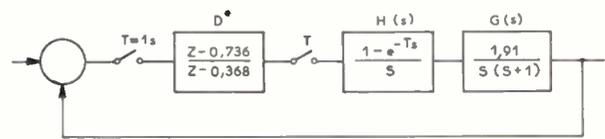


FIG. 3

Nous supposons que le compensateur a été déterminé en fonction de critères autre que celui d'une bonne réponse à un échelon de position survenant à l'instant initial.

La réponse transitoire à un échelon de position présente en effet un dépassement de l'ordre de 40 %.

Transformée en  $Z$  du « plant » et du « hold » :

$$HG^* = 1,91 \mathcal{Z} \left[ \frac{1 - e^{-Ts}}{S} \frac{1}{S(S+a)} \right] = \frac{0,702(Z+0,720)}{(Z-1)(Z-0,368)}$$

Transmittance en boucle fermée :

$$\frac{D^* HG^*}{1 + D^* HG^*} = \frac{0,702(Z+0,720)(Z-0,736)}{(Z-1)(Z-0,368)^2 + 0,702(Z+0,720)(Z-0,736)} = \frac{0,702(Z+0,720)(Z-0,736)}{(Z-0,775)(Z^2 - 0,260Z + 0,640)}$$

pôles complexes  $Z = +0,13 \pm j0,79$

Le correcteur a un numérateur de même degré que le dénominateur : l'initialisation déplacera donc le zéro  $Z = 0,736$ , sans introduire de nouveaux zéros.

L'expression du terme  $P_1^* = P(D_1^*)$  exprimé selon les puissances de  $Z$  est :

$$\sum_{h=0}^0 Z^{1-h} \sum_{j=1}^1 -0,736 x_{-j} - \sum_{k=0}^0 Z^{1-k} \sum_{l=1}^1 -0,368 y_{-l} \dots$$

nous imposerons la condition supplémentaire  $y_{-1} = 0$ , l'expression précédente devient  $-0,736 x_{-1} Z$ .

$$S_1^*(Z-1) = -0,736 x_{-1} (Z-1)$$

La transmittance en boucle fermée est :

$$\frac{0,702(Z+0,720)}{(Z-0,775)(Z^2-0,260Z+0,640)} \times [Z-0,736-0,736 x_{-1} (Z-1)]$$

soit :

$$\frac{0,702(Z+0,720)[Z(1-0,736 x_{-1})-0,736(1-x_{-1})]}{(Z-0,775)(Z^2-0,260Z+0,640)}$$

Nouveau zéro:  $+0,736 \frac{1-x_{-1}}{1-0,736 x_{-1}}$

Nouveau gain :  $0,702 (-0,736 x_{-1})$

Réponse à un échelon de position :  $C^*(Z) =$

$$\frac{0,702Z(Z+0,720)[Z(1-0,736 x_{-1})-0,736(1-x_{-1})]}{(Z-1)(Z-0,775)(Z^2-0,260Z+0,640)}$$

L'expression de la valeur  $C(nT)$  de la réponse du système à un échelon de position est de type :

$$C(nT) = \sum_{\text{rés.}} \cdot C^*(Z) Z^{n-1}$$

et comme  $C^*(Z)$  possède un zéro à l'origine :

$$\sum_{\text{rés.}} (Z^{-1} C^*(Z)) Z^n$$

$$C(nT) = \underline{1} + A(0,775)^n + 2/B/(0,8)^n \cos(1,38 n + \Phi) \tag{10}$$

où  $1, A$  et  $B/e^{j\Phi}$  sont les résidus relatifs aux pôles réels  $0$  et  $0,775$  et au pôle complexe  $0,13 + j 0,79$  de la fonction  $Z^{-1} C^*(Z)$ .

Pour chaque valeur de  $x_{-1}$ , on calcule les résidus sur le graphique des pôles et zéros avec la méthode indiquée ci-dessus et l'on en déduit la réponse. En fait lorsqu'une première valeur des résidus est connue, on obtient les autres en tenant compte des seuls éléments variables : le zéro et le gain  $K$ .

Pour éviter le calcul de tous les termes de la réponse une fois les résidus connus, nous avons procédé comme suit, compte tenu du fait que nous disposions d'une installation de calcul analogique et non d'un calculateur numérique.

On recherche une fonction de la variable  $s$  dont la transformée inverse est une fonction du temps coïncidant avec la transformée inverse de  $C^*(Z)$  aux instants d'échantillonnage, puis cette fonction est réalisée sur calculateur analogique.

L'une des fonctions satisfaisant à cette condition est la fonction  $C(s)$  qui admet  $C^*(Z)$  comme transformée en  $(Z)$ .

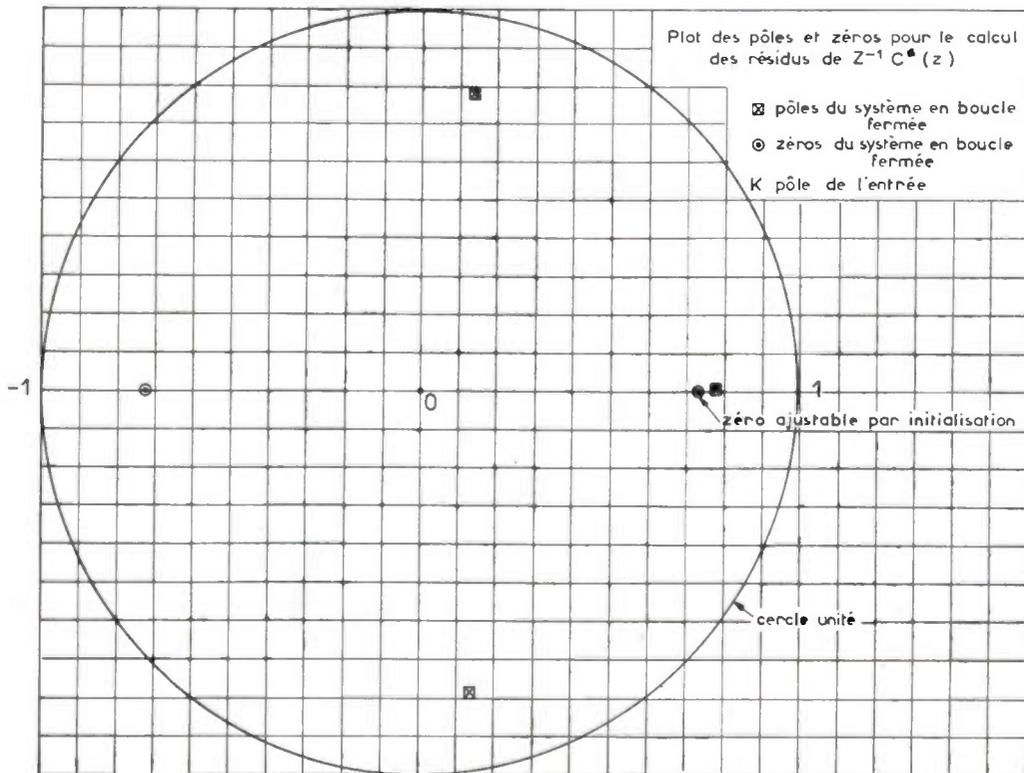


FIG. 4

Elle peut aisément être obtenue de la manière suivante, on a (voir ci-dessus) :

$$Z^{-1} C^*(Z) = \frac{1}{Z-1} + \frac{A}{Z-0,775} + \frac{|B|e^{j\Phi}}{Z-(0,13+j0,79)} + \frac{|B|e^{-j\Phi}}{Z-(0,13-j0,79)}$$

$$C^*(Z) = \frac{1}{1-Z^{-1}} + \frac{A}{1-0,775Z^{-1}} + \frac{|B|e^{j\Phi}}{1-(0,13+j0,79)Z^{-1}} + \frac{|B|e^{-j\Phi}}{1-(0,13-j0,79)Z^{-1}}$$

$$C_1(t) = 1 + Ae^{-0,255t} + |B|e^{-0,223t} \cos(1,38t + \Phi)$$

En faisant  $t = nT$ , on vérifie que  $C_1(t)$  coïncide avec  $C(nT)$  pour  $t = nT$ .

*N.B.*  $C_1(t)$  ne doit pas être confondue avec la sortie continue du système qui pourrait être déterminée par la transformée en  $Z$  modifiée.

Les courbes de la figure 5 donnent  $C_1(t)$  pour différentes valeurs du zéro ajustable par initialisation.

La courbe  $Z = 0,736$  est celle du système non initialisé.

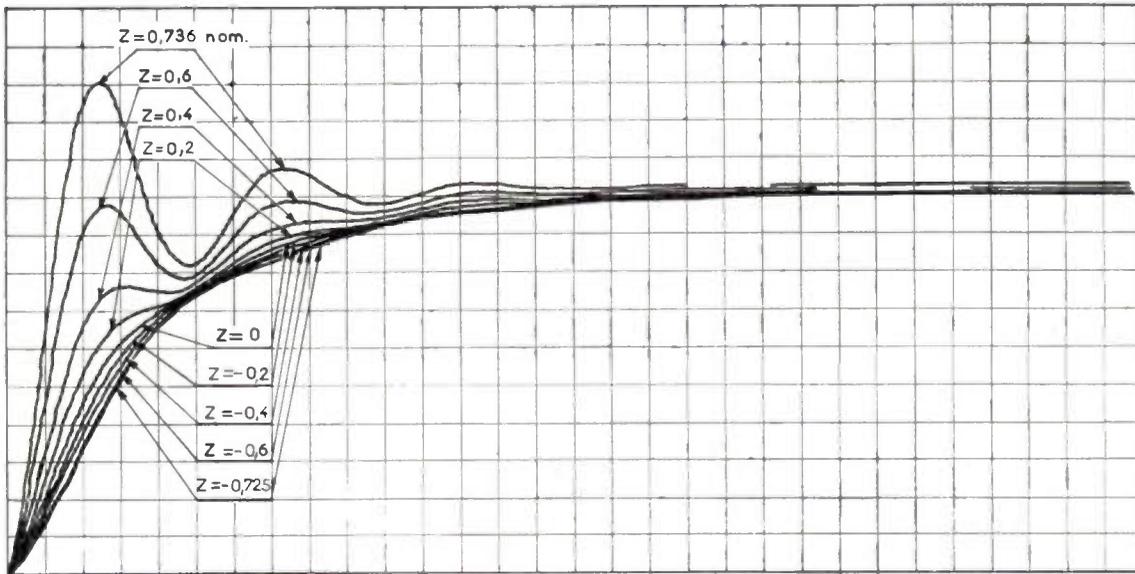


FIG. 5

En passant du domaine  $Z$  au domaine  $S$ , compte-tenu du fait que :

$$\mathcal{Z}^{-1} \left[ \frac{1}{Z-(a+jb)} \right] = \mathcal{Z}^{-1} \left[ \frac{\mathcal{Z}}{Z - Me^{j\theta}} \right] = \frac{1}{S - \left[ \frac{1}{T} \text{Log } M + \frac{j\theta}{T} \right]}$$

avec  $M = \sqrt{a^2 + b^2}$

$$\theta = \text{Arctg} \frac{b}{a}$$

$$C(s) = \frac{1}{S} + \frac{A}{S+0,255} + \frac{|B|e^{j\Phi}}{S+0,223-j1,38} + \frac{|B|e^{-j\Phi}}{S+0,223+j1,38} =$$

$$\frac{1}{S} + \frac{A}{S+0,255} + \frac{2|B|(S+0,223) \cos \Phi - 1,38 \sin \Phi}{S^2 + 0,446S + 1,954}$$

### 6. Initialisation d'un ensemble de compensateurs

Il arrive que l'on soit obligé de mettre en cascade ou en parallèle un certain nombre de correcteurs, ou ce qui revient au même, que l'on introduise des variables auxiliaires, qui imposent la décomposition d'un compensateur en plusieurs compensateurs élémentaires. Nous nous proposons d'établir l'effet global des initialisations de ces compensateurs sur la sortie du système qui les utilise (fig. 6).

$$C^* = HG^* [E_1^* + F_1^* + D_1^*(E^* + F^*) + (R^* - C^*)D^*(E^* + F^*)]$$

$$C^* [1 + D^*(E^* + F^*)HG^*] = R^*HG^*D^*(E^* + F^*) + [E_1^* + F_1^* + D_1^*(E^* + F^*)]HG^*$$

$$C^* = R^* \cdot \frac{HG^*D^*(E^* + F^*)}{1 + D^*(E^* + F^*)HG^*} + \frac{[E_1^* + F_1^* + D_1^*(E^* + F^*)]HG^*}{1 + D^*(E^* + F^*)HG^*}$$

Les termes  $E_1^*, F_1^*, D_1^*$ , ayant respectivement même dénominateur que  $E^*, F^*, D^*$ .

$$C^* = \frac{1}{Q(R^*)} \frac{P(HG^*) \{ P(R^*)P(D^*) [P(E^*)Q(F^*) + P(F^*)Q(E^*)] + Q(R^*) [Q(D^*)(P(E^*)Q(F^*) + P(F^*)Q(E^*)) + P(D^*) [P(E^*)Q(F^*) + P(F^*)Q(E^*)] \}}{P(D^*) [P(E^*)Q(F^*) + P(F^*)Q(E^*)] P(HG^*) + Q(D^*)Q(E^*)Q(F^*)Q(HG^*)}$$

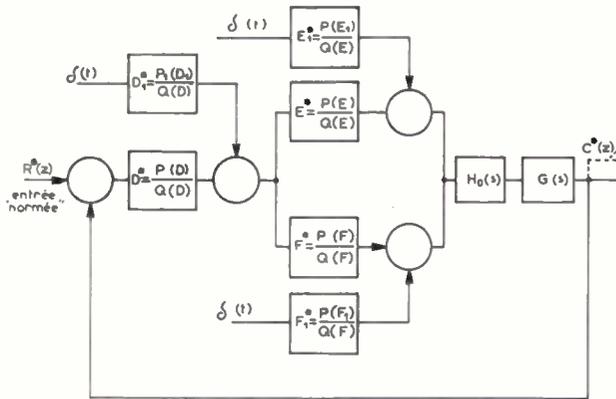


FIG. 6

L'analyse de cette expression montre que toutes les propriétés établies ci-dessus pour l'initialisation d'un seul correcteur sont conservées.

Le schéma ci-dessus peut d'ailleurs être modifié comme suit (fig. 7) :

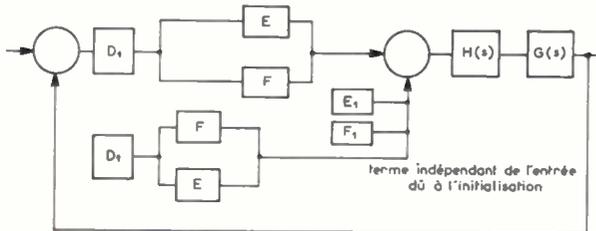


FIG. 7

Les résultats qui viennent d'être exposés ont été appliqués au système décrit dans [3] et représentés par le schéma ci-dessous (fig. 8) que nous empruntons à cette même référence.

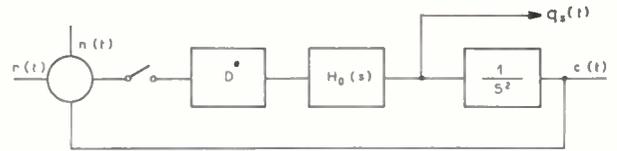


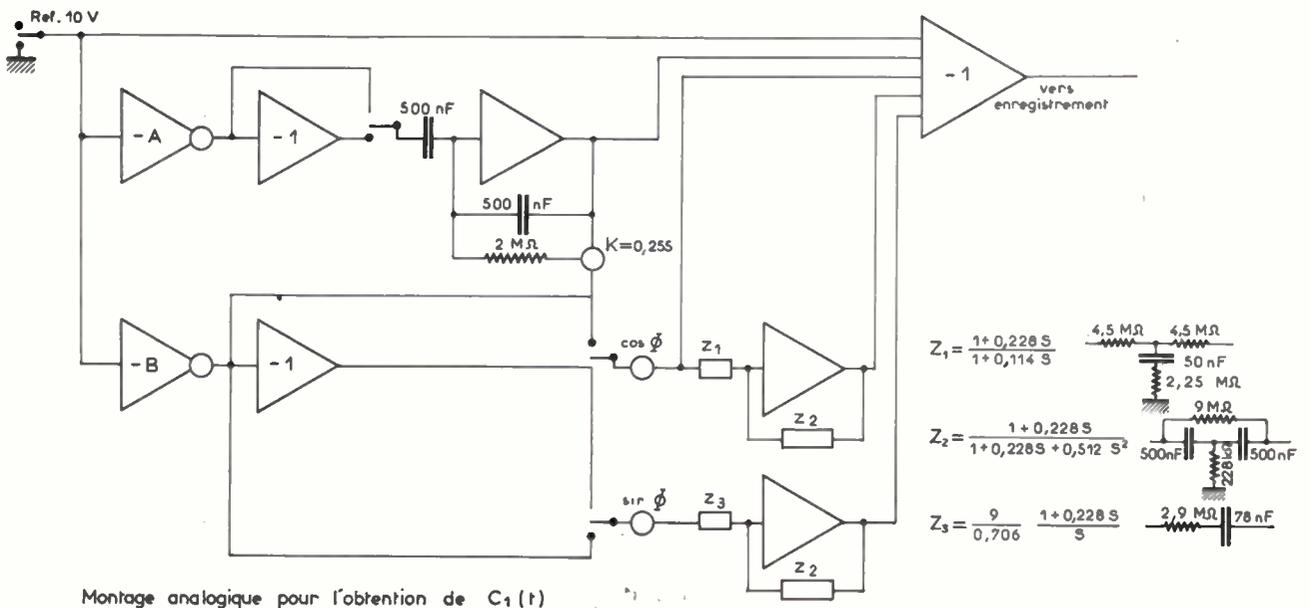
FIG. 8

Le compensateur de ce système avait été déterminé par la méthode d'optimisation de Newton avec comme critère la minimisation de la valeur quadratique moyenne de l'erreur  $r(t) - C(t)$  pour un signal d'entrée, composé d'échelons d'accélération, répartis suivant une loi de Poisson et un bruit  $n(t)$  blanc ceci en limitant la probabilité de saturation du signal  $q_s(t)$ .

La réponse du système à un échelon de position était alors caractérisée par un fort dépassement (70 %). Le système ne devant subir qu'un échelon de position à l'instant initial, l'initialisation de  $D^*$  a permis de réduire ce dépassement de moitié.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] JURY EI Sampled Data Control Systems. John Wiley & Sons Ed (1958).
- [2] TOU JT Digital and Sampled Data Control System. McGraw Hill Ed. (1959).
- [3] THELLIER PL — Optimisation et Auto-Optimisation des Systèmes de Commande à données échantillonnées. (1961).



# LA GÉOMÉTRIE DE LA DYNAMIQUE ET LES VIBRATIONS DES SYSTÈMES NON-LINÉAIRES

par

R. M. ROSENBERG

*Professeur à l'Université de Californie à Berkeley*

## Introduction

Cette conférence traite de mobiles, composés de masses, et de ressorts liant les masses entr'elles. En général, on a l'habitude de distinguer les mobiles « linéaires » des mobiles « non-linéaires », et le mot « linéaire » a une signification très particulière provenant de la représentation adoptée pour décrire le système en termes mathématiques. On sait que cette représentation n'est pas unique ; les équations les plus couramment utilisées sont les « équations du mouvement », c'est-à-dire les équations de NEWTON dans lesquelles la variable indépendante est le temps. Le mobile est dit « linéaire » si ses équations du mouvement sont linéaires, dans le cas contraire le mobile est dit « non-linéaire », et le terme « mécanique non-linéaire » comprend la mécanique analytique des mobiles dont les équations du mouvement ne sont pas de la forme :

$$\ddot{x}_i = \sum_{j=1}^n a_{ij}x_j + f_i(t) \quad (i = 1, \dots, n)$$

où les  $a_{ij}$  sont uniquement des fonctions de  $t$ .

Comme on le voit facilement, la distinction entre systèmes linéaires et systèmes non-linéaires a été faite selon le point de vue des mathématiques et non de la physique ; elle montre comment se sont introduites les préoccupations relatives aux systèmes linéaires.

Ces préoccupations ont créé une confusion subtile entre le point de vue mathématique et le point de vue physique de telle sorte qu'on ne peut guère trouver de frontière entr'eux. Puisque le mobile est un « système » et que ses équations du mouvement constituent un « système » (d'équations), on parle des deux comme s'il ne s'agissait que d'un même système.

On confond facilement les valeurs caractéristiques et les fréquences normales, les fonctions caractéristiques et les modes normaux. De temps en temps, on rencontre même l'opinion que le mouvement quelconque d'un mobile est une combinaison linéaire des modes normaux, ce qui est une absurdité facile à déceler en considérant un mobile non-linéaire, mais dans un petit voisinage du mobile linéaire correspondant.

Je ne voudrais pas considérer cette confusion comme dérisoire car elle nous a fourni une interprétation des mathématiques en termes physiques ; elle sert de support à l'intuition grâce à laquelle on a parfois trouvé des résultats nouveaux, même dans le domaine des mathématiques pures. Et, en mathématique, l'intuition est comme une belle dame de petite vertu qu'on aime bien visiter chez elle mais non être vu en sa compagnie ; son domicile est ce terrain vague entre la physique et les mathématiques dont je viens de parler.

Quand même, il faut que le physicien classe les systèmes du monde réel selon leurs caractéristiques physiques, et non selon la difficulté ou facilité associée au problème de trouver les intégrales des équations du mouvement.

Considérons deux mobiles, constitués chacun d'une masse, ne possédant qu'un seul degré de liberté de translation, liés par un ressort à un point fixe. Le ressort de l'un d'eux est sensiblement linéaire, c'est-à-dire que la force de rappel du ressort est fonction linéaire du déplacement ; l'autre comporte un ressort non-linéaire. Chaque mobile pourrait être considéré comme une machine analogique ayant son équation de mouvement propre.

Quoique le mathématicien doive trouver beaucoup plus difficile l'intégration de la deuxième équation, on doit admettre que le mouvement des deux mobiles se produit avec une égale facilité quand les équations

\* Conférence prononcée le 9 novembre 1962, à la Faculté des Sciences de Paris, devant les 2<sup>e</sup> et 10<sup>e</sup> Sections de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens.

sont intégrées par la nature. Pour le physicien les systèmes sont semblables, alors que pour le mathématicien ils appartiennent à deux classes très différentes.

Ce que je veux dire, c'est que la distinction entre les systèmes linéaires et non-linéaires n'est pas naturelle du point de vue de la mécanique analytique, que les systèmes linéaires ne méritent pas la position exceptionnelle qu'ils occupent.

**Le mobile**

Le mobile que nous considérons consiste en une chaîne de  $n$  masses; la  $i^{\text{ème}}$  masse est de grandeur

$$0 < m_i \leq \infty.$$

Puisqu'il faut une force infinie pour accélérer une masse infinie, une masse  $m_i = \infty$  correspond à un point fixe. Chaque masse  $m_i$ , ( $i = 1, \dots, n$ ) a un seul degré de liberté  $u_i$  de translation dans la direction de la chaîne.

Chaque masse est liée à une, plusieurs, ou à toutes les autres masses par des ressorts qui sont supposés linéaires, faiblement ou fortement non-linéaires, ou non-linéarisables. (Un ressort est dit non-linéarisable si le coefficient du terme linéaire dans la série de TAYLOR de la force de rappel est zéro).

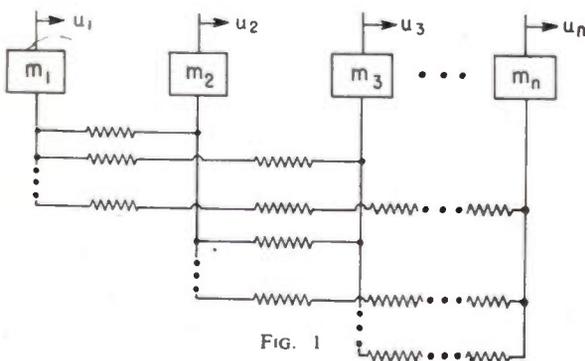
Le terme « ressort » décrit un élément sans masse qui change de longueur quand il est soumis à une force. Un ressort peut emmagasiner, mais non créer ou dissiper, de l'énergie. Le changement d'énergie est fonction de la valeur absolue du changement de longueur. Cela veut dire, en termes physiques, que le ressort développe la même force, en valeur absolue, lors d'un changement donné de sa longueur, qu'il s'agisse d'une élongation ou d'une compression. Les forces de rappel des ressorts sont les seules forces agissant sur les masses. On suppose qu'il existe au moins une configuration dans laquelle le système peut rester pendant une durée quelconque; cette configuration est appelée configuration d'équilibre (chaque  $u_i$  est égal à zéro dans la configuration d'équilibre).

Ce mobile est représenté sur la figure 1.

**Les représentations**

Lorsque le système est conservatif, l'intégrale des énergies existe.

$$T - U = h \tag{1.1}$$



$T$  est la force vive,  $U$  est une fonction potentielle qui est égale à l'opposée de l'énergie potentielle emmagasinée dans les ressorts, et  $h$  est une constante.

Les seuls systèmes admis sont ceux dont la fonction potentielle est négative définie pour chaque valeur des  $u_i$ , et  $h$  est non-négative. La position d'équilibre est donnée par  $h = 0$ .

Ci-dessous, nous donnerons deux représentations de ce mobile en termes mathématiques; l'une nous fournit le système d'équations dit  $H$ , l'autre  $S$ . Le système  $H$  résulte du principe de HAMILTON

$$\delta \int_{t_0}^{t_1} (T+U) dt = 0$$

dont les équations d'EULER-LAGRANGE sont :

$$m_i \ddot{u}_i = \frac{\partial}{\partial u_i} U(u_1, \dots, u_n) \quad (i = 1, \dots, n) \tag{1.2}$$

La transformation

$$x_i = \sqrt{m_i} u_i \quad (i = 1, \dots, n) \tag{1.3}$$

conduit, à partir de (1.2.), au système  $H$  :

$$\ddot{x}_i = \frac{\partial}{\partial x_i} U\left(\frac{x_1}{\sqrt{m_1}}, \dots, \frac{x_n}{\sqrt{m_n}}\right) \quad (i = 1, \dots, n) \tag{1.4}$$

On peut aussi interpréter le système  $H$  en d'autres termes : C'est le système d'équations du mouvement d'une masse unité qui se déplace dans l'espace à  $n$  dimensions ( $x_1, \dots, x_n$ ), cette masse étant soumise à des forces qui sont les dérivées partielles de la fonction potentielle. L'espace à  $n$  dimensions est appelé l'espace de configuration, et la masse unité et les forces constituent le système dit pseudo-système.

Le système d'équations  $S$  résulte d'une application du principe de la moindre action

$$\delta \int_{s_0}^{s_1} \sqrt{U+h} ds = 0 \tag{1.5}$$

où

$$ds^2 = \sum_{i=1}^n dx_i^2 \tag{1.6}$$

Les équations d'EULER-LAGRANGE de (1.5) constituent le système  $S$  :

$$2(U+h) \left\{ \sum_{j=1}^n x_j'' x_j'^2 - \sum_{j=1}^n x_j' x_j'' x_j' \right\} + \sum_{j=1}^n (x_j')^2 \left\{ \sum_{j=1}^n x_j' x_j' \frac{\partial U}{\partial x_j} - \sum_{j=1}^n x_j'^2 \frac{\partial U}{\partial x_i} \right\} = 0 \tag{1.7}$$

( $i = 1, \dots, n$ )

où les « primes » désignent les dérivées par rapport à  $s$ .

On pourrait aussi interpréter le système  $S$  en d'autres termes : définissons

$$d\sigma = \sqrt{U+h} ds \tag{1.8}$$

Dans ce cas, le principe de la moindre action (1.5) est ramené à la recherche des lignes géodésiques dans un espace riemannien à  $n$  dimensions, dont l'élément de longueur est (1.8).

Interprété de cette manière, le problème dynamique se ramène à un problème géométrique ; c'est une interprétation de la dynamique qui est bien connue et remarquablement exposée par DARBOUX [1].

On voit facilement la correspondance entre les intégrales de  $H$  et de  $S$ . Quand la masse unité se déplace dans l'espace de configuration elle décrit une courbe, et cette trajectoire est la courbe intégrale du système  $S$ , tandis que le mouvement en fonction de  $t$  qui lui correspond est l'intégrale de  $H$ .

Les systèmes  $H$  et  $S$  sont tous deux des représentations paramétriques ; dans le système  $H$  le paramètre est le temps  $t$ , et dans  $S$  c'est l'arc  $s$  le long d'une trajectoire.

Avant de parler de l'avantage de l'une ou de l'autre de ces deux représentations, rappelons quelques théorèmes dont les démonstrations sont soit évidentes soit établies ailleurs [2].

**THÉORÈME 1** — *Chaque trajectoire de  $S$  se trouve dans le domaine fermé  $D$  de l'espace de configuration qui contient l'origine, et qui est borné par la surface  $U + h = 0$ .*

Puisque  $U$  est négative, définie, et que  $h$  est non-négative, la surface  $U + h = 0$  est fermée. C'est évidemment la surface équipotentielle maximale parce que  $U + h = 0$  est l'intégrale des énergies (1.1) quand  $T = 0$ .

**THÉORÈME 2** — *Chaque trajectoire de  $S$  qui atteint la surface équipotentielle maximale  $U + h = 0$  la coupe orthogonalement.*

On peut ramener la preuve au fait que la masse unité du pseudo-système a sa vitesse nulle quand elle arrive à la surface  $U + h = 0$ .

**THÉORÈME 3** — *Il existe une trajectoire de  $S$  qui coupe orthogonalement chaque surface équipotentielle pourvu qu'elle satisfasse identiquement partout dans  $D$  aux relations :*

$$\sum_{j=1}^n x_i'' x_j'^2 - \sum_{j=1}^n x_i' x_j' x_j'' \equiv 0 \quad (i = 1, \dots, n)$$

*Dans ce cas, cette trajectoire est une droite.*

En considérant les avantages (ou les désavantages) les deux représentations données ci-dessus, on penserait que le système  $H$  est préférable à  $S$  à cause de l'apparence simple de (1.4) comparativement à (1.7). Cependant, on sait que les équations (1.4.) sont très compliquées si les  $\partial U/\partial x_i$  ne sont pas des fonctions linéaires en  $x_i$ , et (1.4) n'est qu'une manière élégante et nette d'écrire ce système d'abord difficile.

L'idée centrale de cette conférence est de démontrer que le système linéaire ne mérite pas la position spéciale qu'il occupe et que la représentation  $H$  n'est pas nécessairement la meilleure pour décrire le système en termes mathématiques.

Pour démontrer le premier point, revenons au système dit « linéaire », c'est-à-dire à celui où les  $\partial U/\partial x_i$  sont linéaires en  $x_i$ .

On voit facilement que cette simplification n'a aucun effet essentiel sur  $S$  ; ce système reste non-linéaire. En effet, il n'existe aucun cas spécial tel que le système  $S$  devienne linéaire ; sa non-linéarité est intrinsèque. On voit donc que la « linéarité » du système ne nous donne aucun avantage quant à  $S$ . La raison est la suivante : le mouvement général du pseudo-système consiste en courbes de LISSAJOUX dans l'espace de configuration, et ces courbes sont en général très compliquées, se croisant plusieurs fois ; rien ne laisse supposer que ces courbes soient des courbes intégrales d'un système linéaire simple.

Cependant, si l'on considère les vibrations en modes normaux du système linéaire, les trajectoires correspondantes dans l'espace de configuration sont remarquablement simples. Pour le système linéaire, les intégrales de  $H$  sont (pourvu que les conditions initiales soient convenables) :

$$x_i = X_i \cos \omega t \quad (i = 1, \dots, n) \tag{1.9}$$

où les  $X_i$  sont des constantes. En conséquence, on a :

$$x_j/x_i \equiv c_{ij} \quad (i, j = 1, \dots, n) \tag{1.10}$$

et ce sont les équations d'une droite dans l'espace de configuration. Puisque les équations d'une droite (1.10) sont plus simples que celles des fonctions périodiques (1.9), on doit supposer que le système  $S$  est plus simple que le système  $H$  si l'on étudie les vibrations en modes normaux.

### Les Modes Normaux

Les modes normaux n'ont aucune relation avec les fonctions caractéristiques, ni avec les solutions fondamentales d'un système d'équations différentielles, sauf dans le cas linéaire. Du point de vue de la physique, on reconnaît sans difficulté le mouvement vibratoire en modes normaux. C'est une oscillation du système ayant les propriétés suivantes :

- 1) Chaque élément du système oscille avec la même période.
- 2) Chaque élément passe par la position d'équilibre au même instant.
- 3) Chaque élément atteint son déplacement maximal au même instant.
- 4) Le déplacement de chaque masse, à chaque instant, est une fonction uniforme du déplacement d'une d'elles au même instant.

On peut utiliser ces propriétés pour décrire les trajectoires (dans l'espace de configuration) qui correspondent aux vibrations en modes normaux du mobile.

Puisque chaque  $u_i$  s'annule au même instant (où  $x_i = 0$  en vertu de (1.3)) la trajectoire passe par l'origine. A l'instant qui correspond au déplacement maximal de chaque élément, on a  $\dot{x}_i = 0$  ou  $T = 0$  ; c'est-à-dire qu'à cet instant l'intégrale de l'énergie devient  $U + h = 0$  et la trajectoire atteint la surface équipotentielle maximale.

Enfin, en vertu de la quatrième propriété, la trajectoire est une fonction uniforme, c'est-à-dire qu'elle ne peut couper qu'une fois un plan  $x_i x_j$  ( $i \neq j$ ).

Une telle trajectoire sera appelée *ligne modale*. Evidemment la masse unitaire oscille le long de la ligne modale en un mouvement périodique quand le mobile vibre suivant un mode normal. Le nombre de lignes modales est égal à celui des modes normaux du mobile.

Supposons qu'on ait trouvé une ligne modale satisfaisant au système  $S$ . Dans ce cas, on connaît les fonctions  $x_i(s)$ , ( $i = 1, \dots, n$ ). En éliminant  $s$  entr'elles on a, par exemple,

$$x_2 = x_2(x_1), \dots, x_n = x_n(x_1)$$

Ces fonctions peuvent être utilisées pour découpler le système  $H$ . On trouve :

$$\ddot{x}_1 = \frac{\partial}{\partial x_1} U(x_1, x_2(x_1), \dots, x_n(x_1))$$

et on sait intégrer cette équation par une seule quadrature.

Il est bien connu que la période est une fonction de  $h$ , c'est-à-dire de l'amplitude de la vibration normale, sauf dans le cas linéaire. Cette observation est toujours valable, même dans le cas où les lignes modales sont des droites. Donc on a :

**THÉORÈME 4** — *Dans les systèmes non-linéaires la période de vibration en modes normaux dépend de l'amplitude de cette vibration, ou le mouvement en modes normaux est non-isochrone.*

Si la ligne modale est une droite, elle satisfait aux équations (1.10) ; on en déduit que les fonctions  $x_i(t)$  sont *similaires*, c'est-à-dire que la forme des vibrations de chaque masse  $m_i$  est similaire à celle d'une autre masse quelconque. En vertu de la troisième propriété des modes normaux, et du premier et troisième théorèmes, chaque surface équipotentielle doit tenir lieu de surface équipotentielle maximale, car une ligne modale rectiligne coupe orthogonalement chacune de ces surfaces.

Si une ligne modale est courbée, on démontre sans difficulté qu'une telle ligne ne coupe orthogonalement que la surface équipotentielle maximale, mais non les autres. Donc il correspond une ligne modale différente à chaque valeur de  $h$ . La vibration normale, correspondant à une ligne modale courbée, est dite *non-similaire*. En remplaçant, comme d'habitude, les mots « ligne modale » par « mode » on a :

**THÉORÈME 5** — *Si les vibrations en modes normaux d'un système non-linéaire sont similaires, le mode est indépendant de l'amplitude ; dans le cas contraire la conclusion est contraire.*

On note donc une gradation intéressante :

1) Pour les systèmes linéaires, les fréquences ainsi que les modes de vibrations normaux sont indépendants de l'amplitude. Les équations du mouvement sont découplées par les modes normaux pour un mouvement quelconque, et le principe de superposition est valable.

2) Pour les systèmes non-linéaires dont les vibrations en modes normaux sont similaires, la fréquence dépend de l'amplitude, mais non le mode. Les équations du mouvement ne sont découplées qu'en vibrations normales, et le principe de superposition n'est plus valable.

3) Pour les systèmes non-linéaires dont les vibrations en modes normaux sont non-similaires, la fréquence ainsi que le mode dépendent de l'amplitude. Par ailleurs les conclusions sont les mêmes qu'en (2) ci-dessus.

**Lignes modales droites**

Evidemment, la ligne modale la plus simple est une droite. Nous nous demanderons donc quelles sont les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'il en soit ainsi. Nous nous contenterons de reproduire ici ces conditions dont l'établissement peut être trouvé ailleurs [2].

La généralisation des coordonnées sphériques à  $n$  dimensions peut être écrite [2].

$$x_i = r \sin \theta_{n+1-i} \prod_{j=1}^{n-i} \cos \theta_j \quad (i = 1, \dots, n) \quad (2.1)$$

pourvu qu'on définisse  $\theta_n = \pi/2$ . En introduisant ces coordonnées dans la fonction potentielle, on a comme surface équipotentielle quelconque

$$U(r, \theta_1, \dots, \theta_{n-1}) + \tilde{h} = 0 \quad (2.2)$$

où  $\tilde{h}$  est une constante satisfaisant à l'inégalité  $0 \leq \tilde{h} \leq h$  Pour qu'une ligne modale soit une droite, il faut et il suffit que chaque dérivée partielle de  $U$  par rapport aux  $\theta_i$  soit de la forme :

$$\frac{\partial U}{\partial \theta_i} = \Theta_{1i}(r, \theta_1, \dots, \theta_{n-1}) \cdot \Theta_{2i}(\theta_1, \dots, \theta_{n-1}) \quad (2.3)$$

( $i = 1, \dots, n-1$ )

et que les équations :

$$\Theta_{2i}(\theta_1, \dots, \theta_{n-1}) = 0 \quad (i = 1, \dots, n-1) \quad (2.4)$$

aient des racines réelles  $\theta_i^*$ . Les racines  $\theta_i^*$  nous donnent la direction de cette droite.

On sait [2] qu'il existe plusieurs classes de systèmes

non-linéaires possédant des lignes modales droites. Ci-dessous, nous nous occuperons d'une de ces classes.

En appelant  $\mu_j = \frac{m_1}{m_j}$  le rapport des masses on peut donc écrire la première des équations (3.2) sous la forme :

$$\ddot{x}_1 + m_1^{-\frac{k+1}{2}} \left[ \sum_{j=1}^n a_{1j}^{(k)} (1 - c_{jp} \sqrt{\mu_j}) \cdot |1 - c_{jp} \sqrt{\mu_j}|^{k-1} \right] x_1 |x_1|^{k-1} = 0 \quad (p = 1, 2, \dots) \quad (4.1)$$

**Systèmes homogènes**

Nous appelons « classe des systèmes homogènes » celle dont la fonction potentielle est donnée par :

$$U = - \sum_{i=1}^n \sum_{j=i+1}^n \frac{a_{ij}^{(k)}}{k+1} \left| \frac{x_i}{\sqrt{m_i}} - \frac{x_j}{\sqrt{m_j}} \right|^{k+1} \quad (3.1)$$

Evidemment, le nombre de ces équations est égal au nombre de modes normaux. Soit  $X_p$  l'amplitude de la vibration normale en p-ième mode ; on peut la réaliser par les conditions initiales  $x_1(0) = X_p, \dot{x}_1(0) = 0$ .

En introduisant la variable  $\xi = x_1/X_p$ , on trouve facilement la période  $T_p$  à partir de l'intégrale de (4.1) :

$$\left\{ \frac{2}{k+1} \left[ \sum_{j=1}^n a_{1j}^{(k)} (1 - c_{jp} \sqrt{\mu_j}) \cdot |1 - c_{jp} \sqrt{\mu_j}|^{k-1} \right] X_p^{k-1} \right\}^{1/2} T_p = 4 \int_0^1 \frac{d\xi}{\sqrt{1 - |\xi|^{k+1}}} \quad (4.2)$$

où les  $a_{ij}^{(k)}$  sont des constantes, et  $k$  est un nombre réel satisfaisant à l'inégalité  $0 < k < \infty$ . Elle porte ce nom parce que la fonction potentielle est une fonction homogène des  $x_i$  de degré  $(k + 1)$ .

En termes physiques, c'est un système de  $n$  masses différentes, mais les ressorts sont non-linéaires « de la même manière », c'est-à-dire que la force de rappel de chaque ressort est proportionnelle à la  $k$ -ième puissance de son élongation. A part cela, les ressorts pourraient être tous différents les uns des autres, la « puissance » du ressort liant la masse  $m_p$  avec  $m_q$  étant donnée par la constante  $a_{pq}^{(k)}$ .

Le système  $H$  (ou les équations du mouvement) du mobile homogène est (sont) :

$$\ddot{x}_i = - \sum_{j=1}^n \frac{a_{ij}^{(k)}}{\sqrt{m_i}} \left( \frac{x_i}{\sqrt{m_i}} - \frac{x_j}{\sqrt{m_j}} \right) \left| \frac{x_i}{\sqrt{m_i}} - \frac{x_j}{\sqrt{m_j}} \right|^{k-1} \quad (i = 1, \dots, n) \quad (3.2)$$

Cette classe est particulièrement intéressante parce qu'elle comprend le cas linéaire ; on y retombe quand  $k = 1$ .

En introduisant les transformations (2.1) dans les équations des surfaces équipotentielles on trouve

$$r^{k+1} \Phi(\theta_1, \dots, \theta_{n-1}) + \tilde{h} = 0 \quad (3.3)$$

Nous en déduisons que  $U$  satisfait à (2.3), d'où :

**THÉORÈME 6** — *Chaque ligne modale d'un système homogène est une droite ; les vibrations en modes normaux sont similaires.*

**Les Fonctions « Ateb »**

On suppose que l'on a trouvé les racines  $\theta_i^*$  qui résultent des  $\partial\Phi/\partial\theta_i = 0$  et que l'on connaît les constantes  $c_{ip} = \text{tg } \theta_i^*$  qui sont attachées au p-ième mode normal.

Nous en tirons le fait bien connu que la période dépend de l'amplitude quand  $k \neq 1$ .

En identifiant le coefficient de  $x_1|x_1|^{k-1}$  dans (4.1) avec  $C_{pk}$ , cette équation s'écrit :

$$\ddot{x} + C_{pk} x |x|^{k-1} = 0 \quad (4.3)$$

où nous avons supprimé l'indice 1.

Nous intégrons cette équation pour les conditions initiales suivantes :

Cas I et II	$\dot{x} = 0$	quand $x = X > 0$	(4.4)
Cas I	$x = 0$	quand $t = 0$	
Cas II	$x = X$	quand $t = 0$	

Si l'on introduit dans (4.3) et (4.4) les transformations

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \sqrt{C_{pk}/n} X^{n-1} t \\ x &= \xi X \\ n &= (k+1)/2 \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

il vient :

$$\left. \begin{aligned} \xi'' + n \xi |\xi|^{2(n-1)} &= 0, \quad \left( ' = \frac{d}{d\tau} \right) \\ \text{Cas I et II} \quad \xi' &= 0 \quad \text{quand } \xi = 1 \\ \text{Cas I} \quad \xi &= 0 \quad \text{quand } \tau = 0 \\ \text{Cas II} \quad \xi &= 1 \quad \text{quand } \tau = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Puisque  $k$  est borné par  $0 < k < \infty$ ,  $n$  est borné par  $1/2 < n < \infty$ .

Le problème posé par (4.6) a été résolu ailleurs [3].

Nous nous contentons ici de reproduire les résultats. Les intégrales sont :

Cas I  $\tau = \int_0^{0 \leq \xi < 1} \frac{dr}{\sqrt{1-|r|^{2n}}} \quad (4.7)$

Cas II  $\tau = - \int_1^{0 \leq \xi < 1} \frac{dr}{\sqrt{1-|r|^{2n}}} = \int_0^1 \frac{dr}{\sqrt{1-|r|^{2n}}} - \int_0^{0 \leq \xi < 1} \frac{dr}{\sqrt{1-|r|^{2n}}} \quad (4.8)$

et les intégrales en (4.7) et 4.8) valent :

$$\int_0^1 \frac{dr}{\sqrt{1-|r|^{2n}}} = \frac{1}{2n} \int_0^1 s^{(1-2n)/2n} (1-s)^{-1/2} ds = \frac{1}{2n} B\left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) \quad (4.9)$$

$$\int_0^{0 \leq \xi < 1} \frac{dr}{\sqrt{1-|r|^{2n}}} = \frac{1}{2n} B_{\xi} \left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right), \quad \tilde{\xi} = \xi^{1/2n} \quad (4.10)$$

où  $B$  et  $B_{\xi}$  sont respectivement les fonctions Beta complètes et incomplètes, qui sont tabulées. En particulier, on trouve comme période de (4.6) :

$$L = \frac{2}{n} B\left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) \quad (4.11)$$

et on tire de (4.3)

$$\sqrt{C_{pk}/[(k+1)/2]} X^{(k-1)/2} T_p = \frac{4}{k+1} B\left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) \quad (4.12)$$

On obtient, dans le cas  $k = 1$

$$L = 2\pi, \quad T = 2\pi/\sqrt{C_{pk}}$$

Les solutions  $\tau$  en fonction de  $\xi$  sont :

Cas I :  $\tau = \frac{1}{2n} B_{\xi} \left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) \quad (4.13)$

Cas II :  $\tau = \frac{1}{2n} \left[ B\left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) - B_{\xi} \left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) \right] \quad (4.14)$

Puisque  $\tau$  en fonction de  $\xi$  n'est fonction uniforme que dans l'intervalle  $0 \leq \tau < L/4$ , tandis que l'inverse  $\xi(\tau)$  est fonction uniforme sur un intervalle quelconque, il est désirable de trouver les inverses des fonctions beta. Ils seront appelés fonctions *Ateb*.

Les transformations qui nous donnent les inverses sont résumées ci-dessous pour les deux cas.

Cas I	Cas II
$u_1 = \int_0^{\xi_1} \frac{dr}{\sqrt{1- r ^{2n}}}$	$u_2 = - \int_1^{\xi_2} \frac{dr}{\sqrt{1- r ^{2n}}}$
$\xi_1 = \sin^{1/n} \phi_1$	$\xi_2 = \cos^{1/n} \phi_2$
$r = \sin^{1/n} \theta$	$r = \cos^{1/n} \theta$
$\phi_1 = \text{amp } nu_1$	$\phi_2 = \text{amp } nu_2$
$\xi_1 = \sin^{1/n}(\text{amp } nu_1)$	$\xi_2 = \cos^{1/n}(\text{amp } nu_2)$
$\equiv \text{sam}(nu_1)$	$\equiv \text{cam}(nu_2)$

Ci-dessous, on trouve quelques propriétés des fonctions *Ateb*. Dans ces formules

$$u_1^* = u_2^* = u^* = \frac{1}{2n} B\left(\frac{1}{2n}, \frac{1}{2}\right) \quad (4.15)$$

pour  $\text{amp } nu$ , on trouve :

$$\left. \begin{aligned} \text{amp } -nu_{1,2} &= -\text{amp } nu_{1,2} \\ \text{amp } 0 &= 0 \\ \text{amp } nu^* &= \pi/2 \\ \text{amp } n(u^* \pm u_{1,2}) &= \text{amp } nu^* \pm \text{amp } nu_{1,2} \\ \text{amp } n(pu^* \pm u_{1,2}) &= p \frac{\pi}{2} \pm \text{amp } nu_{1,2} \\ \text{amp } u_{1,2} &= u_{1,2} \text{ quand } n = 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Les dérivées sont :

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{du_1} (\text{amp } nu_1) &= n \text{sam}^{n-1}(nu_1) \\ \frac{d}{du_2} (\text{amp } nu_2) &= n \text{cam}^{n-1}(nu_2) \\ \frac{d}{du_1} (\text{amp } 0) &= 0 \text{ quand } n > 1 \\ &= 1 \text{ quand } n = 1 \\ &= \infty \text{ quand } n < 1 \\ \frac{d}{du_1} (\text{amp } nu_1^*) &= n \\ \frac{d}{du_2} (\text{amp } 0) &= n \\ \frac{d}{du_2} (\text{amp } nu_2) &= 0 \text{ quand } n > 1 \\ &= 1 \text{ quand } n = 1 \\ &= \infty \text{ quand } n < 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

Quelques propriétés des fonctions sam et cam sont :

$$\left. \begin{aligned}
 \text{sam}(nu_1) &= \text{sam}(nu_1 + 4nu_1) \\
 \text{cam}(nu_2) &= \text{cam}(nu_2 + 4nu_2) \\
 \text{sam}(-nu_1) &= -\text{sam}(nu_1) \\
 \text{cam}(-nu_1) &= \text{cam}(nu_1) \\
 \text{sam}(u_1) &= \sin u_1 = \sin u_2 \\
 \text{cam}(u_2) &= \cos u_2 = \cos u_1
 \end{aligned} \right\} n = 1 \quad (4.18)$$

Si l'on définit  $u_1 = u_1^0$  et  $u_2 = u_2^0$  quand

$$\text{amp } nu_1^0 = \text{amp } nu_2^0 \quad (4.19)$$

on a les valeurs de  $u_1$  et  $u_2$  pour lesquelles leurs fonctions amp sont égales, et

$$\text{sam}^{2n}(nu_1^0) + \text{cam}^{2n}(nu_2^0) = 1 \quad (4.20)$$

Les dérivées sont :

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d}{du_1^0} [\text{sam}(nu_1^0)] &= \text{cam}^n(nu_2^0) \\
 \frac{d}{du_2^0} [\text{cam}(nu_2^0)] &= -\text{sam}^n(nu_1^0) \\
 \frac{d^2}{du_1^2} [\text{sam}(nu_1)] &= -n \text{sam}^{2n-1}(nu_1) \\
 \frac{d^2}{du_2^2} [\text{cam}(nu_2)] &= -n \text{cam}^{2n-1}(nu_2)
 \end{aligned} \right\} (4.21)$$

En passant, nous mentionnons que les fonctions sam et cam se réduisent aux fonctions elliptiques quand  $n = 2$  (ou  $k = 3$ ).

Les fonctions  $\text{sam } nu_1$  et  $\text{cam } nu_2$  sont représentées sur les figures 2 et 3.

Des résultats précédents nous déduisons que les vibrations normales de tous les systèmes homogènes peuvent être analysées en toute simplicité. Donc il n'existe aucune raison de donner une place particulière au système homogène de degré  $k = 1$ , c'est-à-dire au système linéaire.

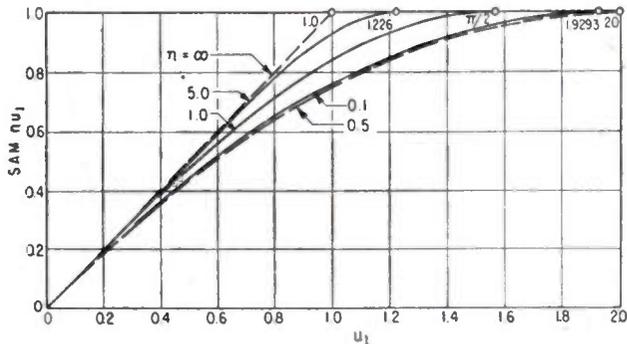


FIG. 2

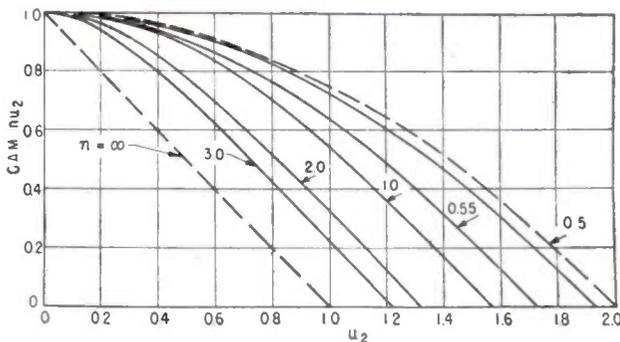


FIG. 3

**Stabilité**

On peut démontrer facilement que la stabilité des vibrations normales des systèmes non-linéaires dépend en général de l'amplitude. Cette observation est valable même quand les lignes modales sont des droites [2].

Cependant, on trouve que la stabilité des systèmes homogènes est indépendante de l'amplitude ; en d'autres termes, si la vibration normale d'un système homogène est stable (instable) pour une amplitude donnée, elle l'est pour chaque amplitude.

Nous traiterons la stabilité au moyen des équations de première variation des équations  $H$  par rapport à la solution en modes normaux.

Soient :

$$x_i = x_i^*(t) \quad (5.1)$$

les solutions en modes normaux. Il s'ensuit que les équations de première variation de (1.4) par rapport à (5.1) sont :

$$\ddot{\xi}_i = \sum_{j=1}^n \xi_j \frac{\partial^2 U}{\partial x \partial y}(x_1^*(t), \dots, x_n^*(t)) \quad (i = 1, \dots, n) \quad (5.2)$$

où les solutions voisines de (5.1) sont :

$$\bar{x}_i = x_i^*(t) + \xi_i(t) \quad (5.3)$$

Nous dirons que les solutions (5.1) sont stables si

$$|\xi_i| \leq |x_i^*| \quad \text{pour chaque valeur de } t.$$

On voit que les équations (5.2) sont en général couplées ; c'est-à-dire que les second membres contiennent les  $\xi_j$ . Si le système est homogène, la fonction de force est (3.1), et les équations de première variation sont :

$$\ddot{\xi}_i = \sum_{j=1}^n \xi_j \frac{ka_{ij}^{(k)}}{\sqrt{m_i m_j}} \left| \frac{x_i^*(t)}{\sqrt{m_i}} - \frac{x_j^*(t)}{\sqrt{m_j}} \right|^{k-1} \quad (i = 1, \dots, n) \quad (5.4)$$

Le système (5.4) appartient à la classe des équations

de HILL, décrite par Hsu [4] qui peuvent être découplées.

C'est la classe :

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \underline{B}(t)u = 0 \tag{5.5}$$

où

$$\underline{B}(t) = \underline{B}_0 + \sum_{i=1}^m f_i(t) \underline{B}_i .$$

$u$  est une matrice-colonne,  $B_0$  et les  $B_i$  sont des matrices carrées constantes, et les  $f_i(t)$  sont des fonctions périodiques. Hsu a démontré que le système (5.5) peut être découplé pourvu que les  $B_i$  soient commutatives, et que au moins l'une des matrices  $B_i$  ait des valeurs propres toutes distinctes.

Puisque les lignes modales du système homogène sont des droites,  $x_i^*(t) = c_j x_i^*(t)$ , le système (5.4) s'écrit :

$$\ddot{\xi}_i = [x_i^*(t)]^{k-1} \sum_{j=1}^n \xi_j \frac{ka_{ij}^{(k)}}{\sqrt{m_i m_j}} \left| \frac{c_i}{\sqrt{m_i}} - \frac{c_j}{\sqrt{m_j}} \right|^{k-1} \tag{5.6}$$

$(i = 1, \dots, n)$

On voit donc que la condition de Hsu est satisfaite trivialement puisqu'il n'existe qu'un seul

$$B_i = B_1$$

En conséquence, les équations de première variation d'un système homogène, par rapport aux vibrations normales, peuvent toujours être découplées. Nous soulignons que cette propriété n'est pas due au fait que les lignes modales sont des droites, mais au fait que le système est homogène. On connaît d'autres systèmes non-linéaires dont les lignes modales sont des droites, mais dont les équations variationnelles ne peuvent être découplées.

On analyse la stabilité en substituant les solutions

$$x_i^*(t) = X_i \text{ cam}(kt) \tag{5.7}$$

dans (5.6), et l'amplitude peut être éliminée parce que la solution (5.7) intervient dans (5.6) par sa  $(k - 1)$ -ième puissance, et que d'autre part le carré de la fréquence dépend de la même puissance de l'amplitude (voir (4.12)). Nous omettons les détails de ce calcul, nous bornant à observer que la stabilité est indépendante de l'amplitude.

En résumé, on voit que les systèmes homogènes représentent une classe très intéressante puisqu'on peut trouver les modes normaux, les fréquences correspondantes, les mouvements en fonction de  $t$ , et la stabilité. Si l'on applique cette théorie au système linéaire, on trouve l'état caractéristique de ce système.

**Les lignes modales courbées**

Considérons un mobile à deux degrés de liberté

$x, y$ , dont les lignes modales sont des droites, la fonction potentielle étant

$$U = U(x, y) \tag{6.1}$$

Soit une ligne modale droite

$$y = y^*(x) = cx \tag{6.2}$$

Supposons que ce système soit perturbé de telle sorte que la nouvelle fonction potentielle soit

$$\bar{U}(x, y) = U(x, y) + \varepsilon \omega(x, y) \tag{6.3}$$

où  $|\varepsilon|$  est petit, et

$$\varepsilon \omega(x, y) = \mathcal{O}(\varepsilon)$$

partout dans le domaine  $D$ , borné par :

$$U(x, y) + \varepsilon \omega(x, y) + h = 0 \tag{6.4}$$

Moyennant quoi nous cherchons une solution de la forme

$$y = cx + \varepsilon \eta(x)$$

qui satisfait à l'équation

$$2(\bar{U} + h) y'' + (1 + y'^2)(y' \bar{U}_x - \bar{U}_y) = 0 \tag{6.6}$$

et à la condition  $y(0) = 0$ , et qui atteint la courbe équipotentielle maximale (6.4).

(L'équation (6.6) est la forme que prend le système  $H$  quand il n'y a que deux degrés de liberté et quand  $s$  est éliminé entre les deux équations  $H$  ; on obtient alors une équation en  $y$  où  $x$  est la variable).

L'équation qui résulte d'un développement de (6.6) d'ordre  $\mathcal{O}(\varepsilon)$  est :

$$2(U^* + h)\eta'' + [2c(cU_x^* - U_y^*) + (1 + c^2)U_x^*]\eta' + (1 + c^2)(cU_{xy}^* - U_{yy}^*)\eta + (1 + c^2)(c\omega_x^* - \omega_y^*) = 0 \tag{6.7}$$

Dans cette équation nous avons utilisé la terminologie  $Q(x, y^*(x)) = Q^*(x)$ , appliquée à  $U, \omega$ , et à ses dérivées partielles.

Afin de simplifier la discussion, nous considérons le mobile représenté sur la figure 4. Les deux masses

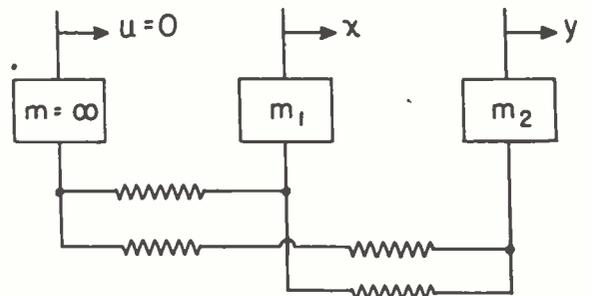


FIG. 4

sont identiques, de même que les deux ressorts reliant les masses aux points fixes. Un tel système est dit « symétrique ». Si l'on suppose que le ressort liant entr'elles les deux masses est non-linéarisable, la fonction potentielle de ce système est :

$$U = - \sum_{i=1,3,i+1} \frac{a_i}{i+1} (x^{i+1} + y^{i+1}) - \sum_{i=3,5,i+1} \frac{A_i}{i+1} (x-y)^{i+1} \quad (6.8)$$

On peut démontrer sans difficulté qu'un des modes est donné par

$$y = x. \quad (6.9)$$

En introduisant la fonction

$$G(x) = U^* + h \quad (6.10)$$

l'équation (6.7) devient :

$$G\eta'' + \frac{1}{2}G'\eta' - \frac{1}{2}G''\eta = \omega_y^* - \omega_x^* \quad (6.11)$$

Ses intégrales sont :

$$\eta' = \frac{1}{2} \frac{G'}{G} \eta + \frac{1}{2} \frac{C - \Omega}{G} \quad (6.12)$$

$$\eta = \frac{1}{2} \sqrt{G(x)} \int_0^x \frac{C - \Omega(u)}{G(u)^{3/2}} du \quad (6.13)$$

où  $C$  est une constante d'intégration (la deuxième constante est zéro à cause de  $\eta(0) = 0$ ), et

$$\Omega(x) = 2 \int_0^x (\omega_x^* - \omega_y^*) dx. \quad (6.14)$$

La pente de  $\eta$  à l'origine est :

$$\eta'(0) = \frac{1}{2} \frac{C}{h} \quad (6.15)$$

puisque

$$G(0) = h, \quad G'(0) = \Omega(0) = \eta(0) = 0.$$

On peut démontrer que l'amplitude est :

$$X = X_0 + \mathcal{O}(\varepsilon^2) \quad (6.16)$$

où  $X_0$  est l'amplitude du mode normal du système non-perturbé, et la constante vaut

$$C = 0 \quad (6.17)$$

quoique la démonstration de (6.16) et (6.17) ne soit pas simple.

En conséquence de (6.12) la ligne modale a l'allure indiquée sur le diagramme 5, quand la perturbation renforce l'effet du ressort, et du diagramme 6, quand elle l'affaiblit.

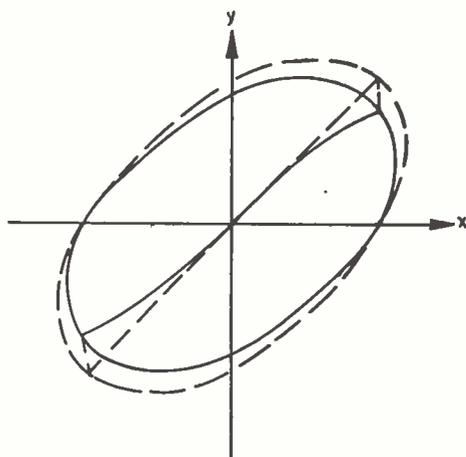


FIG. 5

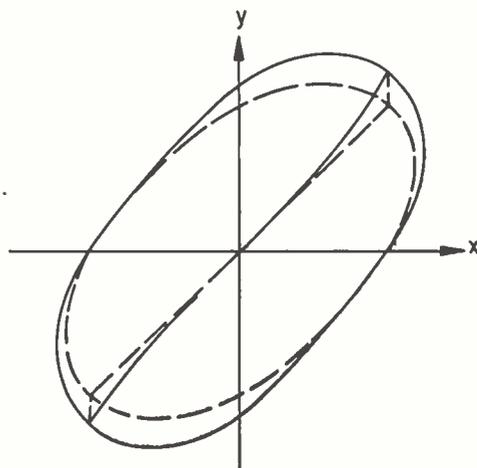


FIG. 6

L'expérience (effectuée à l'aide d'une machine analogique) a complètement vérifié chaque détail de cette théorie.

De plus, on peut démontrer facilement que la stabilité du mouvement en modes normaux est la même pour le système perturbé que pour le système non-perturbé.

### Quelques observations

Nous nous sommes occupés des mouvements *en modes normaux* de certains systèmes à  $n$  degrés de liberté, fortement non-linéaires. Dans cette étude on a appris peu de choses en ce qui concerne les mouvements généraux excepté le fait qu'un mouvement quelconque est borné par  $U + h = 0$ . Donc, le mathématicien doit trouver les résultats peu satisfaisants. Evidemment, cette pauvreté de résultats peut être ramenée au fait que le principe de superposition n'est pas valable pour les systèmes non-linéaires, et les modes normaux ne constituent plus un système fondamental de solutions.

Cependant, il y a des raisons importantes pour étudier les mouvements en modes normaux. La plus séduisante d'entre elles est le fait que les mouvements de grande amplitude en vibration forcée se trouvent au voisinage des mouvements libres en modes normaux. De ce fait, on peut utiliser la théorie des perturbations pour étudier la résonance provenant d'une force périodique de petite amplitude ; à BERKELEY, nous avons fait de telles études qui seront bientôt publiées.

De plus, l'étude présentée ci-dessus est une généralisation naturelle de celle des systèmes à un seul degré de liberté. On sait que le mouvement d'une masse suspendue à un ressort, et ne possédant qu'un seul degré de liberté, est une vibration normale au sens de notre définition. C'est-à-dire que chaque mouvement de cette masse satisfait aux quatre propriétés des modes normaux énoncées ci-dessus. Par conséquent, ceci laisse à penser que nos résultats ne sont pas tout à fait sans intérêt du point de vue du mathématicien.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] DARBOUX G. « Théorie Générale des Surfaces », tome 2, pp. 438-463, 1889.
- [2] ROSENBERG R.M. et HSU C.S. « On the Geometrization of Normal Vibrations of Nonlinear Systems Having Many Degrees of Freedom », Comptes Rendus, IUTAM Symposium on Nonlinear Vibrations, Kiev, 1961.
- [3] ROSENBERG R.M. « The Ateb(h)-Functions and Their Properties » Avril 1963 Quarterly of Applied Mathematics.
- [4] HSU C.S. « On a Restricted Class of Coupled Hill Equations and Some Applications », *Journal of Applied Mechanics*, December 1961.

# UN MODÈLE DE RÉSEAU FIGURANT LE SYSTÈME NERVEUX

PAR

J.C. LEVY

*Ingénieur en Chef de l'Artillerie Navale  
au Centre National d'Etudes des Télécommunications*

## Introduction

Il existe déjà de nombreux modèles de réseaux tendant à représenter le système nerveux.

Ces modèles étudiés surtout à l'étranger et notamment aux U.S.A. concernent des dispositifs bien spécialisés et sont susceptibles de réalisations pratiques.

Le modèle présenté par l'auteur peut dans certaines de ses parties faire l'objet de réalisations pratiques, mais il vise surtout à l'ébauche d'une synthèse pouvant rendre compte d'un grand nombre de propriétés du système nerveux de l'homme et des animaux supérieurs.

Le sujet est très ambitieux mais n'est traité que d'une manière bien approximative.

## 1. Modèle de W.K. Taylor

1.1. Pour expliquer le principe du modèle de réseau faisant l'objet du présent exposé, le meilleur moyen est de partir d'un réseau analogue déjà décrit, et de montrer en quoi le nouveau modèle diffère du précédent.

Le modèle de réseau qui se rapproche le plus du mien a été décrit par W.K. TAYLOR.

Nous allons donc sommairement décrire ce modèle qui concerne surtout la reconnaissance des figures telle que peut l'effectuer la rétine.

### 1.1. PRINCIPE

Nous considérons donc une surface composée d'une mosaïque de cellules.

Chaque figure projetée sur cette surface éclaire un certain nombre de cellules dont l'ensemble constitue une combinaison capable de caractériser l'image, cela

dans la mesure où la finesse de la mosaïque permet de déceler les petits détails de l'image.

S'il y a  $S$  cellules, le nombre de combinaisons possibles de 1 à  $S$  cellules est :

$$2^S - 1$$

Pour chaque combinaison de  $N$  cellules, il existe une unité appelée unité  $A$  (initiale d'Association) qui est branchée sur chacune des  $N$  cellules et reçoit une tension qui est, en première approximation, proportionnelle à la moyenne des tensions reçues par les cellules (fig. 1).

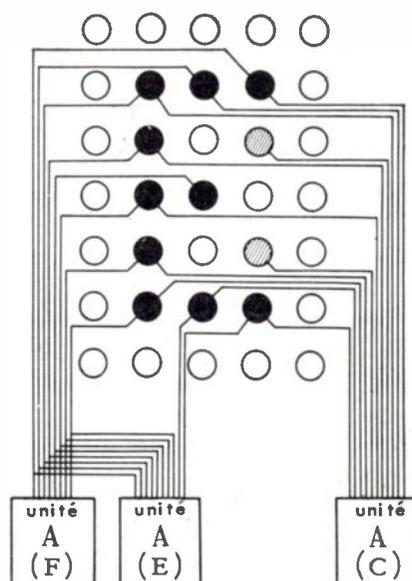


FIG. 1

\* Conférence prononcée le 29 novembre 1962 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Si ces tensions sont 0 ou 1 on voit que la tension reçue par chaque unité  $A$  sera égale à la proportion des cellules excitées, donc que les unités  $A$  dont toutes les cellules seront excitées recevront le maximum de tension.

Pour différencier ces dernières, TAYLOR donne deux principes.

### 1.2. LES UNITÉS $A_1$

Ces unités reçoivent le signal :

$$v_0 = \frac{\sum v_1}{N+1}$$

où  $v_1$  est la tension fournie par chacune des cellules excitées.

On voit que si deux unités  $A_1$  ont la totalité de leurs cellules excitées, c'est celle qui comporte le plus grand nombre de cellules qui recevra le signal maximal ; si donc une combinaison de  $N$  cellules est comprise dans une combinaison plus vaste de  $M$  cellules, si les  $M$  cellules sont excitées, les  $N$  le seront aussi, mais si  $M > N$  :

$$v \frac{M}{M+1} > v \frac{N}{N+1}$$

### 1.3. LES UNITÉS $A_2$

Ces unités reçoivent un signal positif des  $N$  cellules de leur combinaison et un signal négatif de celles des  $S - N$  cellules restantes qui sont excitées (fig. 2).

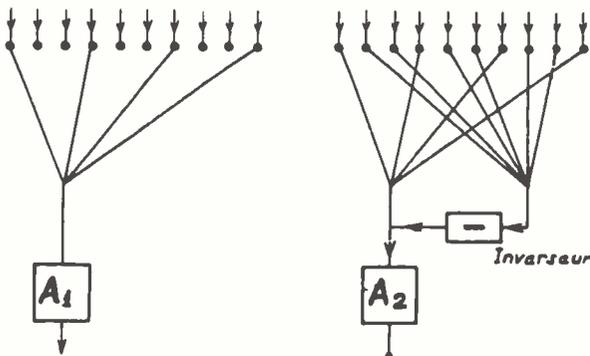


FIG. 2

On voit donc que lorsque les cellules formant une combinaison sont excitées, elles envoient un signal négatif ou *inhibiteur* aux autres unités  $A$ .

Le pouvoir discriminatoire des unités  $A_2$  est donc très supérieur à celui des unités  $A_1$ .

Si l'on revient à l'exemple des  $N$  et  $M$  cellules, l'unité  $A_2$  correspondant aux  $M$  cellules recevra le maximum d'énergie et l'unité  $A_2$  correspondant aux  $N$  cellules recevra un signal inhibiteur sur  $M - N$  cellules.

Enfin, si une unité  $A$  reçoit une tension dépassant

les autres de plus d'une certaine valeur, elle reste seule sous tension, les tensions des autres unités étant annulées par un circuit de contre-réaction.

Nous ne parlerons pas ici de certains dispositifs spécialisés du modèle de TAYLOR plus spécialement adapté à la vision rétinienne.

### 1.4. PRINCIPES FONDAMENTAUX

De ce modèle disons d'abord qu'il obéit à deux principes fondamentaux :

#### 1° Principe de superposition

Une image « incidente » provenant du monde extérieur est d'autant mieux reçue qu'elle se superpose plus exactement à une des images préexistantes, innées ou enregistrées par la mémoire.

Si l'image préexistante n'est pas entièrement recouverte par l'image incidente, il lui manque une partie des signaux qu'elle pourrait recevoir.

Si l'image incidente déborde l'image préexistante, elle lui envoie des signaux négatifs.

Si aucune image préexistante ne correspond à l'image incidente, celle qui s'en rapproche le plus sera choisie comme interprétation de cette dernière.

Il y a là déjà une interprétation de la perception en fonction de quelque chose qui caractérise le sujet, fut-il un être vivant ou une machine dotée de mémoire.

Il y a là donc déjà une influence propre de la personnalité du sujet, ce qui psychologiquement parlant est déjà de la conscience individuelle.

#### 2° Principe d'inhibition

L'image choisie comme interprétation a tendance à inhiber les réseaux de cellules correspondant à d'autres images.

## 2. Modèle présenté

Au modèle de TAYLOR nous allons apporter quelques modifications, de façon à élaborer un nouveau modèle mieux adapté à l'étude des réseaux nerveux en général, tels que ceux de l'écorce cérébrale, abstraction faite de circuits spécialisés tels que ceux de la vision, de l'ouïe, etc.

### 2.1. IDENTIFICATION

Dans le système TAYLOR l'identification d'une combinaison revient à repérer l'unité qui lui correspond et à trouver son numéro. Dans le nouveau modèle l'identification devra remplir deux objectifs :

a) Superposer l'image incidente avec celle des images préexistantes enregistrées par la mémoire qui s'en rapproche le plus.

b) Exciter d'autres représentations par associations d'idées.

Si nous considérons dans le « pattern » de toutes les représentations sensorielles, nous postulons que ce « pattern » subit une série de transformations par superposition et par associations d'idées, cela compte tenu des « patterns » préexistants enregistrés par la mémoire.

Toutes ces transformations doivent aboutir à un nouveau « pattern » celui des ordres donnés aux muscles et aux glandes.

Ce projet est ambitieux mais nous ne pourrons qu'ébaucher l'explication de ce mécanisme.

2.2. DÉCENTRALISATION

Dans le modèle de TAYLOR toutes les cellules d'une combinaison sont reliées à une même unité A.

Dans le nouveau modèle, plusieurs cellules d'une même combinaison sont directement reliées entre elles deux à deux, dans la mesure où le permet la disposition des fibres d'association, c'est-à-dire que chaque cellule d'une combinaison n'est pas forcément reliée directement à toutes les autres (fig. 3).

Ces combinaisons préexistantes ou réseau se forment par la mémoire permanente, cela par dépolarisation des synapses selon un principe énoncé par HEBB.

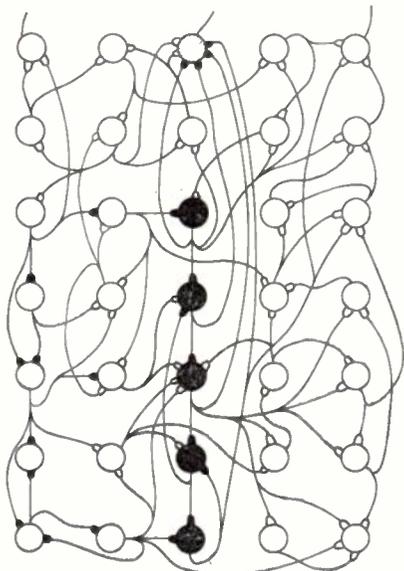


FIG. 3

Nous ferons grosso modo l'hypothèse suivante :

Chaque cellule est reliée aux autres par une fibre d'inhibition.

Si deux cellules sont excitées simultanément elles tendront à rester associées, alors si l'une d'elle est excitée, elle peut envoyer à l'autre un signal d'excitation.

L'association peut être univoque ou bi-univoque.

Il se forme ainsi des réseaux préexistants qui constituent la mémoire permanente ou mémoire secondaire.

Des circuits basés sur ce principe ont déjà été étudiés par ROSENBLATT (Perceptron).

2.3. MODE D'EXCITATION

Dans le modèle de TAYLOR, chaque « pattern » excite simultanément la totalité des cellules qui lui correspondent.

Dans le nouveau modèle, l'image incidente n'excite qu'une fraction des réseaux préexistants, mais les cellules de ces réseaux étant associées, l'excitation se propagera le long de ces réseaux, réalisant sans circuits spécialisés la sommation effectuée chez TAYLOR par les unités A.

2.4. PRINCIPE D'INHIBITION

Le circuit de détection du maximum d'amplitude de TAYLOR dont nous avons déjà exposé le principe (fig. 4) est remplacé par un ensemble de circuits de réactions (fig. 4a).

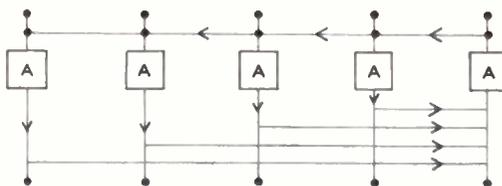


FIG. — Filtre de maximum d'amplitude de Taylor

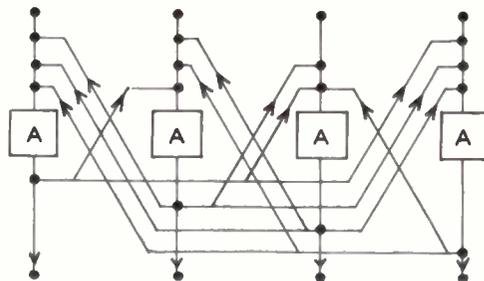


FIG. 4 a.

Le circuit reliant deux unités est analogue à celui d'un multivibrateur bi-stable (fig. 4b).

Chaque unité envoie à l'autre une tension de contre-réaction proportionnelle à sa tension de sortie. Le système est en équilibre instable, toute différence initiale s'amplifiant jusqu'à saturation d'une unité ou inhibition totale de l'autre.

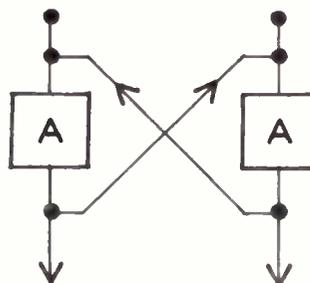


FIG. 4 b.

Dans le nouveau modèle les unités A n'existent pas à proprement parler, mais les cellules d'un réseau sont reliées aux cellules de l'autre par des circuits d'inhibition, ce qui aboutit au même résultat.

Toutefois, le chapitre exposant le cas de plusieurs réseaux, il sera facile d'identifier par la pensée chaque

réseau avec une unité  $A$ , toutes ses unités étant coupées selon la figure 4a.

La compréhension du mécanisme s'en trouvera facilitée.

## 2.5. NOMBRE DE CELLULES

Enfin, dans les deux modèles, deux réseaux peuvent contenir des nombres différents de cellules et cela peut se produire de deux façons différentes :

a) L'un des réseaux est plus étendu que l'autre ; alors si les excitations se propagent avec un certain retard d'une cellule à l'autre, le temps de propagation sera plus long, mais la vitesse de propagation sera la même pour les deux réseaux.

b) Chaque combinaison représente un certain pourcentage des cellules situées dans un certain volume. Ce pourcentage pourra être plus ou moins élevé. Il semble donc a priori que ce soit le réseau le plus fourni qui s'excite le plus rapidement parce que chaque cellule est associée à un plus grand nombre de cellules voisines.

Ici se pose un problème biologique : l'énergie délivrée par chaque cellule est-elle constante ou peut-elle augmenter en fonction du nombre de cellules excitées par son cylindraxe et ses ramifications ?

Nous ne pouvons pas répondre à cette question, mais pour rester dans le cadre du modèle de TAYLOR, nous sommes amenés à formuler l'hypothèse suivante :

Si une cellule est associée à  $n$  cellules placées en aval, si chaque cellule reçoit une quantité d'impulsions égale à  $p$  par seconde, le produit  $np$  est constant et indépendant de  $n$ .

Donc dans toutes les hypothèses faites sur les réseaux, les deux hypothèses suivantes correspondent :

a) Dans le modèle de TAYLOR, la tension reçue par une unité  $A$  ne dépend, en première approximation, que du pourcentage des cellules excitées.

b) Dans le modèle présentement décrit, le nombre de cellules d'un réseau qui entrent en action par unité de temps est proportionnel au nombre des cellules déjà excitées.

## 2.6. MISE EN ÉQUATION

Soit deux réseaux  $R_x$  et  $R_y$  ; soit  $x$  le nombre de cellules déjà excitées et  $y$  le nombre de cellules de  $R_y$  déjà excitées.

Pour simplifier nous supposons que toutes les cellules reçoivent la même excitation, sinon il faudrait affecter chaque unité d'un coefficient de pondération  $p$  et écrire

$$x = \sum_{i=1}^{i=x'} p_i \quad y = \sum_{i=1}^{i=y'} p_i$$

Cela dit, en supposant le nombre de cellules des réseaux assez grand pour assimiler  $x$  et  $y$  à des variables

continues, nous pouvons écrire les équations différentielles :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ex - Iy \\ \frac{dy}{dt} = Ey - Ix \end{cases} \quad (1)$$

où  $E$  définit la capacité des cellules excitées à exciter celles qui leur sont associées,

$I$  définit la capacité des cellules excitées à inhiber celles qui ne leur sont pas associées.

## 2.7. CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Tel est notre nouveau modèle dans lequel nous retrouvons les mêmes éléments que ceux du modèle de TAYLOR, à ceci près que ces éléments sont inhérents du fonctionnement du réseau lui-même et ne sont pas le fait de circuits spécialisés.

Nous allons maintenant en étudier quelques propriétés en montrant que s'il est plus primitif, il est aussi beaucoup plus souple et peut se prêter à une plus grande variété de fonctions diverses que celui de TAYLOR.

Notamment, le nombre de combinaisons possibles peut être très supérieur au nombre de cellules, ce qui n'était pas le cas pour le modèle de TAYLOR où chaque unité  $A$  doit être matérialisée par au moins une cellule.

Le réseau de TAYLOR ne concerne que des représentations spatiales alors que nous allons pouvoir étudier la reconnaissance d'images spatio-temporelles.

Mais répétons le encore, les deux modèles n'ont pas à être vrais ou faux ou meilleurs l'un que l'autre, ils ont des applications différentes et répondent à des buts différents.

Précisons encore que si mon modèle est beaucoup plus ambitieux, il ne constitue qu'une ébauche, alors que le modèle de TAYLOR établi dans un cadre plus restreint est parfaitement précis.

## 3. Cas des « Patterns » dynamiques

Nous partons du schéma donné par la figure 5.

Seule la ligne supérieure comprend des cellules sensibles. Chacune de ces cellules est branchée sur une colonne de cellules relais constituant une ligne à retard, donc chaque cellule donne un retard élémentaire  $\tau$ .

De plus, il existe des fibres d'association court-circuitant des éléments d'une même colonne, ou reliant des cellules d'une colonne à des éléments placés en amont dans les colonnes voisines.

### 3.1. IMAGE TEMPORELLE

Supposons que la première cellule d'une colonne reçoive un signal composé de deux impulsions séparées par une durée :

$$\begin{aligned} t &= n\tau \\ n &= 3 \text{ dans l'exemple.} \end{aligned}$$

La première impulsion transmise par la première cellule relais atteindra la cinquième cellule relais après une durée  $3\tau$  au moment où la première cellule émet la seconde impulsion.

D'après le principe de HEBB, ces deux impulsions excitées simultanément resteront associées.

Si donc une seconde fois, la cellule 1 émet une impulsion unique, cette impulsion atteindra immédiatement la cellule par la fibre d'association et une seconde fois par la ligne à retard au bout d'un temps  $3\tau$ .

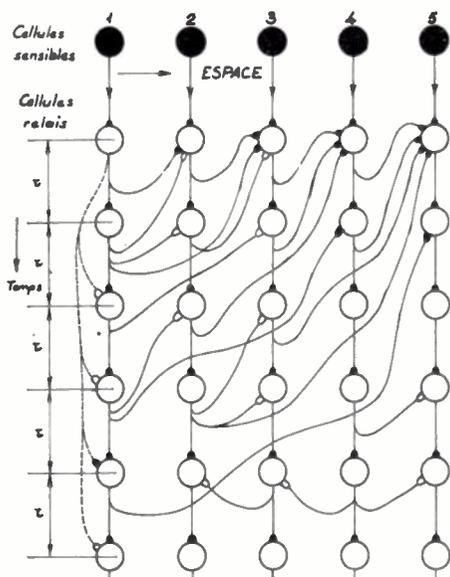


Fig. 5

Le signal initial a donc été enregistré et peut être reproduit. Mais l'examen d'un cas plus complexe montrera que le signal est reproduit à l'envers en commençant par la fin. De tels circuits ne doivent pas exister ou être groupés par deux en série le second redressant le signal.

### 3.2. IMAGE SPATIO-TEMPORELLE

Une impulsion atteint la première cellule de la première colonne à l'instant 0 et la première cellule de la seconde colonne à l'instant  $\tau$

Il se forme alors une association entre ces deux cellules, car la première cellule réémet son signal avec un retard  $\tau$ .

Si donc une autre fois, une impulsion atteint la première cellule, elle atteindra la seconde l'instant  $\tau$  d'après. Il y a là association d'idées spatio-temporelles qui permet l'enregistrement et la reproduction d'un mouvement.

### 3.3. MISE EN RÉSERVE

Un point très important est à signaler : nous admettons qu'une impulsion simple atteignant la pre-

mière cellule du réseau peut déclencher un signal spatio-temporel.

Supposons maintenant que seule la première cellule soit excitée, demeure excitée, mais que toutes les autres cellules du réseau soient inhibées. Cela peut durer un certain temps, puis si la cause de l'inhibition disparaît avant l'excitation de la première cellule, la représentation spatio-temporelle se déroulera.

Nous voyons là la possibilité de mise en réserve d'un programme d'action, comme par exemple l'obligation dans une conférence, d'attendre pour intervenir que le Président vous donne la parole.

Nous verrons aussi que ce phénomène joue un rôle capital dans l'évolution des couches profondes de l'activité psychique qui constituent des représentations spatio-temporelles dont l'évolution se fait d'une façon discontinue, étant la plupart du temps retenue par inhibition, et n'évoluant que pendant des durées très courtes. C'est le cas des programmes qui changent rapidement après avoir été exécutés.

## 4. Quelques définitions de termes qui seront utilisés

### 4.1. RÉSEAUX

— Nous appellerons *réseau* un ensemble de cellules associées l'une à l'autre en sorte que les excitations des unes atteignent les autres. Le réseau sera constitué selon le principe de la *mémoire secondaire*, et est plus particulier que les réseaux de cellules reliées anatomiquement par fibres d'association et synapses.

— Nous appellerons *réseau incident*, l'ensemble des cellules excitées par une représentation provenant du monde extérieur, ou d'une autre région du cerveau. Le réseau incident n'est pas forcément un réseau tout court car ses cellules ne sont pas forcément associées.

— Par opposition au réseau incident, nous parlons souvent de *réseaux préexistants*

— Tout réseau, incident ou non, constitue une *combinaison* de cellules, ce mot étant employé au sens mathématique du terme.

— Nous appellerons *combinaisons discernables*, des combinaisons n'ayant en commun qu'une certaine fraction de leurs éléments ; deux combinaisons par exemple sont discernables à 50 % si elles diffèrent l'une de l'autre par au moins 50 % de leurs éléments.

— Un réseau ou une combinaison est *caractéristique* d'une *image*, ou d'une *représentation*, ou encore d'un souvenir, s'il s'agit d'un réseau préexistant. Nous pourrions donc employer indifféremment les mots réseaux, combinaisons, images entre lesquels il y a correspondance bi-univoque.

— Une *image simple* caractérise une fonction déterminée, telle que celle d'un organe des sens ou d'un élément de l'activité motrice. Une image simple est une image visuelle, par extension nous parlerons d'images ou représentations auditives, tactiles, musculaires, etc.

— Une image composée correspond à une association d'images simples. L'image composée d'un objet est faite de la vue de cet objet, du nom de cet objet entendu ou prononcé, etc. A chaque image correspond un réseau simple ou composé.

— Une image complète ou un réseau complet intéresse l'ensemble de l'activité cérébrale d'un sujet normalement éveillé. Seules des images complètes peuvent rendre compte de l'activité consciente d'un individu normal.

Nous voyons qu'il y a une grande analogie entre les mots images, représentations, réseaux, caractéristiques et le mot anglais « pattern ».

En fait, le concept de « Pattern » est plus général que le concept de réseau caractéristique, car pour un même réseau il peut encore y avoir plusieurs « Pattern » de propagation des excitations.

#### 4.2. RÉACTIONS MOTRICES

Il est dès lors facile de définir une réaction motrice à une stimulation donnée par une association entre deux images simples, ou par une image composée. Par exemple, la vue d'un objet associée aux images musculaires et auditives correspondant à son nom prononcé.

#### 4.3. NOTION D'OBJET

La notion d'objet correspond déjà à une représentation composée très complexe, faite de plusieurs images visuelles, auditives, tactiles et émotionnelles.

L'identification d'un objet constitue un travail encore très élémentaire à l'échelle de l'activité psychique de l'homme.

Pourtant seuls sont capables d'un tel travail l'homme et les animaux supérieurs, les autres n'étant capables que de « tropisme ».

### 5. Cas de deux réseaux antagonistes

Sous peine de tomber sur un problème inextricable nous ne pouvons pas considérer un ensemble de milliers ou de millions de réseaux, alors qu'avec le modèle de TAYLOR il était facile de considérer les  $2^A - 1$  unités possibles.

Nous considérerons donc pour commencer deux réseaux qui pourront donner la réponse à une question simple, ou correspondre à l'excitation de deux muscles antagonistes.

Pour commencer également nous ne nous préoccupons que des images spatiales, et ne ferons ensuite qu'indiquer comment le raisonnement peut s'étendre aux images spatio-temporelles. Enfin nous étendrons le raisonnement à un nombre quelconque de réseaux.

#### 5.1. CALCUL

Reprenons les équations :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ex - Iy \\ \frac{dy}{dt} = Ey - Ix \end{cases} \quad (1)$$

posons :

$$\theta = \frac{x}{y}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{y^2} \left( y \frac{dx}{dt} - x \frac{dy}{dt} \right)$$

$$y \frac{dx}{dt} = Exy - Iy^2$$

$$x \frac{dy}{dt} = Exy - Ix^2$$

$$y \frac{dx}{dt} - x \frac{dy}{dt} = I(x^2 - y^2) = y^2 I (\theta^2 - 1)$$

$$\boxed{\frac{d\theta}{dt} = I(\theta^2 - 1)} \quad (2)$$

la solution de cette équation différentielle est :

$$\theta = \text{th } I.t \quad \text{si } \theta < 1$$

$$\theta = \text{cth } I.t \quad \text{si } \theta > 1$$

La valeur critique  $\theta = 1$  est une position d'équilibre instable, c'est-à-dire que toute dissymétrie initiale entre les réseaux s'amplifie jusqu'à ce que :

$$\theta \rightarrow \infty \quad \text{si } \theta_0 > 1$$

$$\theta \rightarrow 0 \quad \text{si } \theta_0 < 1 \quad (\text{voir fig. 6})$$

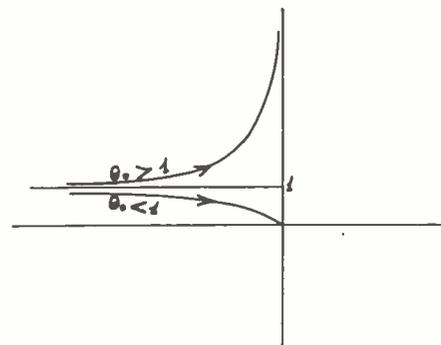


FIG. 6. — Variation de  $\theta$  en fonction de  $t$ .

Ce résultat était d'ailleurs évident, mais il faut tenir compte des conditions aux limites, ceci pour deux raisons :

a) Les deux réseaux  $R_x$  et  $R_y$  auront en général un nombre  $Z$  de cellules en commun, donc le rapport  $\theta$  ne pourra pas tendre vers zéro ou l'infini.

b) Un réseau peut être totalement excité alors que l'autre évolue encore, donc  $X$  est fixé par exemple et l'évolution du système ne dépend plus que de  $y$  qui croît ou décroît exponentiellement suivant qu'il se trouve au-dessus ou au-dessous d'une certaine valeur critique.

Mais dans la plupart des cas, les nombre  $X$  et  $Y$  ne sont pas définis, car l'isolement d'un réseau au sein du système nerveux se fait « par la pensée » d'une façon souvent arbitraire. Toutefois, la limitation de  $X$  ou de  $Y$  peut être envisagée si nous considérons une région du cerveau, et admettons qu'à une certaine distance de là les cellules nerveuses réagissent moins sur la portion étudiée.

Cependant, la discussion qui va suivre indiquera bien l'allure des phénomènes, car si  $x, y, X, Y$  et  $Z$  sont mal définis, les rapports entre ces grandeurs :

$$\theta = \frac{x}{y}, \frac{x}{Y}, \frac{y}{X}, \frac{X}{Y}, \frac{Z}{X}, \frac{Z}{Y}$$

sont bien définis, car ils peuvent toujours être considérés comme le rapport entre des nombres de cellules appartenant à tel ou tel réseau et contenues dans un volume déterminé ou dans une région topologiquement équivalente.

De toute façon, il ne faudra prendre la discussion qui va suivre que comme une indication de l'allure des phénomènes.

Si  $y$  est supposé constant égal à  $Y$ , nombre total des cellules du réseau  $R_y$ , l'équation donne :

$$\frac{dx}{dt} = Ex - IY$$

$$\frac{d}{dt} \left( x - \frac{I}{E} Y \right) = \frac{dx}{dt} = E \left( x - \frac{I}{E} Y \right)$$

$$\left( x - \frac{I}{E} Y \right) = K e^{Et}$$

$$x = \frac{I}{E} Y - K e^{Et}$$

posons :

$$\frac{x}{Y} = \theta = \frac{1}{P} + \frac{K}{Y} e^{Et}$$

en posant :

$$P = \frac{E}{I}$$

si  $\theta_0 < \frac{1}{P}, K < 0$   $\theta$  décroît

si  $\theta_0 > \frac{1}{P}, K > 0$   $\theta$  croît

Enfin calculons  $x + y$  :

$$\frac{d}{dt} (x + y) = (E - I)(x + y) = E(P - 1)(x + y)$$

$$(x + y) = K' e^{E(P-1)t}$$

si  $P > 1, x + y$  croît

si  $P < 1, x + y$  décroît

Ceci dit les cas de figure sont les suivants :

Nous supposons toujours  $X > Y$ . Les points  $X$  et  $Y$  correspondent à l'excitation de  $X$  et de  $Y$ . Le point  $T$  correspond à l'excitation simultanée des deux réseaux.

L'évolution du système dépend de la position du point  $M_0$  de coordonnées  $x_0 y_0$ .

## 5.2. DISCUSSION DES RÉSULTATS

L'examen des équations (1) montre immédiatement que le paramètre réglant l'allure de l'évolution du phénomène dépend du seul paramètre :

$$P = \frac{E}{I}$$

Une variation de  $E$  et  $I$  laissant invariant leur rapport n'a pour effet que de changer l'échelle des temps.

Ceci n'est d'ailleurs qu'une première approximation, car si l'on admet que la vitesse de l'influx nerveux est constante, on ne peut pas faire varier arbitrairement la vitesse d'évolution des réseaux.

L'on peut, en effet, comparer le choix entre deux réseaux à un aiguillage manœuvré par le train lui-même à son passage. Si donc l'aiguillage ne réagit pas assez vite, il n'aura pas le temps de se bloquer dans une voie extrême et le train empruntera une voie intermédiaire.

La suite de la discussion montrera qu'il existe dans certains cas une zone douteuse qui aboutit à l'excitation totale ou à l'inhibition totale des deux réseaux.

Mais dans la plupart des cas l'indécision réside en ceci :

Si  $\theta_0$  est très près de la valeur critique, il variera au début très lentement et l'évolution n'aura pas le temps de s'accomplir avant que n'interviennent de nouveaux phénomènes. C'est le cas du train qui passe trop vite pour que l'aiguillage ait le temps de choisir

une voie, mais dans ce cas-là il n'y a pas de déraillement, le train trouvera toujours une voie intermédiaire.

Dans les cas où l'évolution a le temps de s'accomplir, les cas de figure sont les suivants :

1<sup>er</sup> cas :

$$P \leq 1 \text{ (fig. 7)}$$

Si  $M_0$  est dans la zone I le système évolue jusqu'au point X.

S'il est dans la zone II le système aboutit au point Y.

S'il est dans la zone douteuse III, il aboutit au point O correspondant à l'inhibition totale des deux réseaux.

Les pentes des demi-droites  $Ocx$  et  $Ocy$  sont  $P$  et  $\frac{1}{P}$ .

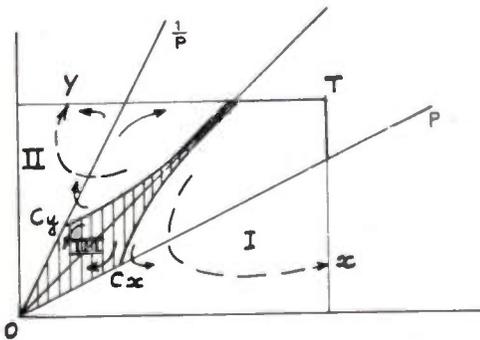


FIG. 7. — 1<sup>er</sup> cas :  $P < 1$

2<sup>e</sup> cas :

$$P = 1 \text{ (fig. 8)}$$

Les seuls points d'équilibre stable sont X et Y, il n'y a pas de zone douteuse, mais ce n'est là qu'un cas idéal.

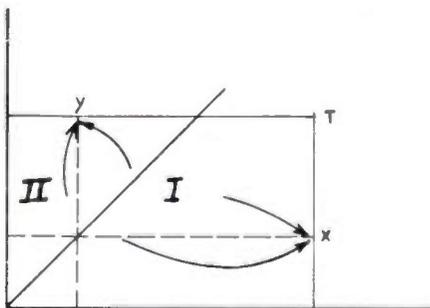


FIG. 8 — 2<sup>e</sup> cas :  $P = 1$

3<sup>e</sup> cas :

$$P > 1 \quad P < \frac{X}{Y} \text{ (fig. 9)}$$

Il n'y a encore que deux zones, la zone favorable à X s'accroît.

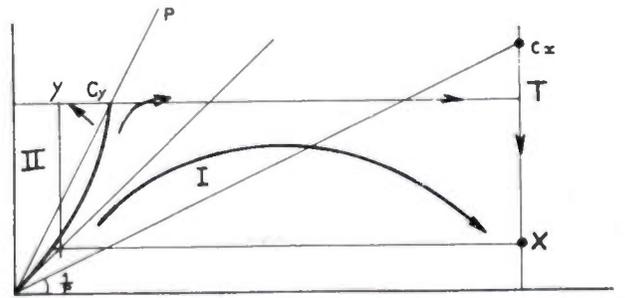


FIG. 9 — 3<sup>e</sup> cas :  $P > 1 \quad P < \frac{X}{Y}$

4<sup>e</sup> cas :

$$P > 1 \quad P > \frac{X}{Y} \text{ (fig. 10)}$$

Il y a de nouveau trois zones comme pour  $P < 1$ , mais ici la zone douteuse aboutit au point T excitation totale des deux réseaux, ce qui signifie la tétanisation des muscles dans le cas où les réseaux commandent dans le cas plus général, s'il s'agit d'identifier un objet, cela veut dire que le cerveau admet deux interprétations possibles et se réserve de trancher ailleurs la question.

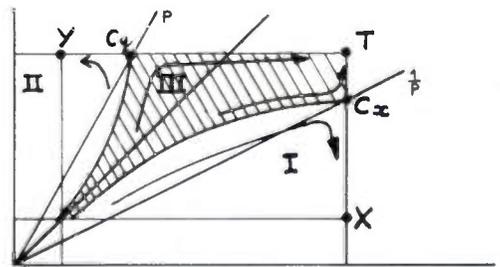


FIG. 10. — 4<sup>e</sup> cas :  $P > 1 \quad P > \frac{X}{Y}$

5<sup>e</sup> cas :

$$P > 1 \quad P > \frac{Y}{Z} \text{ (fig. 11)}$$

Soit Z le nombre de cellules communes aux deux réseaux.

Si  $\frac{Z}{X} > \frac{1}{P}$  le point Y n'est plus stable.

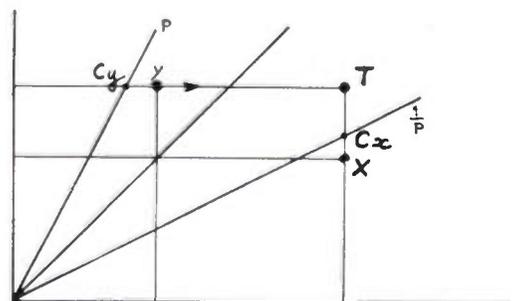


FIG. 11. — 5<sup>e</sup> cas :  $P > 1 \quad P > \frac{Y}{Z}$

6<sup>e</sup> cas :

$$\text{De plus } \frac{Z}{X} > \frac{1}{P} \text{ (fig. 12)}$$

Le point  $X$  n'est plus stable, seul reste stable le point  $T$ .

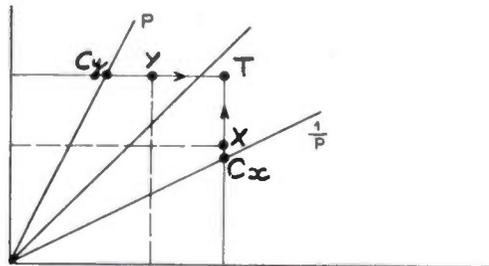


FIG. 12 — 6<sup>e</sup> cas :  $P > 1$   $P > \frac{Y}{Z}$   $P > \frac{X}{Z}$

Les réseaux  $X$  et  $Y$  sont trop mélangés pour que l'un puisse s'exciter en inhibant l'autre.

Nous dirons qu'ils ne sont pas discernables.

Il faudra se garder d'interpréter au pied de la lettre les résultats de ces diagrammes qui ne correspondent qu'à une extrême schématisation de la réalité et ne peuvent donner que quelques indications sur l'allure des phénomènes.

### 5.3. REMARQUES

5.3.1. L'évolution du phénomène dépend de  $I$ ,  $E$  et  $P$ , qui peuvent dépendre de l'état physiologique du cerveau. Ce qui montre qu'une même image peut être interprétée de plusieurs façons différentes selon les conditions physico-chimiques de la matière nerveuse. En particulier si  $E$  et  $I$  sont faibles, l'évolution du système est ralentie, ce qui par simple analogie revient à dire que le cerveau aura de la difficulté à suivre des images variant rapidement.

Une analyse ultérieure montrera que les images évoluant le plus vite sont celles qui représentent le monde extérieur. Un cerveau fatigué relâchera donc son attention du monde extérieur. Il faut se garder de rechercher dans les diagrammes des explications plus précises de ce phénomène bien connu.

5.3.2. Dans le même ordre d'idées, nous verrons que les idées les plus profondes sont celles qui évoluent le plus lentement, donc, si l'activité du cerveau est normale, le mécanisme de deux réseaux antagonistes pourra aboutir jusqu'à une position d'équilibre stable, ce qui constitue une mémoire à relativement court terme que nous appellerons mémoire primaire. Mais dans certains cas la mémoire primaire peut durer des années.

5.3.3. Pour les représentations plus superficielles qui évoluent plus rapidement, il n'est pas normal que les circuits évoluent jusqu'au « blocage ». Un blocage constitue alors une idée fixe que l'on ne peut déloger qu'en inhibant le réseau correspondant. Ce qui revient à dire que lorsque l'on bute sur une idée fixe il faut penser à autre chose, de là le proverbe « la nuit porte conseil ».

Si l'on admet que durant l'état de veille il se produit toujours quelques blocages, on peut déduire l'obligation du sommeil, et l'application dans les cas pathologiques de traitements tels que l'électrochoc et l'insulino-thérapie.

Signalons encore que le blocage correspondant à une excitation suffisamment monotone peut correspondre à l'hypnose.

Enfin une mention particulière doit être faite pour les cas n° 5 et 6 :

$$P > 1, P > \frac{Y}{Z}$$

Seul est stable le réseau  $R_x$  le plus important, si :

$$P > \frac{X}{Z}$$

le seul point stable  $T$  correspond à l'excitation totale des deux réseaux.

Nous dirons alors que les réseaux ne sont pas discernables. Cela peut se produire dans deux cas :

a)  $P$  est très grand, c'est le cas d'un cerveau sur-excité provoquant des crispations, ceci si les réseaux  $R_x$  et  $R_y$  correspondent à l'excitation de deux muscles antagonistes.

b)  $\frac{X}{Z}$  trop petit. C'est la condition  $\frac{X}{Z} > P$  qui définira le nombre de réseaux dits discernables que l'on peut former avec un nombre donné de cellules nerveuses.

Mais le nombre de combinaisons réelles est très supérieur au nombre de combinaisons discernables qui correspondent à la possibilité d'être isolées dans des positions d'équilibre stable. Toutes les nuances possibles ne correspondent pas à des réseaux discernables.

Il sera parlé des réseaux discernables au chapitre 7.

### 5.4. CAS DES RÉSEAUX A CORRÉLATION TEMPORELLE

Ce que nous venons de dire concerne la superposition spatiale d'un réseau incident sur un réseau préexistant.

Dans le cas où la superposition est temporelle on peut raisonner de la façon suivante : nous avons vu qu'un signal temporel étant enregistré par la mémoire primaire, il se reproduira de lui-même sitôt parvenu un signal quelconque de déclenchement. Il faudra alors vérifier la superposition temporelle du signal incident avec le signal local répété par le réseau. La superposition temporelle est classique en mathématique.

Pour appliquer la théorie de la corrélation, il suffit de supposer que le signal de sortie ne varie pas linéairement en fonction du signal d'entrée. Une cellule reçoit par exemple deux impulsions d'amplitude  $f(t)$  et  $g(t)$  présentant chacune un maximum, ces deux

maximums étant décalés d'une durée  $\tau$ . Le signal de sortie sera de la forme :

$$Y(t) = a [f(t) + g(t)] + b [f(t) + g(t)]^2 = \\ = af(t) + bf(t)^2 + ag(t) + bg(t)^2 + 2bf(t)g(t)$$

La mise du réseau en état d'excitation se fait en intégrant les signaux élémentaires. Cela correspond à ce que nous avons déjà dit de la vitesse de propagation elle-même proportionnelle au nombre de cellules déjà excitées.

Le résultat sera :

$$\int dt = a \int f dt + b \int f^2 dt + a \int g dt + b \int g^2 dt + 2b \int f(t)g(t) dt$$

Les quatre premiers termes sont indépendants de  $\tau$  et leur valeur sera à peu près la même pour tous les réseaux  $R_1 R_2 \dots$  auxquels peut se superposer le signal incident. Ils s'élimineront donc par différence. Le dernier terme :  $2b \int f(t)g(t) dt$  représente la fonction de corrélation qui passe par un maximum si  $\tau = 0$ , c'est-à-dire si  $f(t)$  et  $g(t)$  coïncident.

Il résulte de cela que plus il y aura de correspondances entre le signal incident et le signal reproduit localement par un réseau, plus vite ce réseau sera excité.

Ce qui a été dit de la superposition spatiale peut donc s'appliquer à la superposition temporelle. Il suffit de multiplier les  $x_0$  ou  $y_0$  de chaque réseau par un coefficient de corrélation  $\gamma$  dont la valeur peut varier de 0 à 1 et ceci dans des proportions considérables.

## 6. Choix entre un plus grand nombre de réseaux

### 6.1. DIVISION ET ASSEMBLAGE

Dans la réalité le nombre de choix possibles dépassera deux et pourra même dans l'ensemble du cerveau atteindre des valeurs hyperastronomiques. Deux applications sont admissibles et certainement véridiques toutes les deux.

D'abord plusieurs centres placés en parallèle peuvent faire chacun un choix entre deux réseaux. S'il y a  $n$  centres cela fait  $2^n$  combinaisons et ce nombre peut facilement atteindre des valeurs astronomiques.

Ensuite chaque centre peut effectuer un choix entre deux réseaux  $X_1$  et  $X_2$  le réseau  $X_1$  par exemple le plus excité peut à son tour se scinder en deux réseaux  $X_{11}$  et  $X_{12}$  ceci parce qu'il s'agit toujours d'équilibre instable et que la moindre inégalité initiale a tendance à s'amplifier.

Si le réseau  $X_{11}$  est choisi, il pourra à son tour se scinder en deux  $X_{111}$  et  $X_{112}$  et ainsi de suite.

Le principe est le même que celui de la figure 4a, à cela près que les unités  $A$  ne sont pas forcément « sorties » et distinctes des réseaux auxquels elles sont reliées.

Un même centre nerveux peut donc à lui seul effectuer le choix entre un grand nombre de réseaux et

ceci selon un processus conforme à l'activité des centres moteurs qui va du général au particulier : Choix d'un programme général qui se décompose lui-même en gestes, lesquels se décomposent en fin de compte en contractions musculaires.

Le même processus peut s'appliquer en sens inverse aux centres sensitifs qui vont du particulier au général.

La vue, par exemple identifie des lettres, assemble les lettres en syllabes, les syllabes en mots, les mots en phrases. Autrement dit, les différents réseaux partiels excités, peuvent à leur tour constituer les éléments initiaux  $x_1^0$  et  $x_2^0$  de réseaux de portée plus générale, et ainsi de suite. Des réseaux particuliers peuvent s'associer d'une façon logique et constituer des réseaux plus généraux.

Par exemple le réseau caractéristique d'un mot comprend les réseaux caractéristiques de toutes ses lettres, avec en plus une corrélation temporelle entre ces réseaux de façon à définir l'ordre des lettres.

De plus, le réseau caractéristique de chaque lettre est à l'intersection d'un nombre énorme d'autres réseaux caractérisant des mots. Mais l'excitation dans un ordre déterminé des lettres constituant un mot, déclenchera par préférence le réseau caractéristique de ce mot, lequel réseau se trouve associé à tous les réseaux correspondant aux idées liées à ce mot. Parmi tous ces réseaux, celui qui correspond le mieux au contexte entrera en action et ainsi de suite. On peut détailler davantage le principe. Les lettres peuvent constituer le mot du premier coup, mais elles peuvent aussi s'associer en syllabes, et les syllabes constituer à leur tour un mot. Il n'est pas besoin d'imaginer pour cela des réseaux différents. Reconnaître un mot du premier coup ou le lire en l'épelant correspond à deux processus différents de propagation des excitations au sein d'un même réseau. Réciproquement si une lettre manque ou est illisible, on peut la reconstituer à partir du mot identifié dans son ensemble, le processus est réversible. Le réseau constitutif d'un mot peut, en se fractionnant se décomposer en réseaux de lettres. De même un mot difficile à identifier peut être retrouvé par le contexte.

*Les réseaux possèdent la propriété réversible de s'unir en réseaux plus généraux ou de se fractionner en réseaux plus particuliers, et ceci selon des associations logiques qui leur sont propres.*

Si les centres sensitifs effectuent en général des opérations de synthèse, et les centres moteurs des opérations d'analyses, l'inverse est également possible.

La compréhension d'une phrase permet de mieux en saisir les détails. Inversement l'exécution de gestes correspondant aux pratiques religieuses facilite les sentiments de dévotion. « Tu ne peux pas prier... eh bien rabâche! » (BERNANOS).

Il est vraisemblable que les centres de l'écriture et du langage possèdent une partie commune aux centres moteurs et sensitifs, les mêmes tissus nerveux pouvant remonter du particulier au général ou descendre du général au particulier.

6.2. VITESSE D'ÉVOLUTION DES RÉSEAUX

Il est évident que les réseaux partiels évoluent rapidement et que les réseaux d'ordre plus général évoluent en principe plus lentement. Seules les représentations concrètes évoluent d'une façon continue pour produire ce que BERGSON appelle « une progression dynamique ». Les représentations plus générales évoluent en moyenne plus lentement, en fait elles peuvent rester immobiles pendant un certain temps, et changer rapidement. Il en est ainsi d'un programme d'action, définissant l'acte que nous sommes entrain d'accomplir, lequel change très vite quand nous passons à l'acte suivant. Si par exemple nous récitons par cœur un poème, nous savons que chaque mot appelle le suivant, mais il est vrai aussi que chaque vers appelle le suivant, que chaque strophe appelle la suivante. Chaque mot, chaque vers, chaque strophe et le poème en entier correspondent chacun à un réseau caractéristique dont certains éléments au moins restent fixes pendant l'exécution du couplet correspondant.

Nous étudierons plus loin le mécanisme cybernétique de cette évolution plus ou moins rapide des réseaux. Pour le moment nous ne devons retenir que le fait suivant : si l'on veut évaluer la capacité de la mémoire du cerveau, l'on peut faire deux hypothèses :

- 1° Considérer le cerveau dans son ensemble et compter comme une la combinaison obtenue.
- 2° Considérer différents centres nerveux spécialisés et compter pour chacun le nombre de combinaisons possibles.

Dans le premier cas on obtient un nombre de combinaisons relativement faible ; dans le second cas, le nombre de combinaisons est beaucoup plus grand mais la mémoire est aussi beaucoup plus étendue.

Avant d'aller plus loin dans nos raisonnements « neurocybernétiques », nous allons ouvrir un chapitre d'analyse combinatoire pour savoir si la théorie est compatible avec l'échelle des phénomènes cérébraux.

7. Réseaux discernables

7.1. DÉFINITION ET RÉSULTATS

Nous considérons un certain nombre de réseaux constitués, chacun, par un certain nombre de cellules. Nous avons vu que deux réseaux ont une partie commune ou intersection, et avons examiné le processus par lequel l'un des réseaux pouvait s'exciter au détriment de l'autre.

Un tel processus serait, bien entendu, impensable pour des réseaux ne différant l'un de l'autre que par une faible proportion de cellules. Nous dirons que deux réseaux sont « discernables » s'ils n'ont en commun qu'une proportion donnée de cellules et diffèrent par  $\frac{1}{\delta}$  de leurs cellules. Pour simplifier nous supposons que tous les réseaux ont le même nombre de cellules.

Le problème consiste à déterminer le nombre de combinaisons discernables qu'il est possible de for-

mer avec les cellules du cerveau ou d'une fraction du cerveau. Le calcul purement mathématique ne trouve pas sa place ici et a fait l'objet d'une Note Technique d'Information rédigée par l'auteur (CME 164) diffusée par le CENTRE NATIONAL d'ETUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS (C.N.E.T.) « Théorie des combinaisons discernables ». Bornons-nous à en donner les résultats.

Soit  $N$  le nombre de cellules donné,

$X$  le nombre de cellules de chaque combinaison.

Nous supposons que  $N$  et  $X$  sont des puissances entières de  $\delta$ .

Posons :

$$\alpha = \frac{N}{X}$$

$$X = \delta^n$$

Le calcul n'est pas rigoureux et nous nous contenterons d'encadrer  $D_N^X(\delta)$  entre une borne inférieure et une borne supérieure.

Pour cela nous prenons un coefficient  $\lambda$  tel que :

$$\alpha^{\delta-1} < \lambda < C_{\alpha\delta}^\delta$$

$$\theta = \frac{\text{Log } \lambda}{\text{Log } \delta}$$

rappelons que  $C_{\alpha\delta}^\delta$  définit le nombre de combinaisons que l'on peut former en choisissant  $\delta$  objets dans une collection de  $\alpha\delta$  objets.

Il vient alors :

$$D_N^X(\delta) = \frac{1}{\lambda} C_{\alpha\delta}^\delta X^\theta$$

$$D_N^X(\delta) = C_{\alpha\delta}^{\delta \lambda^{-1}} X^{\frac{\text{Log } \lambda}{\text{Log } \delta}}$$

Le calcul est rigoureux pour  $\delta = 2$ , il vient alors :

$$\lambda = \frac{1}{3}(4X - 1)$$

$$D_N^X(2) = \frac{\alpha}{\lambda} (2x - 1) X^\theta$$

7.2. PROBABILITÉ DE CONFUSION

Ces résultats supposent que toutes les combinaisons discernables ont été classées selon une certaine méthode, ce qui n'est pas forcément le cas.

Dans la réalité on se pose le problème de la façon suivante :

*On se donne T combinaisons discernables déjà choisies, on se donne au hasard une T + 1<sup>ème</sup> combinaison, quelle est la probabilité pour qu'elle soit discernable des T premières combinaisons ?*

L'on part du paramètre  $\tau$  tel que :

$$\tau = \frac{T}{D_N^X(\delta)}$$

la probabilité cherchée s'appellera :  $\Pi_N^X(\tau\delta)$

le résultat très simple est :

$$\Pi_N^X(\tau\delta) = e^{-\frac{X\tau}{\delta}}$$

ou encore sous forme logarithmique :

$$\text{Log } \Pi_N^X(\tau\delta) = -0,23 \frac{X\tau}{\delta}$$

La décroissance est exponentielle. La mémoire ne se sature pas d'un coup, le risque de confusion augmente avec le nombre de combinaisons.  $\tau$  augmente sensiblement en proportion directe du temps, la décroissance de la probabilité de non confusion est donc exponentielle en fonction du temps.

7.3. Pour effectuer l'application numérique nous allons faire des hypothèses qui peuvent sembler hasardeuses. Toutefois, le fait qu'elles ne soient pas invraisemblables et permettent de rendre compte de l'étendue de la mémoire, prouve que la chose doit être considérée comme possible.

D'autres hypothèses plus ou moins restrictives peuvent être faites, mais l'on peut toujours trouver des ordres de grandeur acceptables.

Il est bon de préciser le nombre  $T$  des réseaux à envisager. Si le nombre possible de tels réseaux est fabuleux, nous ne considérons ici que le nombre de réseaux existant réellement et représentant chacun une image ou un souvenir bien défini. De plus, toutes les nuances de l'image ou du souvenir peuvent caractériser des processus différents de propagation des excitations le long de ces réseaux. Il n'est pas besoin de considérer chaque fois un réseau différent.

Nous ne considérons que les réseaux les plus généraux, réellement enregistrés, nous partirons de un par minute, ce qui fait environ  $3 \cdot 10^7$  pour un homme de 60 ans.

C'est ici qu'il faut préciser la différence entre une image simple n'intéressant qu'un centre spécialisé et une image complète intéressant l'ensemble de l'activité cérébrale. L'image complète n'est faite que d'un assemblage d'images simples. Ces images simples sont choisies dans chacune des régions localisées du cerveau par des réseaux qui régissent l'activité supérieure de l'individu. Ce qui est remarquable c'est que ces réseaux sont relativement simples et faciles à retenir par la mémoire. La preuve en est qu'un souvenir complet peut être retenu une fois pour toutes, ceci alors que chacun des éléments qui le composent a dû faire l'objet d'un long apprentissage. Les images

simples servent plusieurs fois. Les images complètes sont uniques : « nous n'aurons plus jamais notre âme de ce soir ». On peut donc en évaluer le nombre des combinaisons complètes en estimant le nombre de souvenirs qu'un individu doit être capable de retenir au cours de son existence. En supposant une image complète par minute enregistrée pendant toute l'existence d'un individu de 60 ans, cela fait  $3 \cdot 10^7$ . Ce nombre doit correspondre à un nombre  $T$  donnant une faible probabilité  $\Pi$  de confusion, et devra être calculé à partir du nombre de cellules des régions de l'écorce chargées de l'activité psychique supérieure.

Admettons approximativement  $10^9$  soit un dixième du nombre total des cellules du cerveau. Admettons qu'une cellule sur mille puisse être utilisée à la construction d'un réseau soit  $10^6$  ; les autres ne servant que ces cellules relais. Nous supposons que les réseaux intéressés sont assez limités pour qu'ils ne soient pas souvent répétés, nous prendrons  $\alpha = \frac{N}{X} = 10$ . Prenons  $\delta = 2$ , c'est-à-dire que les réseaux diffèrent l'un de l'autre par la moitié de leurs éléments, on a :

$$D_N^X = 2 \cdot 10^{18}$$

$$T = 3 \cdot 10^7$$

$$\tau = 1,5 \cdot 10^{-11}$$

$$X = 10^5$$

$$\log \Pi = -0,34 \cdot 10^{-6}$$

On est très loin de la saturation de la mémoire. On pourrait théoriquement multiplier par un million la vie de l'individu, mais ceci n'est qu'une vue de l'esprit.

Les images simples au contraire doivent faire l'objet d'une estimation non pas en fonction de la durée de vie de l'individu mais en fonction du nombre d'images de même nature que peut enregistrer une région spécialisée du cerveau. Ces nombres très considérables sont difficiles à évaluer, mais il n'est pas nécessaire d'en compter toutes les nuances.

Une lettre par exemple, sera apprise sous la forme d'imprimerie, ou d'écriture majuscule ou minuscule. Mais il est inutile d'apprendre toutes les formes d'écritures personnelles, cela est du ressort d'autres fonctions, à part quelques écritures familières. Cela fait déjà des centaines de signes pour l'écriture. Il faut encore admettre que chaque signe peut se présenter sous une échelle et avec une position différente. On voit donc que la compréhension de l'écriture seule demande la mémoire de quelques milliers de signes.

En tenant compte de la reconnaissance d'objets familiers nous pouvons admettre quelques centaines de milliers de figures élémentaires pouvant être identifiées du premier coup. Les assemblages plus compliqués étant du ressort des centres visuels, nous admettrons que la rétine se charge de la première identification.

En utilisant 100 000 cellules de la rétine on peut

obtenir  $4.10^{10}$  combinaisons discernables à 50% ( $\alpha = 4$ ).

En admettant le tirage au sort et une probabilité  $\Pi$  de l'ordre de 0,4 le calcul donne des combinaisons de 25 000 cellules chacune dont le nombre avoisine le million. Là aussi on est très large.

Somme toute l'analyse combinatoire donne des résultats approchés à quelques puissances de dix près, ceci avec des hypothèses très sommaires, en ne comptant que sur le nombre de cellules, sans tenir aucun compte des opérations logiques.

*On arrive à quelque chose qui n'est pas absurde, c'est tout ce que l'on peut dire.*

Le nombre des combinaisons dont est capable le cerveau se chiffre par des millions de puissances de dix. Si nous tombons juste à quelques puissances de dix près, c'est déjà un résultat intéressant.

7.4. REMARQUE

Cela ne chiffre pas le nombre de digits que peut emmagasiner le cerveau et que certains auteurs évaluent au milliard, ce qui fait environ dix puissance trois cent millions de combinaisons possibles.

Nous pourrions retrouver ce chiffre par une méthode analogue à celle qui a servi à définir le nombre de combinaisons discernables. Il s'agit de calculer le nombre  $\Delta$  de façons possibles de choisir un ensemble complet de combinaisons discernables. La méthode de calcul est indiquée dans la théorie mathématique, mais le calcul réel est inextricable. Il doit pouvoir donner des résultats de cet ordre.

Une borne inférieure de  $\Delta$  est donnée par :

$$\Delta = \left[ \left( \frac{T}{\lambda\alpha} \right)! \right]^{\delta-1}$$

ou mieux encore :

$$\Delta = \left[ \frac{\left( \frac{D}{\lambda\alpha} \right)!}{\left( \frac{D(1-\tau)}{\lambda\alpha} \right)!} \right]^{\delta-1} \quad \text{où } T = Dx\tau$$

si  $\tau \ll 1$  l'on peut écrire :

$$\Delta \cong \frac{D^T}{\alpha^{\delta-1}}$$

Cela doit donner une idée de l'échelle prodigieuse de l'activité cérébrale. Bien sûr ces nombres énormes de combinaisons possibles ne sont que des virtualités. Les nombres réels de combinaisons existant effectivement sont, elles, à l'échelle humaine, de l'ordre de quelques centaines de mille ou millions, chaque combinaison représentant déjà une énorme quantité d'informations. Remarquons encore que si on parle de un milliard de digits, cela fait pour la vie d'un homme de quatre-vingt-dix ans une moyenne de un digit toutes les trois secondes. Ce qui veut dire que la mémoire retient toutes les trois secondes en moyenne la réponse à une question simple par oui ou non. Ce qui fait toutes les minutes, selon l'hypothèse que nous avons faite plus haut, une information de 20 digits, ce qui constitue déjà dans le choix d'une combinaison sur un million environ.

On voit que la mémoire, bien que déjà prodigieuse, est loin d'être parfaite.

8. Schéma général

Nous sommes maintenant en mesure d'élaborer un diagramme fonctionnel permettant de représenter un modèle de l'ensemble des propriétés du système nerveux central, ou du moins de ce que nous avons appelé combinaisons complètes (fig. 13).

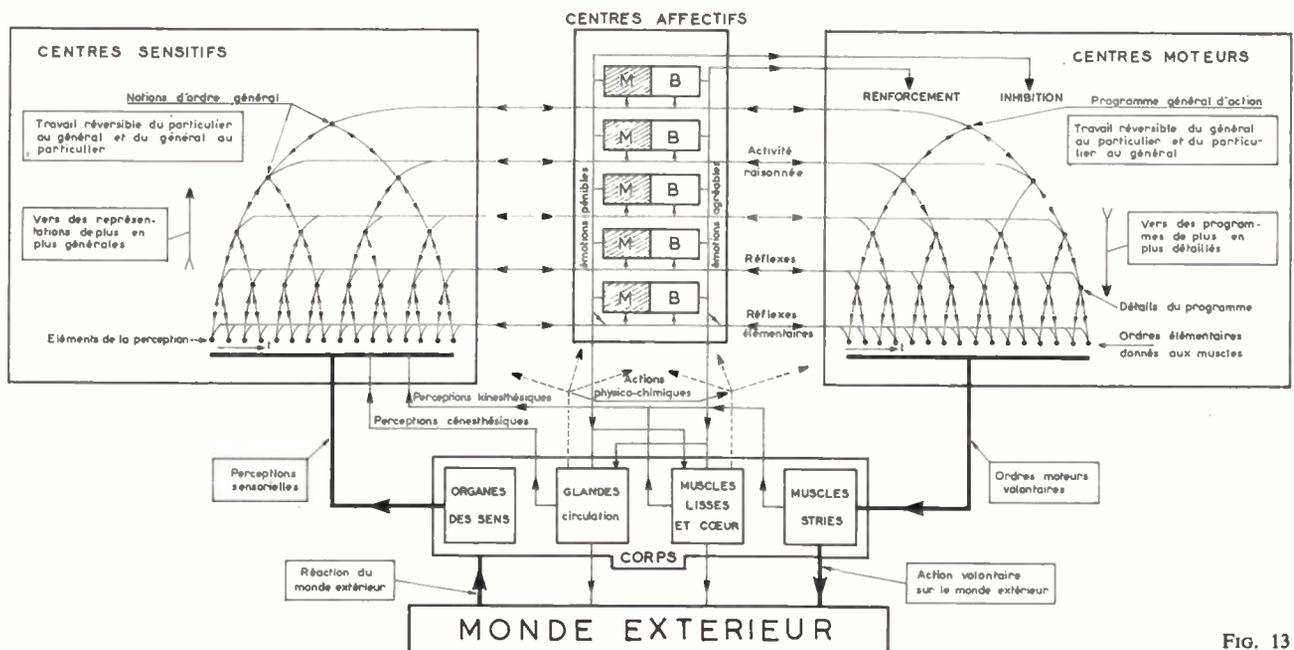


Fig. 13

### 8.1. CENTRES SENSITIFS

En haut à gauche de la planche se trouvent les centres sensitifs où nous représentons sur la ligne du bas les perceptions les plus élémentaires qui s'associent en représentations de plus en plus générales représentées sur les lignes supérieures.

Par exemple, la ligne du bas correspond à la perception des lettres, celle du dessus à l'assemblage des lettres en mots, puis des mots en phrase, etc.

Ce travail qui correspond à l'association de réseaux élémentaires formant un réseau général ou au tronçonnement d'un réseau général en réseaux élémentaires est réversible.

Nous n'avons représenté que cinq niveaux, en réalité il y en a des centaines sinon des milliers. Chaque niveau élabore des images de portée de plus en plus générale et de plus en plus abstraite au fur et à mesure que l'on s'élève en niveau.

L'on peut dire que dans l'ensemble les centres sensitifs fournissent un travail de synthèse qui va du particulier au général, mais ce travail peut être réversible.

C'est-à-dire que si l'on constitue ordinairement un texte à partir des mots, l'on peut aussi retrouver un mot douteux ou manquant à partir du contexte.

### 8.2. CENTRES MOTEURS

De la même façon, les centres moteurs élaborent des ordres de détails à partir d'un programme plus général. Il s'agit là d'un travail d'analyse, basé sur le même principe que celui des centres sensitifs. Comme pour les centres sensitifs le travail est réversible mais il va le plus souvent du général au particulier.

### 8.3. LIAISONS ENTRE CENTRES SENSITIFS ET CENTRES MOTEURS

Nous admettrons que les liaisons se font à des niveaux équivalents, autrement dit que des perceptions d'ordre général sont associées à des programmes d'action d'ordre général et qu'à des perceptions élémentaires sont associées des réactions élémentaires.

Il s'agit là d'une division du travail bien connue comparable à une hiérarchie administrative.

L'idée déjà abstraite d'un lieu que nous connaissons est par exemple associée à l'intention de nous y rendre.

Une représentation plus particulière sera celle du début du chemin à prendre, qui donnera un ordre de marche. Les mouvements de la marche commenceront, et à chaque pas les muscles devront répondre à des perceptions élémentaires correspondant au toucher ou aux organes de l'équilibration.

L'on voit par exemple que la coordination de mouvements élémentaires peut être assurée aux niveaux inférieurs par des centres spécialisés tels que la moelle épinière ou le cervelet.

Donc les associations entre centres sensitifs et moteurs sont représentées par des liaisons horizontales.

### 8.4. CENTRES AFFECTIFS

Entre les sens sensitifs et moteurs nous avons représenté les centres affectifs qui sont en réalité placés en dérivation sur chaque circuit.

A chaque image issue des centres sensitifs correspond un contenu affectif que nous assimilerons sommairement à :

*Mal*, lettre M aboutissant à l'inhibition de l'action des centres moteurs.

*Bien*, lettre B aboutissant au renforcement des centres moteurs.

Ce principe rappelle celui du Perceptron.

Cette action peut se produire de trois façons différentes :

8.4.1. Par des circuits nerveux spéciaux, dont l'existence réelle me paraît douteuse (en haut à droite de la planche).

8.4.2. Par une même action sur les glandes, la circulation, les muscles lisses et le cœur, ce qui peut entraîner des modifications physicochimiques du cerveau, lesquelles aboutissent à deux possibilités :

*Stabilisation*, c'est-à-dire renforcement des réseaux en activité, c'est le cas des émotions agréables (signes en pointillé).

*Instabilité*, c'est-à-dire inhibition des réseaux en activité, c'est le cas des émotions pénibles.

8.4.3. Inhibition ou activation due à l'apprentissage, c'est-à-dire que les réseaux qui avaient précédemment inhibé ou activé par suite d'émotions corporelles, resteront atrophiés ou surdéveloppés, et seront donc favorisés selon un processus purement intérieur au cerveau, sans qu'il soit pour cela nécessaire de supposer l'existence des circuits spécialisés mentionnés au § 1. On admettrait alors que les émotions purement cérébrales dériveraient toujours d'émotions corporelles ressenties auparavant.

### 8.5. BOUCLES DE RÉACTIONS

Pour compléter le schéma nous allons représenter les circuits qui à l'extérieur du cerveau referment le circuit. Nous nous contentons ici pour traiter la question de rappeler des notions élémentaires.

8.5.1. Perceptions cénesthésiques qui sont celles provenant des glandes, elles-mêmes conditionnées par les émotions d'où première boucle : centres sensitifs — centres affectifs — glandes.

8.5.2. Perceptions kinesthésiques provenant des muscles lisses et du cœur, eux-mêmes conditionnés par les émotions, d'où boucle de réaction analogue à la précédente.

8.5.3. Perceptions kinesthésiques provenant des muscles striés de l'activité volontaire, d'où boucle : centres sensitifs — centres moteurs — muscles.

8.5.4. Perceptions provenant du monde extérieur sur lequel nous pouvons agir, d'où boucle : centres sensitifs — centres moteurs — action sur le monde extérieur — réaction du monde extérieur.

C'est là la boucle principale sur laquelle les centres affectifs constituent une dérivation chargée de contrô-

ler l'activité de l'ensemble en vue d'un but, et selon un critère que nous avons ici simplifié arbitrairement; sans ces centres affectifs, le cerveau réagirait par associations d'idées, d'une façon purement mécanique.

#### 8.5.5. Centres sensitifs — centres moteurs.

Nous avons vu que le fonctionnement des centres affectifs et moteurs est réversible. Il y a aussi une association bi-univoque entre centres moteurs et centres sensitifs. Ainsi une représentation peut déclencher une réaction, mais la préfiguration d'une action peut aussi évoquer les sensations qui en ont résulté.

#### 8.5.6. Centres moteurs — centres sensitifs — centres affectifs — centres moteurs.

C'est le complément du quatrième point.

Si la réaction du monde extérieur à un acte déterminé a entraîné une perception douloureuse, l'organisme conservera la mémoire de la punition et la boucle se refermera directement entre les centres moteurs et les centres sensitifs. C'est là le rôle de l'éducation, qui revient à inhiber un acte interdit avant qu'il n'ait reçu un commencement d'exécution.

Par la suite sous l'action de cette inhibition les réseaux caractéristiques de l'acte interdit ne se développeront plus, et la réaction se produira plus difficilement. L'on peut dire alors que la boucle de réaction se referme directement à travers les centres moteurs et sensitifs, ce qui signifie que lorsqu'une bonne éducation est acquise, on perd le souvenir des punitions qui ont servi à l'inculquer.

### 8.6. CENTRES MOTEURS

Nous allons revenir sur les centres moteurs et étudier les phénomènes qui correspondent à l'inhibition ou à l'acceptation d'un programme d'actions.

A chaque point de ce diagramme les centres nerveux sont soumis à quatre sources de signaux afférents correspondant toujours à des réseaux :

- 1) Afférence des centres supérieurs définissant un programme d'action.
- 2) Afférence des centres sensitifs correspondant à l'ordre d'exécution.
- 3) Afférence des centres moteurs situés au même étage et définissant la coordination des mouvements.
- 4) Corrélation temporelle avec les réseaux excités précédemment dans le même centre.

(Nous verrons plus loin l'importance capitale de ce quatrième point lors du réveil après le sommeil normal, ou après un traumatisme.)

En principe aucune réaction ne saurait se produire si les quatre sources d'excitation du réseau ne sont pas en action. Toutefois, aux niveaux suffisamment profonds de l'activité motrice, un réseau définissant une intention se trouvera défini par la corrélation temporelle avec le réseau qui l'a précédé. Le réseau sera alors partiellement excité, mais ne pourra effectivement entrer en action que s'il est en accord avec la source 1 et quand les ordres d'exécution et de compatibilité 2 et 3 seront satisfaits.

Par exemple, après avoir monté l'escalier, l'idée

normale est d'entrer dans son appartement. C'est là une corrélation temporelle, encore faut-il avoir ouvert la porte (§ 2) et avoir constaté que la porte est ouverte (§ 3).

Un réseau défini par les conditions 1 et 4 reste en instance, et si les conditions 2 et 3 ne sont pas réalisées les excitations nerveuses peuvent se tromper de chemin, provoquant des réactions dites d'impatience.

Bien entendu, ces conditions de compatibilité ne sont pas absolues, elles donnent simplement priorité aux réseaux les mieux excités, c'est-à-dire recevant l'excitation de 4 sources différentes.

On conçoit très bien que des mobiles plus puissants peuvent agir et qu'un individu pris de panique, ou devenu fou furieux, se rue sur une porte sans se donner la peine d'attendre qu'elle soit ouverte.

### 8.7. MÉMOIRE CORPORELLE

Dans le deuxième cas, les afférences provenant des centres sensitifs doivent être classées par ordre de stabilité plus ou moins grande. C'est-à-dire :

8.7.1. *Perceptions corporelles.* — Correspondant à toutes nos sensations internes. Les perceptions sont en principe indépendantes du milieu extérieur, donc stables, et ne font qu'évoluer lentement et progressivement au cours de l'évolution et de la maturation de l'individu. Ces perceptions fournissent à tout ensemble de réactions motrices des éléments initiaux constants qui en assurent la continuité et la cohérence. Un bon équilibre glandulaire est donc à l'origine d'un bon équilibre psychique. Des troubles glandulaires comme ceux de la puberté et de la ménopause peuvent entraîner des troubles psychiques.

8.7.2. *Perceptions du monde extérieur.* — Correspondant au cadre et à l'entourage normal de la vie de l'individu. Là encore nous savons qu'une vie régulière est source d'équilibre nerveux. Certaines pratiques, comme celles de GURDJIEFF, visant à briser la régularité de la vie des gens, aboutissent quelquefois à une dissociation de la personnalité pouvant aboutir au suicide.

### 8.8. CAS DES RÉSEAUX D'ORDRE GÉNÉRAL

On pense qu'il entre dans les fonctions de certaines parties de l'écorce cérébrale et peut-être de certains organes plus spécialisés, d'assurer la coordination des images simples pour former des images complètes.

Nous avons vu que c'est cette association, formant une image complète, qui caractérise la conscience par opposition avec les réflexes et perceptions simples. C'est le réseau complet qui établit les associations nécessaires entre les perceptions présentes et divers souvenirs, de façon à assurer une action consciente et réfléchie. Ces associations se font avec des souvenirs, eux-mêmes évoqués par association d'idées, en fonction des situations antérieures, ceci suivant un mécanisme dont nous avons donné les grandes lignes mais qu'il ne nous est pas possible de détailler. La conscience du monde présent correspond à l'établissement d'une association entre des éléments contemporains. C'est ce qu'exprime BERGSON en disant que « la

conscience ne peut que constater des simultanités ». Cela dérive du premier principe dit « principe d'association » exposé au chapitre 3.

Les réseaux d'ordre général caractérisant la conscience du monde présent offrent une différence fondamentale avec ceux qui caractérisent des images simples. En effet, ils peuvent s'établir du premier coup sans répétition, ce qui nous permet de nous souvenir d'un événement unique.

Au contraire, les réseaux caractéristiques des images simples ne sont établis qu'après beaucoup de répétitions qui correspondent à l'éducation ou à l'entraînement. La raison en est que les réseaux d'ordre général sont plus simples et moins nombreux car ils ne correspondent qu'à un assemblage d'éléments préexistants.

### 8.9. RÉVEIL ET RETOUR DE LA MÉMOIRE

Plaçons-nous dans le cas suivant, fréquent après un traumatisme accidentel ou volontaire. Par suite dudit traumatisme, le cerveau est paralysé, c'est-à-dire que toute source d'excitation et de rémanence y est supprimée. Autrement dit, la mémoire primaire est abolie.

Nous supposons que dans l'ensemble, sauf lésion locale pouvant être cause du traumatisme, le cerveau reste intact. Il est alors rendu à des conditions normales de fonctionnement. Que se passe-t-il ? Si le retour aux conditions normales est progressif, les premiers réseaux excités seront les plus anciens. Ils sont alors en discordance totale avec les perceptions du corps et du monde extérieur classées dans la rubrique 2. Ils ne peuvent avoir aucune influence sur les centres moteurs placés en aval, ni recevoir aucune influence directe des centres sensitifs.

Seul, reste valable le quatrième point. Chaque réseau entraînera par corrélation temporelle l'apparition du réseau qui lui avait succédé à l'époque. Ce travail se fait dans les couches profondes qui, comme nous le savons, évoluent normalement lentement, chaque réseau ne pouvant être excité que quand il est compatible avec les conditions définies par les points 1 - 2 - 3. Dans le cas présent, ces points n'intervenant pas, les réseaux s'entraînent directement l'un l'autre à une cadence beaucoup plus rapide que dans le déroulement normal. La mémoire remonte donc du passé vers le présent. Dans le cas idéal ce phénomène est tellement rapide que les circuits moteurs plus superficiels n'ont pas le temps de réagir ; *le phénomène est donc inconscient.*

Mais il y a de nombreux cas où l'association logique entre un réseau et le suivant ne se fait pas. Cela correspond à une discontinuité dans la vie de l'individu. Un réseau profond restera donc en suspens et déclenchera des réseaux plus superficiels, et ainsi de suite jusqu'à ce que le phénomène se ralentisse jusqu'à la cadence normale de la vie consciente : *il se produit alors un rêve.* Sitôt la continuité retrouvée, le phénomène accéléré repart et redevient inconscient, pour se ralentir un peu plus loin et provoquer un nouvel épisode du rêve. De là le caractère décousu du rêve bien connu de tous ceux qui l'ont étudié. Seules sont marquées les articulations de l'action.

Un rêve n'est raccourci que parce qu'il y a des coupures entre les différents épisodes qui se déroulent eux-mêmes à une vitesse normale. Au réveil on reconstitue une histoire qui semble beaucoup plus longue que l'histoire réelle.

Un point capital est à retenir : *le rêve semble donc être provoqué par une discontinuité des couches profondes de l'activité motrice.*

Exemple :

Un jeune homme attend sa bien aimée, il se prépare en lui-même tout un programme d'actions faciles à imaginer. Déception, elle ne vient pas ; tout le programme de la journée est bouleversé, d'où discontinuité. La nuit, au moment du réveil, l'enchaînement entre le programme prévu et le programme réel se fera mal. Alors, le garçon rêvera que sa belle est venue, puis elle repartira, ou il s'était trompé, ce n'était pas elle, etc... Le rêve aura servi à établir un pont comblant la discontinuité, ce qui permettra au processus du réveil de se continuer.

Un autre cas est celui où la discontinuité est telle qu'aucun rêve ne peut permettre de la franchir. Dans ce cas, consécutif à un traumatisme, le sujet ne peut se souvenir des événements postérieurs à une date déterminée. C'est un cas, peut-être rare, mais bien connu du public. Il peut même arriver que le sujet ayant acquis une nouvelle personnalité reprenne sa personnalité ancienne. Il s'agit là de deux ensembles indépendants de réseaux pouvant parfaitement coexister dans le cerveau d'un homme. Là encore l'analyse combinatoire montrera que plusieurs ensembles de réseaux peuvent coexister sans interférer suffisamment pour qu'il puisse y avoir des associations de l'un à l'autre.

Il s'agit de deux régimes de fonctionnements distincts de l'un à l'autre. A la suite d'une interruption du fonctionnement, traumatisme, électrochoc... le cerveau peut passer de l'un à l'autre. Il peut retrouver la totalité de ses souvenirs s'il arrive à créer suffisamment d'associations d'idées entre ses deux ensembles, ce qui revient à dire s'il arrive à utiliser des réseaux communs aux deux ensembles de réseaux, ce qui lui permettrait de passer de l'un à l'autre sans discontinuité.

A chaque traumatisme, l'on peut espérer que le sujet repartira avec les ensembles de souvenirs les plus complets, c'est-à-dire ceux qui représentent le mieux leur véritable personnalité. C'est là l'origine des électrochocs ou autres procédés tels que l'insulinothérapie, utilisés dans des cas généralement moins graves que la double personnalité.

Nous avons défini le schéma général du cerveau en liaison avec le corps et le monde extérieur. Nous pouvons maintenant nous résumer en disant qu'entre l'entrée et la sortie du cerveau, les signaux empruntent des chemins de plus en plus longs correspondant à des niveaux d'abstraction de plus en plus élevés. Nous pouvons dire aussi : à des niveaux de conscience de plus en plus profonds, tout dépend de la métaphore adoptée.

Les niveaux inférieurs, ou activité psychologique superficielle, correspondent aux réflexes, le temps mort

varie du dixième de seconde à la seconde, mais il ne s'agit pas encore là de réseaux complets donc de faits conscients.

Les niveaux supérieurs, correspondant à un travail plus profond, demandent des temps morts de l'ordre d'une à quelques secondes. Il s'agit alors de faits conscients, parce qu'ils embrassent la totalité de l'activité sensorielle et motrice du sujet, mais ce n'est encore qu'une conscience superficielle sans résonance profonde.

Enfin le « retentissement » profond peut prendre de quelques secondes à plusieurs années, voire la vie entière. Cela dépend des circonstances et des aptitudes de l'individu à réagir profondément à telle ou telle image. C'est cela qui définit les résonances profondes, conscientes ou inconscientes.

On peut en principe définir trois niveaux :

- a) les réflexes ;
- b) la conscience rapide ;
- c) la conscience profonde.

Un même événement donnera lieu à des retentissements successifs s'échelonnant dans le temps.

Le cerveau envisagé comme un objet supposé pris à un instant donné est le siège de réactions provenant elles-mêmes de signaux toujours passés et dont l'ancienneté varie du dixième de seconde à la durée d'une vie entière. L'instantané psychologique n'existe pas. La conscience, comme le dit BERGSON, constitue une progression dynamique dont aucun instantané ne peut être arbitrairement isolé.

## 9. Conclusion

Après des explications de plus en plus approchées, nous arrivons à des considérations de plus en plus philosophiques qui sortent du cadre des sujets traités dans cette revue.

Naturellement des progrès énormes sont encore à faire dans cette voie, mais l'explication complète et concrète des phénomènes nerveux se heurte à une difficulté insurmontable : le nombre de combinaisons possibles est « hyperastronomique » ; tout essai d'explication de la conscience individuelle devrait traiter individuellement ces combinaisons, aucun moyen humain aussi perfectionné soit-il ne saurait venir à bout de ce travail.

Nous ne pourrions jamais qu'établir des règles générales.

## BIBLIOGRAPHIE

- HAWKINS J.K. — Self-organizing systems. A review and commentary. *P.I.R.E.*, janvier 1961.
- TAYLOR W.K. — « Electrical simulation of some nervous system functional activities », « Information Theory ». C. CHERRY Ed. Butterworth Scientific Publ., London Eng. 1956.
- TAYLOR W.K. — Pattern Recognition by means of automatic analogic equipment. *Proc. EE* vol. 106 it B, mars 1956.
- ROSENBLATT F. — « The Perception. A theory of statistical separability in cognitive systems ». Cornell aeronautical lab. Buffalo NY Rept N° VG 1196 G1, janvier 1958.
- ROSENBLATT F. — « Two Theorems of statistical separability in the perception ». Cornell aeronautical lab. Buffalo NY Rept N° VG 1196 G2, septembre 1958.
- Dr BARBIZET J. — Essais sur la mémoire humaine.
- LÉVY J.C. — Théorie des combinaisons discernables. Note Technique d'Information CME 164 du C.N.E.T.
- LÉVY J.C. — Mécanismes psychologiques interprétés par la cybernétique des réseaux nerveux. *Bulletin de la Société de Médecine de Paris*, n° 8, octobre 1960.

# DÉTECTION D'UN SIGNAL VÉHICULÉ PAR UNE PORTEUSE INCOHÉRENTE

PAR

C. DUCOT

*Laboratoires d'Electronique  
et de Physique Appliquée*

Soit une « porteuse incohérente » constituée par une certaine puissance électromagnétique occupant une bande de fréquences  $\left(\frac{\omega}{2\pi}, \frac{\omega'}{2\pi}\right)$ . Cette bande peut être située notamment dans la gamme des fréquences optiques ou infrarouges. On supposera que ladite puissance correspond à un signal instantané aléatoire présentant les caractéristiques d'un bruit blanc limité à la bande  $\left(\frac{\omega}{2\pi}, \frac{\omega'}{2\pi}\right)$ ; autrement dit, à l'intérieur de cette bande, la puissance est uniformément répartie sur le spectre des fréquences.

On se propose d'étudier de façon élémentaire dans quelle mesure cette porteuse incohérente peut être utilisée pour véhiculer un signal utile; plus précisément, dans quelle mesure, une fois modulée en amplitude par un tel signal, elle peut le restituer, par détection, avec un rapport signal/bruit convenable, malgré la présence de nombreuses composantes aléatoires. En effet, la détection d'un tel signal composite va certainement donner naissance non seulement au signal désiré, mais à un certain bruit dû à l'interférence des composantes aléatoires de la porteuse, et cela quel que soit le bruit de réception proprement dit, présent à l'entrée du récepteur et indépendant du signal incident. C'est l'effet du premier de ces deux bruits, ou *bruit d'incohérence*, qui va être examiné dans la suite.

Pour répondre à la question, il y a intérêt à faire usage du modèle approximatif classique dans les études sur le bruit (cf. par exemple M. SCHWARTZ, *Information Transmission, Modulation, and Noise*, McGraw-Hill, New York 1959, pp. 294-295): une puissance de bruit  $B$  répartie uniformément dans une bande de pulsations  $\Delta\omega = \omega' - \omega$  peut être représentée par la somme d'un grand nombre  $n$  de composantes discrètes équidistantes en fréquence, de même puissance individuelle et de phases aléatoires.

Dans ce qui suit, on admettra que l'impédance des circuits est partout normalisée à  $1 \Omega$ , en sorte que les puissances développées sont toujours égales aux carrés des courants ou des tensions efficaces. Dès lors le spectre du bruit de puissance  $B$  peut s'écrire :

$$\sqrt{\frac{2B}{n}} \sum_{i=1}^n \sin(\omega_i t + \phi_i)$$

avec :

$$\omega_i = \omega + \left(i - \frac{1}{2}\right) \frac{\Delta\omega}{n}$$

La modulation en amplitude de cette porteuse incohérente par un signal  $s = a \cos pt$  (avec  $a < 1$ ) donne un signal modulé :

$$\sqrt{\frac{2B}{n}} (1 + a \cos pt) \sum_{i=1}^n \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (1)$$

En fait, notamment en optique, la modulation se fera souvent par absorption variable; il est alors possible que le facteur  $(1 + a \cos pt)$  module la puissance, et par suite que le facteur  $\sqrt{1 + a \cos pt}$  module l'amplitude. Comme le propos actuel est d'étudier non les distorsions, mais les bruits, cette question sera laissée pendante, on admettra l'expression (1) et on négligera les termes de distorsion après détection, ce qui revient à supposer  $a \ll 1$ .

Intuitivement, on se rend compte que ce spectre comporte toutes les composantes du bruit (de phases aléatoires), chacune flanquée de ses deux composantes latérales de modulation (dont les phases sont en corrélation, au décalage systématique près dû à la modulation, avec celle de la composante qu'elles modulent). A la détection, il va se produire des battements :

ceux des composantes de modulation avec les composantes qu'elles modulent vont s'additionner finalement en corrélation, c'est-à-dire en amplitude ; ceux des composantes de bruit entre elles ou avec les composantes de modulation autres que les leurs propres ne s'additionneront qu'en puissance. On peut donc présumer qu'après détection le signal pourra émerger malgré le grand nombre des composantes de bruit, et cela d'autant mieux qu'une plus grande partie de la bande BF de bruit  $(0, \frac{\Delta\omega}{2\pi})$  se trouvera hors de la bande utile du signal.

Ce qui se produit peut être évalué quantitativement de façon simple :

Les détecteurs de rayonnement lumineux ou infrarouge les plus utilisables en télécommunications opèrent par libération d'une certaine quantité d'électricité (une paire électron-trou par exemple) pour une certaine quantité d'énergie incidente (un photon) ; ce sont donc des détecteurs quadratiques, et la réponse d'un tel détecteur à la porteuse modulée (1) sera un courant de la forme :

$$I = A \frac{2B}{n} \left[ (1 + a \cos pt) \sum_{i=1}^n \sin(\omega_i t + \phi_i) \right]^2$$

$$= \frac{2AB}{n} (1 + a \cos pt)^2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sin(\omega_i t + \phi_i) \sin(\omega_j t + \phi_j)$$

$$= \frac{AB}{n} (1 + a \cos pt)^2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \{ \cos[(\omega_j - \omega_i)t + \phi_j - \phi_i] - \cos[(\omega_j + \omega_i)t + \phi_j + \phi_i] \}$$

On suppose naturellement que  $\omega$  et  $\omega'$  sont grands par rapport à  $\Delta\omega$ .

Négligeant les termes de fréquences élevées qui seront certainement éliminés par filtrage après détection, on peut écrire :

$$I \# \frac{AB}{n} (1 + a \cos pt)^2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n [\cos(\omega_i - \omega_j)t + \phi_j - \phi_i]$$

Comme :

$$\omega_j - \omega_i = (j - i) \frac{\Delta\omega}{n}$$

on a en développant :

$$I \# \frac{AB}{n} (1 + a \cos pt)^2 \times$$

$$\left\{ \begin{aligned} &1 + \cos\left(\frac{\Delta\omega}{n}t + \phi_2 - \phi_1\right) \\ &\quad + \dots + \cos\left(\frac{n-1}{n}\Delta\omega t + \phi_n - \phi_1\right) \\ &+ \cos\left(\frac{\Delta\omega}{n}t + \phi_2 - \phi_1\right) + 1 \\ &\quad + \dots + \cos\left(\frac{n-2}{n}\Delta\omega t + \phi_n - \phi_2\right) \\ &+ \dots \\ &+ \dots \\ &+ \cos\left(\frac{n-1}{n}\Delta\omega t + \phi_n - \phi_1\right) \\ &\quad + \cos\left(\frac{n-2}{n}\Delta\omega t + \phi_n - \phi_2\right) + \dots + 1 \end{aligned} \right\}$$

Le facteur entre accolades comprend :

- $n$  termes diagonaux égaux à 1 ;
- $2(n - 1)$  termes de pulsation  $\frac{\Delta\omega}{n}$  et de phases incohérentes dans chaque groupe de  $n - 1$  termes, mais égales 2 à 2 entre les 2 groupes ;
- .....
- $2$  termes de pulsation  $\frac{n-1}{n} \Delta\omega$  et de même phase.

Statistiquement, et parce que  $n$  est grand, on peut admettre que les termes de phases incohérentes s'ajoutent quadratiquement. Les termes de phases égales s'ajoutent linéairement. On écrira donc, en appelant  $\psi_1, \dots, \psi_{n-1}$  des déphasages résultants :

$$I \# \frac{AB}{n} (1 + a \cos pt)^2 \left[ n + 2\sqrt{n-1} \cos\left(\frac{\Delta\omega}{n}t + \psi_1\right) + \dots + 2\sqrt{2} \cos\left(\frac{n-2}{n}\Delta\omega t + \psi_{n-2}\right) + 2 \cos\left(\frac{n-1}{n}\Delta\omega t + \psi_{n-1}\right) \right]$$

ou, en supposant la fréquence nulle elle aussi éliminée par filtrage, et en négligeant la distorsion :

$$I \# 2ABa \cos pt + \frac{2AB}{n} (1 + a \cos pt)^2 \left[ \sqrt{n-1} \cos\left(\frac{\Delta\omega}{n}t + \psi_1\right) + \dots + \sqrt{2} \cos\left(\frac{n-2}{n}\Delta\omega t + \psi_{n-2}\right) + \cos\left(\frac{n-1}{n}\Delta\omega t + \psi_{n-1}\right) \right]$$

Le premier terme de  $I$  n'est autre, à un facteur constant près, que le signal désiré, de courant efficace :

$$ABa\sqrt{2} \quad (2)$$

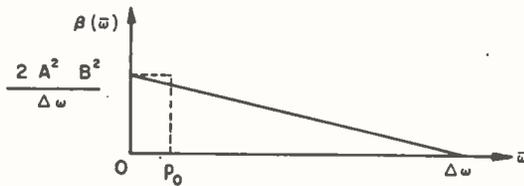
Le second consiste en un spectre de bruit « triangulaire » en puissance, lui-même modulé en amplitude par  $(1 + a \cos pt)^2$ . La puissance totale de ce bruit est, puisque  $a \ll 1$ , sensiblement égale à :

$$\mathcal{B} = \frac{2A^2B^2}{n^2} (1+2+\dots+n-1) \# A^2B^2$$

Il s'étend, dans la gamme des basses pulsations  $\omega$ , de  $\omega = 0$  à  $\omega = \Delta\omega$ , la densité spectrale de bruit décroissant linéairement de  $\omega = 0$  à  $\omega = \Delta\omega$  où elle s'annule. La limite  $\omega = \Delta\omega$  correspond aux battements entre composantes extrêmes du spectre de porteuse incohérente.

La répartition spectrale de puissance de ce bruit est :

$$\beta(\omega)d\omega = \frac{2A^2B^2}{\Delta\omega} \left(1 - \frac{\omega}{\Delta\omega}\right) d\omega$$



Si le signal détecté est filtré entre les fréquences 0 et  $\frac{p_0}{2\pi}$  (avec  $p_0 \ll \Delta\omega$ ), la partie conservée du spectre de bruit (voir la figure ci-dessus) correspond à un trapèze que l'on peut confondre avec un rectangle, et la puissance de bruit d'incohérence vaut :

$$2A^2B^2 \frac{p_0}{\Delta\omega}$$

Le courant efficace de bruit d'incohérence vaut donc :

$$AB\sqrt{2} \sqrt{\frac{p_0}{\Delta\omega}} \quad (3)$$

Le rapport signal/bruit s'obtient en divisant (2) par (3) ; il vaut :

$$a \sqrt{\frac{\Delta\omega}{p_0}} \text{ en courant,}$$

ou :

$$a^2 \frac{\Delta\omega}{p_0} \text{ en puissance.}$$

L'ordre de grandeur de ce rapport est peu modifié lorsque  $a$  s'élève vers 1 ; cependant, si par exemple le signal modulateur, plus compliqué qu'une fonction sinusoïdale, présente pendant un laps de temps appréciable une valeur égale à  $+1$  ou à  $-1$ , le facteur modulant en amplitude le bruit triangulaire aura pendant ce temps une valeur égale à 4 ou à 0. Le bruit d'incohérence est de type *multiplicatif*, et pour les grandes profondeurs de modulation cette considération l'emporte sur celle de la valeur numérique brutale du rapport signal/bruit.

### Conclusions

1° Ainsi : si l'on ne considère que le bruit d'incohérence, le rapport signal/bruit en puissance après détection d'un signal de bande  $\frac{p_0}{2\pi}$ , véhiculé par une porteuse incohérente de densité spectrale uniforme s'étendant sur une bande  $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$  et modulée en amplitude par ce signal avec un taux  $a \ll 1$ , est sensiblement égal à  $a^2 \frac{\Delta\omega}{p_0}$ .

Ce rapport, notamment, est indépendant du niveau de puissance moyenne de la porteuse, du moins en détection quadratique. Il en serait évidemment de même en détection bi-linéaire ; il peut par contre apparaître une dépendance à l'égard du niveau si les variations de celui-ci modifient le régime de détection. Naturellement, le rapport signal/bruit de réception proprement dit dépendra, lui, de la puissance porteuse moyenne reçue.

Pour un taux de modulation plus élevé et s'approchant de 1, il faut de plus en plus tenir compte du caractère *multiplicatif* du bruit d'incohérence ; l'effet de celui-ci est de moins en moins comparable à celui d'un bruit de réception additif normal ; le type de perturbation se rapprocherait plutôt du bruit apparaissant sur une voie téléphonique munie d'un compresseur-extenseur.

2° Comme on pouvait s'y attendre, on voit que le bruit d'incohérence dans les cas usuels jusqu'à présent (lecteur de son à cellule photoélectrique par exemple) est tout à fait négligeable, et qu'il n'y avait pas lieu de s'en soucier.

Par contre, l'éventualité de l'emploi de rayonnements optiques et en particulier du rayonnement infrarouge dans les télécommunications conduit à se poser ce type de question, en vue de comparer les mérites des porteuses cohérentes (telles que peut en engendrer un laser) et des porteuses incohérentes (telles qu'en produit n'importe quel corps rayonnant).

L'emploi d'une porteuse incohérente modulée en amplitude par un signal commence à rencontrer des

difficultés dues au bruit d'incohérence lorsque le rapport  $\frac{\Delta\omega}{p_0}$  s'abaisse jusqu'à l'ordre de grandeur du rapport signal/bruit en puissance que l'on désire assurer. On peut se rappeler alors que le bruit d'incohérence a un caractère multiplicatif et n'amènera pas d'ambiguïté supplémentaire sur la détection des impulsions dans un système binaire par « tout ou rien », puisqu'aux instants d'absence de porteuse, il est, lui aussi, absent. Il peut donc y avoir place pour des sys-

tèmes de codage qui, tout en augmentant nécessairement la bande  $\frac{p_0}{2\pi}$  du signal à transmettre, permettent de tourner l'obstacle du bruit d'incohérence.

#### Remerciements

L'auteur remercie la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée d'avoir bien voulu autoriser la publication de cet article.

# LA NORMALISATION DANS LE DOMAINE DE L'INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE

## Le Comité d'Études n° 45 de la Commission Électrotechnique Internationale

PAR

R. CHOLESKY

*Fédération Nationale des Industries Electroniques*

### 1. Avant-propos

En vingt ans à peine, l'énergie nucléaire est passée du cercle restreint de quelques initiés au stade industriel. A ce stade il est apparu à la Commission Electrotechnique Internationale (C.E.I.) qu'il était nécessaire de s'intéresser à cette question. C'est pourquoi en 1957 une première étude a été faite pour définir les modalités d'action de la Commission dans ce domaine nouveau. Il fut alors décidé de partager le travail à entreprendre entre les organismes existants et un nouveau comité d'études à créer. On invita le Comité d'Etudes n° 1 (nomenclature) à constituer deux groupes nouveaux de vocabulaire l'un pour les Centrales de production d'énergie par voie nucléaire, l'autre pour la détection et la mesure par voie électrique des radiations d'énergie nucléaire. Le Comité d'Etudes n° 15 (matériaux isolants) vit étendre son domaine d'action à l'influence des rayonnements sur les matériaux isolants. Enfin on décida de créer un nouveau Comité d'Etudes sous le numéro 45. Le Secrétariat en fut confié au Docteur TRÖGER (Allemagne) et la Présidence à M. W.A. HAMILTON (Etats-Unis d'Amérique).

Titre et domaine d'activité initiaux étaient les suivants :

*Titre* : Appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les radiations ionisantes.

*Domaine* : Préparer des recommandations concernant le fonctionnement des appareils électriques de mesure et de leurs appareils associés pour la mesure des radiations ionisantes, ainsi que l'utilisation des appareils de mesure en général dans les champs de radiation intense.

A la première réunion du CE 45 à New-Delhi (Inde) en novembre 1960, tenue à l'occasion de la session générale de la CEI, neuf pays étaient représentés : Allemagne, Belgique, Chine, France, Inde,

Royaume-Uni, Suède, Tchécoslovaquie, Etats-Unis d'Amérique. Deux décisions importantes furent prises à cette occasion :

— Création de quatre groupes de travail correspondant chacun à un secteur d'activité bien défini.

— Fixation d'un calendrier de travail comportant en particulier une réunion plénière en octobre 1961.

M.W. HAMILTON ayant démissionné en avril 1961, la présidence du Comité fut confiée à M. AUZOUY, inspecteur général au Commissariat à l'Energie Atomique, président du groupe de travail n° 1.

Conformément à la décision prise à New Delhi, le Comité d'Etudes n° 45 fut réuni à Rouen en octobre 1961.

Etaient représentés : Allemagne, Etats-Unis, France, Italie, Pays-Bas, Royaume-Uni et Suède.

La création de trois nouveaux Groupes de travail y fut décidée.

La prochaine réunion plénière aura lieu à Venise en mai 1963.

Pour préparer cette réunion, les 7 groupes de travail ont tenu à Braunschweig, en décembre 1962, un certain nombre de séances qui ont permis non seulement d'avancer les tâches qui leur ont été confiées mais également d'établir l'amorce de liaisons intergroupes.

### 2. Organisation du travail et des liaisons

Les titres et domaines d'activité des groupes de travail sont donnés en Annexe. L'examen de ces domaines d'activité permet de distinguer trois types de groupes :

— Ceux qui s'occupent d'une catégorie bien déterminée de matériels (4.5.6.).

— Ceux qui étudient des caractéristiques générales (2.3.7.).

— Enfin le GT1 qui, participant aux deux catégories précédentes, est destiné à jouer un rôle d'animateur et à établir des liens entre ces divers groupes.

A quelque catégorie qu'ils appartiennent les groupes de travail sont appelés à entrer en rapport avec d'autres organismes soit à l'intérieur soit à l'extérieur de la CEI.

En effet, les frontières du domaine du CE 45 sont parfois assez malaisées à délimiter. C'est ainsi que le fait d'utiliser certains matériels ou certaines techniques, non spécifiquement nucléaires, en présence de radiations ionisantes peut poser des problèmes qui sont manifestement du ressort du CE 45 mais doivent être traités néanmoins en liaison étroite avec l'organisme qui a en charge ces matériels ou ces techniques.

Le CE 45 doit donc entretenir des rapports étroits non seulement avec les autres Comités de la CEI, par exemple avec ceux qui s'occupent de nomenclature des appareils de mesure, des composants ou des méthodes d'essai, mais également avec des organismes extérieurs tels que l'ISO, l'Agence Internationale de l'Energie Atomique, la Commission Internationale des unités radiologiques, etc.

Enfin du fait même des conceptions différentes de leurs domaines d'activité, des liaisons très étroites doivent exister entre les divers groupes de travail du CE 45.

### 3. Activité des groupes

*Groupe de travail n° 1 : Classification — Terminologie.*

Le GT 1 a tenu quatre réunions à :

Rouen	octobre	1961
Londres	mai	1962
Amsterdam	septembre	1962
Braunschweig	décembre	1962

Le Sous-groupe français a manifesté une très grande activité (22 réunions dont 14 en 1962).

Trois points principaux dans le travail du groupe :

Inventaire  
Terminologie  
Classification

#### 1. INVENTAIRE

Ce document énumère près de deux cents types d'appareils en français et en anglais.

Il a été diffusé aux Comités Nationaux en janvier 1962.

Le Canada, la France, les Pays-Bas, le Royaume-Uni et les Etats-Unis ont présenté des observations.

Ces remarques ont été examinées en détail avant la réunion de Braunschweig au cours de laquelle les grandes lignes de la deuxième édition de l'Inventaire ont été définies. Le texte définitif doit être adressé aux Comités Nationaux avant la réunion de Venise et pourra sans doute être bientôt soumis à la règle des

six mois qui prépare l'adoption d'un texte dans le cadre de la CEI.

Dans cet inventaire figurent un certain nombre d'appareils qui sont marqués d'un astérisque parce qu'ils sont à la frontière du domaine d'activité du CE 45. Une étude a déjà été entreprise pour savoir à quels organismes proposer de prendre en charge ces appareils. Cette étude doit se poursuivre en 1963.

#### 2. TERMINOLOGIE

Ce travail est naturellement effectué en liaison très étroite avec celui de l'Inventaire. Il consiste à donner pour chaque terme une définition correcte. Il nécessite naturellement des rapports constants avec le Comité d'Etudes n° 1 (nomenclature) qui est responsable de l'élaboration du vocabulaire électrotechnique international.

En plus des appareils de l'Inventaire il est apparu nécessaire de définir un certain nombre de termes abstraits concernant des phénomènes physiques. Ce travail est actuellement très sérieusement avancé.

Enfin le GT 1 aura probablement à examiner des termes et des définitions dont pourraient avoir besoin les autres groupes de travail pour l'avancement de leurs travaux.

#### 3. CLASSIFICATION

Une première étude a été faite en 1961, concernant les critères à appliquer pour la classification des détecteurs ainsi qu'un exemple d'application de ces principes aux chambres d'ionisation.

Ce document a subi quelques modifications à Rouen, en particulier en ce qui concerne les critères secondaires. Le travail a été poursuivi grâce à la collaboration des experts suédois, hollandais et français et a conduit à l'élaboration d'un document qui a été présenté à Braunschweig. Les principes généraux exposés dans ce document ont été approuvés.

Un exemple d'application aux détecteurs des principes généraux de classification a également été proposé à Braunschweig. Les observations sur ce projet seront adressées par les experts après étude. La même procédure a été adoptée pour un avant-projet de classification des équipements spécialisés pour la sécurité du personnel et pour la surveillance des sites.

Dans le domaine de la classification une liaison étroite a été établie entre le GT 1 à l'AIEA, qui poursuit un travail de classement pour le matériel d'électronique nucléaire.

*Groupe de travail n° 2 — règles de sécurité.*

Le GT 2 a tenu deux réunions à :

Rouen	en octobre	1961
Braunschweig	en décembre	1962

En raison de la définition même de son domaine d'activité, le GT 2 a décidé de travailler en liaison très étroite avec le groupe de travail sécurité du Sous Comité 13 C de la CEI qui s'occupe des appareils de mesure électronique. C'est pourquoi les premiers travaux ont consisté à adapter des documents existants au domaine nucléaire.

A Braunschweig il a été décidé d'inclure dans les activités du GT 2 l'examen des appareils utilisant des radiations ionisantes pour la mesure.

Bien que non prévue à l'origine, cette décision s'imposait à la suite de la création à Rouen du GT 6 (Appareils électriques de mesure utilisant des sources de rayonnement).

Un document sur la sécurité des appareils à l'égard des radiations ionisantes, a été discuté et doit être envoyé aux Comités Nationaux afin de pouvoir être examiné à Venise.

#### *Groupe de travail n° 3 — Interchangeabilité.*

Le GT 3 a tenu deux réunions à :

Rouen en octobre 1961  
Braunschweig en décembre 1962

Après discussion à Rouen deux projets de recommandations concernant les dimensions de deux types de sondes cylindriques de détection avaient été adressés aux Comités Nationaux. Ils ont fait l'objet d'observations de la part d'une dizaine de pays. A la lumière de ces observations il a été décidé à Braunschweig de soumettre à l'approbation des Comités nationaux la normalisation de trois diamètres (25, 35 et 50 mm) pour les sondes à tubes compteurs de Geiger Muller et d'un diamètre (65 mm) pour les sondes à scintillation ou à ionisation. Aucune recommandation n'est faite en ce qui concerne la longueur de ces sondes.

Toujours à Braunschweig il a été procédé à une première étude sur la normalisation des dimensions des coupelles porte-échantillons.

La France a présenté un document relatif à un projet de règles pour l'électronique nucléaire à transistors.

Par suite de sa diffusion tardive, les experts n'ont pu se livrer à un examen complet de ce document qui sera étudié en détail après réception des observations des divers pays.

La normalisation d'un standard mécanique, des connecteurs, culots, embouts, etc, a été évoquée mais nécessite que des contacts soient pris avec d'autres Comités d'Etudes de la CEI, ces matériels n'étant pas spécifiquement nucléaires.

Enfin le GT 3 se propose d'examiner un projet de normalisation des signaux pour ensembles automatiques tels qu'échelles, passeurs automatiques d'échantillons, etc, projet qui doit lui être soumis par le Comité Allemand.

#### *Groupe de travail n° 4 — Instrumentation des réacteurs.*

Le GT 4 a tenu deux réunions à :

Rouen en octobre 1961  
Braunschweig en décembre 1962

A Rouen avait été décidée la révision des projets britanniques et français. Ces projets concernaient :

— Pour le document anglais : l'instrumentation de réacteurs de la filière uranium naturel, graphite, CO<sub>2</sub>.

— Pour le document français : le matériel de contrôle des réacteurs. Critères d'homologation.

Une entrevue entre les experts britanniques et français a permis de préciser la tâche respective de chacun d'eux.

L'expert britannique a fait diffuser un document sur les objectifs généraux à atteindre et les conditions générales à imposer aux équipements.

De son côté l'expert français a fait diffuser un document concernant les spécifications générales à exiger des dispositifs électroniques de mesure utilisés dans l'instrumentation des réacteurs.

A Braunschweig le groupe a d'abord examiné et adopté un projet de modification tendant à élargir son domaine d'activité. Cette proposition sera discutée à Venise.

Il a ensuite étudié séparément les deux projets (britannique et français) qui doivent constituer les 1<sup>re</sup> et 2<sup>e</sup> parties de la recommandation dont le sommaire avait été adopté à Rouen. Cette étude sera poursuivie dans le cadre de deux sous groupes, chacun d'eux devant mettre au point l'un des documents, suivant un programme d'avancement des travaux très précis dont le but est de permettre de présenter à Venise le projet définitif de recommandation.

#### *Groupe de travail n° 5 — Appareils de prospection.*

Le Groupe créé à Rouen a tenu sa première réunion à Braunschweig en décembre 1962.

De son côté le sous groupe français s'est réuni cinq fois et a mis sur pied trois projets de recommandation concernant :

- la classification des appareils de prospection
- l'alimentation des appareils portatifs
- l'alimentation des appareils portés.

Ces projets ont été soumis à l'examen des Comités Nationaux dont les observations ont été discutées à Braunschweig.

Au cours de cette même réunion a été établi un plan de travail pour la poursuite de l'étude du problème des unités définissant les tâches dévolues à l'expert yougoslave et au sous groupe français.

Le problème des normes dimensionnelles des sondes de radiocarottage sera étudié en liaison avec le GT 3. Il en sera de même de la question de l'interchangeabilité électrique des appareils de prospection.

Enfin il a été décidé d'étudier des problèmes nouveaux :

- résistance des appareils aux conditions extérieures,
- éléments caractéristiques des mesures.

#### *Groupe de travail n° 6 — Appareils électriques de mesure utilisant des sources de rayonnement scellées.*

Le groupe créé à Rouen, a tenu sa première réunion à Braunschweig en décembre 1962.

Le sous groupe français avait rédigé un texte sur les critères à retenir pour la normalisation dans le domaine du GT 6.

A Braunschweig le GT 6 a établi une première liste des appareils à étudier ainsi que les spécifications les plus importantes concernant ces appareils. Il a estimé qu'il convenait de se limiter aux catégories suivantes :

- jauges d'épaisseur
- mesures de densité
- mesures de niveaux

la plupart des équipements spéciaux étant composés de ces ensembles élémentaires. Les délégués allemands, polonais et français ont proposé de soumettre des projets de recommandations.

Afin d'établir les conditions dans lesquelles certains paramètres pourront être mesurés, une liaison sera établie avec le groupe de travail n° 7.

#### *Groupe de travail n° 7. — Méthodes d'essais*

Le groupe créé à Rouen a tenu sa première réunion à Braunschweig en décembre 1962.

Le sous groupe français a tenu deux réunions au cours desquelles un projet a été proposé tendant à mieux définir le domaine d'activité du GT 7.

Ce projet, discuté à Braunschweig, va être diffusé aux Comités Nationaux.

A été également discutée une liste non limitative des appareils et des paramètres à prendre en considération.

Afin d'obtenir des résultats rapidement, un certain nombre de travaux ont été attribués aux divers membres, qui pourront utiliser un cadre étudié pour uniformiser la présentation de ces travaux.

Les projets retenus portent en particulier sur les conditions de référence pour les essais, le domaine d'utilisation des appareils, ainsi que sur un certain nombre de matériels pour lesquels des documents ont déjà été établis (alimentations, amplificateurs, détecteurs).

Il a été reconnu qu'une liaison très étroite devait exister entre le GT 7 et les autres groupes de travail du CE 45, ainsi qu'avec le Comité d'Etudes n° 50 de la CEI (Procédés pour les essais fondamentaux des composants et des équipements électroniques).

#### 4. Conclusion

Le fonctionnement d'un organisme à l'échelon international pose toujours des problèmes très sérieux, dont les questions de personnes ne sont pas les moindres. De ce point de vue il n'est pas exagéré de dire que le démarrage du CE 45 constitue une réussite.

En effet il n'était pas du tout évident que la création d'un Comité destiné à faire de la normalisation dans le domaine nucléaire soulèverait beaucoup d'enthousiasme. Il convenait pourtant de donner le plus tôt possible à cette technique jeune et dynamique un cadre, qui, sans la brider, lui permette de se développer harmonieusement. Pour cela, il fallait d'abord faire un inventaire de ce qui existait, puis établir une classification qui se prête à l'établissement de recommandations. Il fallait aller vite, travailler au rythme atomique, pour ne pas être dépassé par l'évolution très rapide du matériel.

De ce point de vue les résultats sont très satisfaisants. Le dynamisme du CE 45 peut être concrétisé par le nombre des participants aux réunions à l'échelle internationale. Ce nombre qui était de 29 personnes à Rouen en octobre 1961 est passé à 52 en décembre 1962 à Braunschweig, cette augmentation étant due en partie à la présence d'experts de trois nouveaux pays : Canada, Pologne, et Yougoslavie. Mais la quantité n'exclut pas la qualité : les pays ont manifesté l'intérêt qu'ils portent aux travaux du CE 45 en désignant des experts particulièrement qualifiés ; en effet on trouve parmi ces personnalités, des professeurs, des chefs de département de Centres Atomiques, des dirigeants de Centres de recherches publics ou privés et naturellement des représentants d'organismes de normalisation.

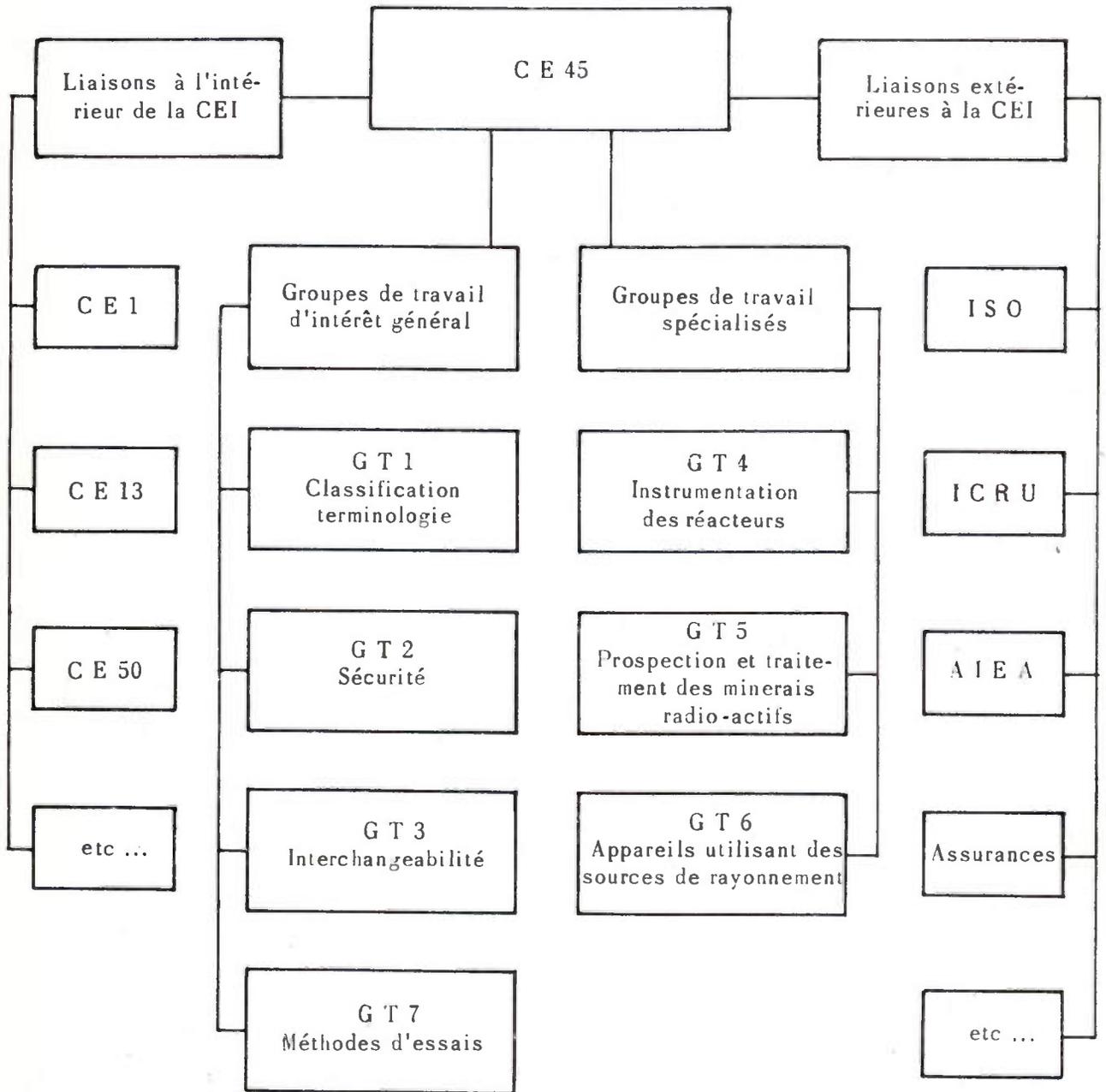
Les résultats concrets obtenus jusqu'à maintenant ne doivent cependant pas faire oublier que, dans le domaine de la normalisation, rien n'est jamais terminé. Il faut donc, dans l'intérêt de tous, utilisateurs aussi bien que constructeurs, que les travaux se poursuivent avec le même dynamisme et avec la participation du plus grand nombre de pays possible.

#### ANNEXES

*(Voir pages suivantes)*

ANNEXE 1

ORGANISATION DU TRAVAIL ET DES LIAISONS



JANVIER 1963

ANNEXE 2

DOMAINES D'ACTIVITÉ DU CE 45 ET DE SES GROUPES DE TRAVAIL

CE 45 : Etablir des recommandations concernant :

- a) les règles de sécurité et le fonctionnement des appareils électriques et de leurs appareils associés pour la mesure des radiations ionisantes (comme

définies par la Commission Internationale des Unités Radiologiques).

- b) le comportement de tous les types d'appareils électriques de mesure dans les champs de radiations ionisantes. Pour ce travail une liaison devra être établie avec le Comité d'Etudes 13 et tout autre Comité approprié.

**NOTE :** Le point *a*) se réfère :

1. aux appareils qui produisent des signaux électriques par l'action de la radiation et

2. aux appareils qui convertissent ces signaux pour les évaluer et pour les indiquer.

Le point *b*) se réfère aux appareils qui concernent le domaine d'activité du Comité d'Etudes 13.

#### *Groupe de travail 1 (Classification terminologie).*

1. Etablir une liste des appareils et des équipements associés qui sont du ressort du C.E. n° 45. Le domaine d'application de l'appareil doit être le critère principal de cette classification dont les buts seront :

*a*) En premier lieu, identifier suffisamment clairement les appareils faisant partie du domaine d'activité du CE n° 45 et, le cas échéant, préciser les appareils à exclure qui tombent dans les attributions d'autres Comités de la C.E.I.

*b*) En second lieu, jeter les bases d'une classification méthodique pour le cas où le C.E. n° 45 souhaiterait établir une telle classification.

2. *a*) Etablir par étapes la liste des termes à utiliser dans les recommandations qui devront être préparées par le C.E. n° 45.

*b*) Définir ces termes.

*c*) Aider le Secrétariat du C.E. n° 45 à maintenir une liaison avec le C.E. n° 1.

#### *Groupe de travail 2 (Sécurité)*

1. Préparer un projet concernant les règles de sécurité des appareils électriques et des équipements associés destinés à la mesure des radiations ionisantes. Le Groupe de Travail se basera sur le Document 45 (Secrétariat) 3.

2. Etant donné qu'il est nécessaire de pouvoir disposer de ces prescriptions le plus tôt possible, on incorporera dans ce projet des articles concernant la sécurité conventionnelle sans attendre pour cela que paraisse la révision de la Publication n° 65 de la C.E.I. Toutefois, le projet sera rédigé de façon à permettre une combinaison ultérieure des articles spécifiquement liés à l'utilisation des appareils à des fins nucléaires avec les textes futurs des prescriptions de la C.E.I. concernant les appareils électroniques conventionnels.

3. Le Groupe de travail s'attachera notamment à l'étude des facteurs particuliers aux appareils nucléaires du point de vue :

*a*) des caractéristiques de construction créant une sensibilité particulière aux chocs électriques ;

*b*) de l'irradiation extérieure des appareils par les rayonnements ionisants ;

*c*) de l'inclusion des sources d'étalonnage radioactives incorporées mais non de sources utilisées afin de fournir un paramètre de mesure ;

*d*) de la suppression de la contamination radioactive.

#### *Groupe de travail 3 (Interchangeabilité)*

*a*) Grouper les renseignements relatifs aux normes nationales pour les appareils et les équipements associés (normes approuvées en cours de discussion ou projetées) relevant des attributions du Comité d'Etudes et en donner connaissance à bref délai.

*b*) Etablir et maintenir à jour une liste des appareils dont la normalisation est susceptible de faciliter l'interchangeabilité et dont la normalisation est estimée réalisable à l'échelle internationale.

*c*) Préparer de telles normes à l'échelle internationale.

#### *Groupe de travail 4 (Instrumentation des réacteurs)*

Appareils électriques de mesure des rayonnements utilisés pour la mesure, le contrôle et la sécurité des réacteurs, à l'exception de l'instrumentation destinée à la surveillance de certaines zones et utilisée à des fins sanitaires. Des recommandations-types pourraient s'appliquer à l'étalonnage et à l'essai des détecteurs de neutrons et des appareils de mesure, aux prescriptions concernant les appareils utilisés dans les systèmes de sécurité des réacteurs, etc. Le champ d'application des recommandations sera conforme au programme décrit dans la deuxième partie du Document n° 45 (Secrétariat) 7.

#### *Groupe de travail 5 (Prospection et traitement des minerais radioactifs)*

*a*) Définition d'une gamme unique d'appareils pour les divers emplois dans l'industrie minière de l'uranium, les appareils de chaque catégorie destinés à une opération particulière déterminée ayant une dénomination commune.

*b*) Dans chaque catégorie, normalisation de certaines caractéristiques de fonctionnement essentielles pour que les appareils conviennent bien à leur emploi spécial et pour qu'une correspondance soit possible entre les mesures effectuées à l'aide des divers appareils d'une même catégorie.

*c*) Normalisation de certaines méthodes d'emploi, et particulièrement de l'étalonnage, avec le même objectif d'obtenir avec divers appareils des résultats comparables.

#### *Groupe de travail 6 (Appareils utilisant des sources de rayonnement)*

1. Tous les appareils utilisés en dehors de l'industrie nucléaire pour effectuer des mesures d'épaisseur, de niveau, de distance, de densité, etc.

2. Peuvent être normalisés :

— Débit de dose nécessaire au fonctionnement,

— Classe de précision,

— Gamme de mesure,

— Fréquence des étalonnages nécessaires,

— Dispositif de correction du vieillissement des sources et fréquence de remplacement de celles-ci,

— Durée de vie du compteur,

- Influence de l'alimentation électrique,
- Influence de la température,
- Susceptibilité des détecteurs aux agents extérieurs (humidité, choc, etc.),
- Méthodes d'essais.

3. Sont en dehors du domaine d'activité : protection contre le rayonnement émis par la source, protection contre un risque de contamination éventuel.

#### Groupe de travail 7 (Méthodes d'essais)

1. Définition des caractéristiques essentielles des appareils électroniques utilisés en relation avec les radiations ionisantes ou des sous-ensembles dont ces appareils sont composés (par exemple : amplification, ronflement résiduel, étalonnage, possibilité de surcharge, etc). On s'attachera particulièrement aux appareils fabriqués à l'échelle industrielle, par exemple, alimentations stabilisées, amplificateurs d'impulsions, échelles, etc.

2. Normalisation des conditions de référence (température, tension d'alimentation, durée de fonctionnement préalable, etc.).

3. Normalisation du domaine d'utilisation des appareils (température, tension d'alimentation, etc.) en liaison avec les groupes de travail spécialisés.

4. Normalisation des méthodes et conditions de mesure pour :

— la mesure des caractéristiques des appareils dans les conditions de référence,

— la mesure des variations de ces caractéristiques en fonction des variations de divers paramètres à l'intérieur du domaine d'utilisation (par exemple, mesure des variations de l'amplification d'un appareil pour des variations de  $\pm 10\%$  de la tension d'alimentation).

*NOTE* : Certains appareils électroniques ne peuvent être utilisés qu'en liaison avec un transducteur transformant un phénomène physique en phénomène électrique. Il pourra donc être nécessaire, pour certaines mesures, de considérer l'appareil électronique et le transducteur comme un tout et de ne pas les dissocier pour les essais.

5. Normalisation des équipements utilisés exclusivement ou presque exclusivement à cet usage.

Sont exclues du domaine d'activité du groupe de travail les méthodes d'essais des instruments nucléaires et équipements associés liées aux conditions d'emploi dans un système donné, ces méthodes, ainsi que l'équipement d'essais, ne pouvant être étudiées qu'en relation avec le système complet.

Janvier 1963.

### ANNEXE 3

#### COMPOSITION DES GROUPES DE TRAVAIL

##### Groupe de Travail 1

Président : M. AUZOUY (France)  
 Membres : MM. SIMANE (AIEA)  
               COSTRELL (Etats-Unis)  
               RISPOLI (Italie)  
               WEEDA (Pays-Bas)  
               NUTTER (R.U.)  
               JONSSON (Suède)

Le nom de l'expert canadien n'est pas encore connu.

##### Groupe de Travail 2

Président : M. DAGG (R.U.)  
 Membres : MM. TRÖGER (Allemagne)  
               HIGNETTE (France)  
               VAN DENBERG (Pays-Bas)

##### Groupe de Travail 3

Président : M. Pr. V. FRANZ (Allemagne)  
 Membres : MM. DE GROOTE (Belgique)  
               PAGES (France)  
               RISPOLI (Italie)  
               VAN STEKELENBURG (Pays-Bas)  
               TRECHCINSKI (Pologne)  
               WILLIAMS (R.U.)

##### Groupe de Travail 4

Ancien Présid. M. VAN RENNES (Etats-Unis)  
 Président : M. HANAUER (Etats-Unis)  
 Membres : MM. PEUSTER (Allemagne)  
               DE GROTTE (Belgique)  
               COOK (Etats-Unis)  
               WEILL (France)  
               BARABASCHI (Italie)  
               VAN TOL (Pays-Bas)  
               COWPER (R.U.)

##### Groupe de Travail 5

Président : M. LECOQ (France)  
 Membre : M. DJORDJEVIC (Yougoslavie)

Les noms des experts canadiens et italiens n'ont pas encore été communiqués.

##### Groupe de Travail 6

Président : M. STEUDEL (Allemagne)  
 Membre : M. CORNUET (France)

Les experts italiens et polonais n'ont pas encore été désignés.

##### Groupe de Travail 7

Président : M. VAN DUUREN (Pays-Bas)  
 Membres : MM. COOK (Etats-Unis)  
               BLOUET (France)  
               ORREVAL (Suède)

Janvier 1963.

# LE 6<sup>e</sup> SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

PARIS — 8 au 12 février 1963

## DEUXIÈME PARTIE

### Fils et câbles, organes de jonction

Chez les fabricants de fil, nous avons spécialement noté au stand THOMSON-HOUSTON (département « cuivre et fils ») de nombreux fils de bobinages, et en particulier les fils émaillés soudables de couleur, et le « bifilrex » composé de deux fils de couleurs opposées norme UTEC31-III maintenant assemblés par collage avec un vernis thermodadhérent.

Les fournisseurs de câbles et fils de câblage poursuivent leurs efforts vers la miniaturisation et la sécurité d'emploi. L'utilisation d'un rubannage de polyester et d'une gaine superpolyamide permet à FILOTEX de fabriquer un fil de câblage blindé, isolé et protégé. Le même constructeur présente des coaxiaux miniatures sous PTFE conformes à la norme MIL-C-17C supportant des températures de 250 °C (XG 187 AV... etc). A côté des câbles coaxiaux protégés par des gaines en PTFE ou des gaines en résine fluorocarbonée extrudées, PERENA fournit des câbles multicoaxiaux (de 7 à 27 câbles) et des fils de câblage isolés en FEP ou PTFE protégés par une gaine en superpolyamide très résistante à l'abrasion.

Dans les gammes classiques de connecteurs coaxiaux OTTAWA présente des commutateurs *N* et *BNC* ayant des TOS inférieurs à 1,2 à 5 000 MHz. Le même constructeur fabrique les connecteurs des séries *MVR* et *TPS*, réduction de la série *BNC*, les derniers étant conformes à la norme SCL 6021A.

RADIALL poursuit le développement de la série *Miniquick* (déverrouillage par traction axiale sur le bouchon connecteur) récemment normalisée par la R.T.F. et fabrique les inverseurs coaxiaux à relais (série CA-1) type *N* ou *BNC* pouvant fonctionner entre — 40 et + 125 °C.

Les efforts de miniaturisation sont particulièrement sensibles pour les connecteurs. Les nombreux modèles exposés aux différents stands en témoignent.

Les contacts miniatures, série 67, de SOCAPEX sont maintenant disponibles sous capot en tôle d'acier doux nickelé ; ce capot en deux parties permet un câblage facile par simple ouverture.

Les connecteurs miniatures JAEGER, équipés de 3 à 52 contacts, sont conformes à la norme MILC 26482 C. Les contacts sont indifféremment soudés ou sertis. Les deux modèles à 3 et 7 contacts, de faible encombrement, ont un verouillage système *tire pousse*.

Les connecteurs AMPHENOL, série 48, associent souplesse d'emploi : de 3 à 55 contacts, et facilité de montage. Ils sont conformes aux normes MIL-C-26 500 et MIL-C-26 636 et en particulier sont utilisables à 200° de température ambiante.

Les microbroches et microdouilles présentées par SOURIAU permettent une densité de 65 points par cm<sup>2</sup>. La douille a un diamètre intérieur de 0,562 mm, la broche composée de 7 brins torsadés est logée dans un alvéole à l'intérieur de l'isolant. Ces contacts équipent les connecteurs rectangulaires micro-D (norme MIL-C-8384B) et cylindriques *milli-K* (norme MIL-C-26 482 C).

TUCHEL-KONTAKT (R.F.A., représenté par TRANCHANT) présente une prise secteur professionnelle de hautes performances : 2 contacts et prise de terre à contacts auto-nettoyants, intensité 25 ampères, tension d'essai 2 000 volts, tenue en température — 55 à + 125°.

FRB fabrique un combinateur circulaire à 4 positions, pour les différentes valeurs de la tension d'alimentation, équipé de 2 fusibles incorporés.

CRUZAT complète sa gamme de minirupteurs par la série 507; spécialement étudiés pour un prix réduit ils ne présentent pas comme les modèles précédents un point de fonctionnement précis. Le modèle *H* de CEM — PETERCEM est livrable en quatre combinaisons : courant faible (contact or), courant fort (contact argent), température d'utilisation — 40° à + 80° et — 50° à + 150°.

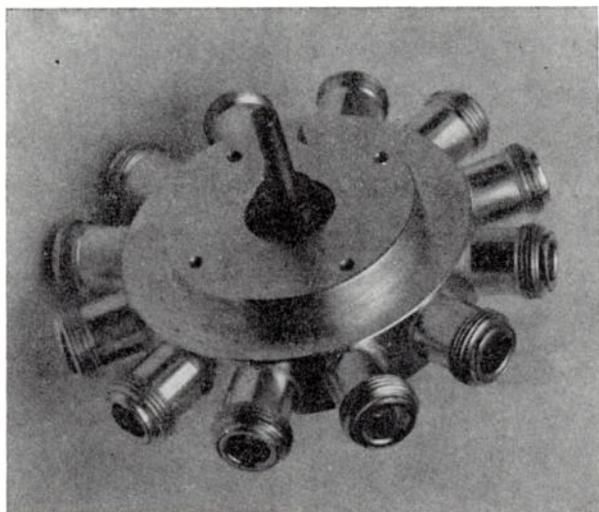


FIG. 1. — Commutateur rotatif, type N, à commande centrale.

Parmi les constructeurs de claviers nous avons remarqué les claviers à touches lumineuses de RAFI équipés de minirupteurs, les boutons poussoirs lumineux fugitifs ou à enclenchement (type 1970 ou 1975) de NICOLEAU, les boutons poussoirs miniatures de très faible encombrement (13 mm) de LABINAL et les différentes possibilités des commutateurs à touches d'ELCOM équipé de contacts glissants.

Le contacteur rotatif « superminiature » de JEAN RENAUD permet de réaliser 12 positions par section avec un diamètre extérieur de 20 mm. RADIO SÉLECTION fournit maintenant ses anciens modèles avec des dispositifs de retour automatique (2 à 12 positions). DYNA présente un commutateur rotatif à 20 positions et 16 ampères équipé de balais flottants et de plats en cuivre massif.

Pour les voyants lumineux, aussi, les dimensions diminuent. METOX présente un modèle subminiature (6, 12 et 24 volts 30 mA) et RUSSEMBERGER des voyants de diamètre 6 mm équipés de lampes 6,3 volts, 64 mA de durée de vie 60 000 heures.

Parmi les nombreux accessoires de câblage nous notons en particulier les fusibles subminiatures de CEHES (0,5 à 3 ampères) spécialement étudiés pour montage sur circuits imprimés, les différents serre-câbles de CANELCO, d'un montage très rapide et plus spécialement le connecteur pour fils fins, AMP-FINC-YR de AMP. Ce connecteur de dimension très réduite et la machine associée permettant de réaliser la liaison de fils émaillés de 0,05 mm de diamètre à un fil multibrin. Au même stand nous trouvons d'autre part des matrices de programmation à bornes nues ou équipées de diodes.

### Relais électromécaniques

Le succès des circuits logiques et des organes de commutation électronique n'a pas encore sérieusement concurrencé l'industrie des relais électromécaniques. Bien au contraire, on assiste dans une certaine mesure à un développement des modèles classiques, caractérisé par une évolution vers :

- des dimensions toujours plus petites ;
- des puissances de commande réduites ;
- une fiabilité encore plus poussée.

D'autre part, on voit se créer et se développer rapidement de nouveaux modèles mieux adaptés à la commutation électronique (relais à tige). Telle est l'impression qui se dégage d'une visite des stands des constructeurs de relais, où, parmi les nombreux modèles présentés, nous avons plus particulièrement remarqué les modèles suivants :

Au stand ACRM était présenté le relais de type « S.M. » : en boîtier métallique étanche, sous atmosphère d'azote, ce modèle ne pèse que 8 g. Avec son équipement standard (un inverseur coupant 0,5 A sous 30 Vcc.) il a un seuil de sensibilité de 85 mW et ne demande qu'une puissance d'excitation de 290 mW (sous 6 - 12 ou 24 Vcc.). Il peut fonctionner dans des conditions climatiques variées (température : de  $-65^{\circ}\text{C}$  à  $+155^{\circ}\text{C}$ ) et sous des régimes de vibrations et de chocs très sévères (utilisation à bord d'engins et missiles).

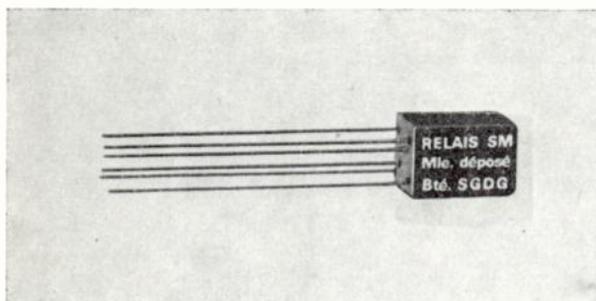


FIG. 2. — Relais « SM » de A.C.R.M.

Parmi les nouveautés présentées par AUTOMATIC ELECTRIC S.A. (du groupe de la GENERAL TELEPHONE AND ELECTRONICS INTERNATIONAL) nous avons surtout les relais *Dry Reeds*, destinés à la commutation électronique et qui sont maintenant fabriqués en assez grand nombre. Ces relais sont caractérisés par une grande sensibilité, une résistance de contact très faible et constante, un temps de commutation très court. Ils sont garantis pour un très grand nombre d'opérations (de l'ordre de 100 millions ou plus).

A.E.G. (ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS GESELLSCHAFT) présentait surtout ses relais *R.H. 100* et *R.H. 900* pour l'industrie. En particulier, l'adjonction au *R.H. 100* d'un étage préliminaire constitué par un appareil de mesure transistorisé à déclenchement lui donne les propriétés d'un relais de mesure à forte capacité de surcharge. Les circuits transistorisés de retardement permettent avec un élément à résistance-capacité d'obtenir un retardement allant jusqu'à 180 s, réglable d'une façon continue.

Une grande nouveauté chez A.M.E.C. qui, avec son modèle *S.O.* a certainement battu un record dans le domaine de la microminiaturisation. En effet, le relais « S.O. » n'occupe qu'un volume de  $0,65\text{ cm}^3$  (25 mm de hauteur, 6 mm de diamètre). Pourtant, il permet de couper sur son contact une puissance de 6 W sous 24 Vcc. max, avec une intensité maximale de 0,3 A. Sa faible puissance de commande (0,3 W sous 1,5 - 3 - 6 ou 12 Vcc), son très bon temps de travail ( $< 1\text{ ms}$ ), ses performances aux essais climatiques, font de ce relais un excellent instrument.

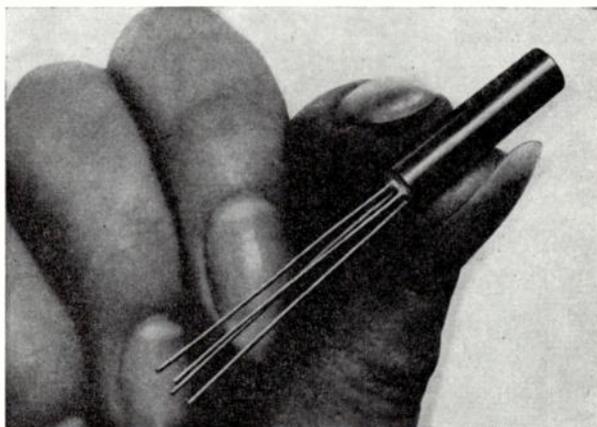


FIG. 3 — Nouveau relais microminiature « SO » (A.M.E.C.)

ASTER présente comme nouveauté : un relais polarisé *MP 22* et un relais sensible *MS 22* (modèles enfichables à capot pléxi) de performances un peu moindres, certes, mais bien meilleur marché, que les modèles équivalents (qu'on trouve par exemple chez SIEMENS).

Chez BRION LEROUX, nous avons surtout remarqué le relais de mesure sans contact « *RS 1 type N* » qui permet de détecter, avec une très faible puissance, le dépassement d'une tension prédéterminée sur un galvanomètre.

Le relais *O.K.* était présenté au stand CHAUVIN-ARNOUX : relais à 4 contacts inverseurs à pouvoir de coupure élevé, caractérisé par une grande facilité de montage.

G.P. présentait comme nouveauté le relais *BR 5* (licence BABCOCK) de très faible volume ( $5\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 15\text{ mm}$ , soit moins de  $0,8\text{ cm}^3$ ) et ne pesant que 3 g. Dans une enveloppe étanche, sous atmosphère neutre (90 % d'azote sec et 10 % d'hélium) ce relais est équipé d'un contact inverseur coupant 1 A sous 32 Vcc. Puissance au collage : 100 mW max à  $25^{\circ}\text{C}$ . Au stand KUNKE (représenté par : « LE MATÉRIEL ÉLECTRIQUE SIAEA ») on pouvait voir le modèle *K. Relais* et les modèles *Kuax* et *Super-Kuax* à noyau plongeur.

Parmi les nouveautés de MORS, nous avons relevé surtout les relais miniatures à très faible consommation type 2301, les relais électroniques de précision type 306, les relais de contrôle d'in-

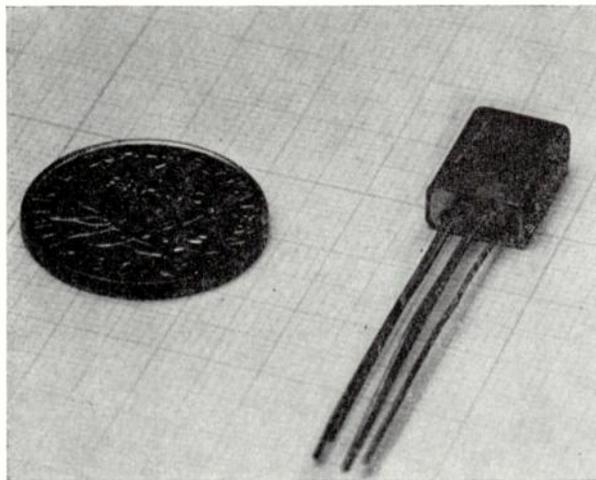


FIG. 4. — Relais, licence BAVCOCK, type subminiature BR 5 de G.P.

tensité type 317 et enfin les relais électromagnétiques transistorisés. Les caractéristiques du relais type 2301 sont les suivantes : faible encombrement ; contacts de 1 travail à 3 inverseurs ; calibre des contacts 2 A ; consommation variable suivant le nombre de contacts : de 20 mW à 900 mW.

Au stand MTI, nous avons remarqué les relais ED, BD et les relais L.T.R. temporisés à transistors. Dans ce modèle, le réglage de la temporisation est continu et permet d'obtenir des retards variables entre 0,5 et 60 s. Quelques modèles intéressants également chez SEIEM (relais modulateur CK3 — chopper — pour amplification, relais temporisateurs à bilame, relais photo-électrique).

Enfin chez S.T.P.I. le relais série 308 à deux contacts RT coupant 2A sous 30 Vcc (puissance 400 mW, volume : 2,5 cm<sup>3</sup>), le relais type 321 et surtout le relais subminiature type 325 (0,75 cm<sup>3</sup>, un contact RT : 1 A sous 30 Vcc ; puissance : 300 mW sous 26 V) sont les principales nouveautés.

Dans cette rubrique, signalons pour terminer la gamme de productions présentées par les minuteriers Coupatan, principalement la minuterie à broches C124 — 24 heures (réglage de 1 mn à 24 heures).

### Electroacoustique

Les tendances principales dans l'évolution des microphones sont tout d'abord un développement des modèles stéréophoniques, surtout le modèle pour prise de son M.S. (dont le diagramme est une cardioïde complété d'un lobe bidirectionnel) et l'amélioration des microphones ultrasoniques (voir par exemple : BRUEL et KJAER, type 4135, dont la réponse linéaire atteint 100 kHz).

Dans le domaine des pick-up, on pouvait noter :

— le développement des modèles stéréophoniques à grande souplesse (jusqu'à 40.10<sup>-6</sup> cm/dyne) et masse rapportée réduite (0,2 mg).

— la disparition quasi totale des modèles monophoniques. Il faut signaler d'ailleurs une absence de normalisation dans le diamètre de la pointe de lecture et l'angle d'attaque.

— le développement à l'étranger de bras compensant la poussée latérale du disque pour lecture avec très faible appui (en dessous de 1 g). Citons par exemple les bras SME (G.B.), système PRITCHARD (U.S.A.).

Pas de nouveautés dans les principes des haut-parleurs (électrodynamiques, électrostatiques, diaphragme plan en matériau léger). On remarque : une nette diminution du volume des charges acoustiques obtenue au détriment du rendement et de la réponse dans l'extrême grave ; un effort généralisé pour s'affranchir des résonances de parois, par exemple par revêtement amortissant.

Il y a actuellement un développement des modèles stéréophoniques de casques écouteurs, avec réseau de compensation pour rétablir la diaphonie à un taux compatible avec les exigences physiologiques.

Les constructeurs français de magnétophones s'orientent surtout vers les petits formats portatifs (CROUZET MP 300 - AT 300 LIE BELIN) ou au contraire vers les magnétophones professionnels de type Studio (CROUZET, DAUPHIN, GAILLARD, etc.). Le magnétophone de taille intermédiaire est surtout d'origine étrangère, particulièrement d'origine allemande.

Enfin dans le domaine des amplificateurs, signalons simplement un arrêt quasi total des études de nouveaux transformateurs de sortie (l'influence du transistor y est probablement pour quelque chose), une apparition timide des transistors sans les préamplificateurs, mais il y a peu de modèles français pour amplificateurs de puissance de haute qualité (fréquence de coupure généralement trop basse).

### Appareils de mesure

Les appareils de mesure occupent une large place au Salon International des Composants Electroniques, un hall presque complet, cette année. On peut s'en étonner pour deux raisons : il existe une manifestation spécialisée pour la présentation des appareils de mesure, c'est MESUCORA ; la durée très insuffisante du Salon des Composants ne permet qu'une visite sommaire des stands dont le nombre et l'étendue sont en forte progression d'une année à l'autre. Il semble cependant que les fabricants d'appareils de mesure tiennent à être présents au salon des composants où ils ont l'occasion de toucher une très large clientèle.

Nous avons donc recherché les nouveautés présentées. Les perfectionnements les plus apparents résultent de la transistorisation totale ou partielle des appareils et de l'automatisation des mesures. Un fréquencemètre compteur transistorisé, à performances au moins égales est 4 fois moins volumineux que le modèle comparable à tubes, vieux de 3 ou 4 ans.

Les appareils à affichage direct, les voltmètres numériques en particulier, sont très largement représentés.

PHILIPS INDUSTRIE toujours soucieux de proposer des appareils de performances élevées au meilleur prix expose l'oscilloscope GM 5602/01. Cet appareil résulte d'une simplification du GM 5603 dont il a les performances électriques, mais il n'est pas muni d'une entrée différentielle et son tube cathodique a un diamètre de 100 mm.

Le même constructeur expose les autres nouveautés suivantes :

— le commutateur électronique PP 1071 permettant d'accroître les possibilités des oscilloscopes 0 à 15 MHz. La fréquence de commutation est réglable de 3 Hz à 100 kHz.

— l'équipement photographique PM 9300 à appareil réflex adaptable aux écrans de 100 et 130 mm de diamètre. Cet équipement utilise des films de format 6 × 9 (procédé normal ou Polaroid). Cet équipement réduit très sensiblement le prix de revient du cliché.

PHILIPS INDUSTRIE expose également une large gamme d'appareils de mesure et de composants hyperfréquences. Cette gamme comprend en particulier les éléments produits par SIVERS LAB (Suède) parmi lesquels nous avons remarqué :

— les commutateurs rapides en guide ( $\leq 20$  ns), réalisés en guide 6 pour la bande des 4 GHz ainsi que pour la bande X.

— le banc de mesure à 10 cm donnant un exemple de mesure automatique d'impédance.

Dans la présentation FERISOL nous avons retrouvé l'analyseur de spectre XB 101 dont la plage de mesure s'étend de 800 MHz à 11 GHz. Un mélangeur extérieur permet de l'utiliser jusqu'à 40 GHz. Ses caractéristiques essentielles sont : pouvoir de résolution 10 kHz à 3 dB, fréquence de balayage réglable de 1 à 30 Hz, excursion de fréquences maximale de 70 MHz, sensibilité — 70 dBm.

Au même stand signalons les nouveautés suivantes :

— le générateur AM — FM type LF 101 couvrant la gamme

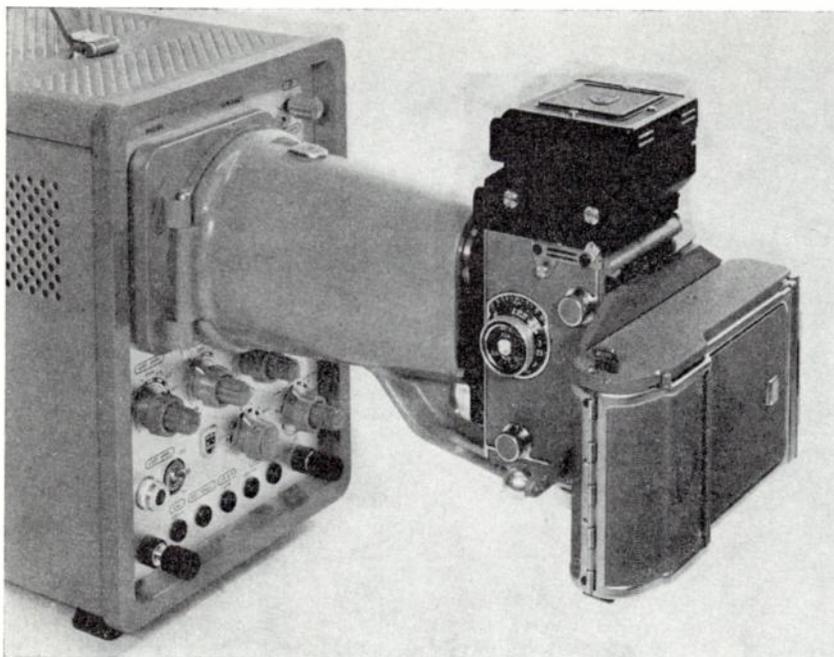


FIG. 5. — Equipement photographique reflex, type PM 9 300 (Philips Industrie).

2 à 216 MHz avec une excursion réglable de 0 à 100 kHz. Ce générateur peut être modulé simultanément en amplitude et en fréquence.

— les voltmètres électroniques A 206 à A 403.

Au stand RIBET-DESJARDINS dont la gamme complète des appareils a fait l'objet d'une présentation particulière à l'occasion du quarantenaire de la société nous avons cependant découvert un certain nombre de nouveautés :

— la série des préamplificateurs interchangeables s'accroît des nouveaux types *T 120* (pour continu et alternatif de 0 à 20 MHz avec un temps d'établissement de 10 ns et une sensibilité maximale de 5 mV/cm) et *TD2* (comparable mais à faible impédance d'entrée).

— le dispositif de projection sur grand écran spécialement destiné à l'enseignement.

— l'ensemble photographique 1 000 A (procédé *Polaroid* à objectifs interchangeables, et dos interchangeables préfocalisés).

Des dos pour FOCA et pour caméra à défilement continu sont en préparation.

A la suite d'accords de représentation et de coopération technique RIBET-DESJARDINS expose les fabrications de la firme G. & E. BRADLEY (G.B.). Citons en particulier :

- le pont d'impédance entièrement transistorisé type 131,
- le multimètre *CT 471 B*, également transistorisé, aux performances remarquables : grande sensibilité, gamme de fréquences étendue (0 à 2 000 MHz),
- et enfin deux « lasers » en fonctionnement (modèles 1 joule et 30 joules)

CRC a développé un nouveau générateur TBF, type *GB 860* couvrant une bande relative de fréquence extrêmement étendue (0,001 à 1 000 Hz). Il délivre des signaux de forme sinusoïdale, triangulaire symétrique ou rectangulaire symétrique, ainsi que des impulsions de synchronisation déphasables. La puissance fournie atteint 500 mW sur 600  $\Omega$ .

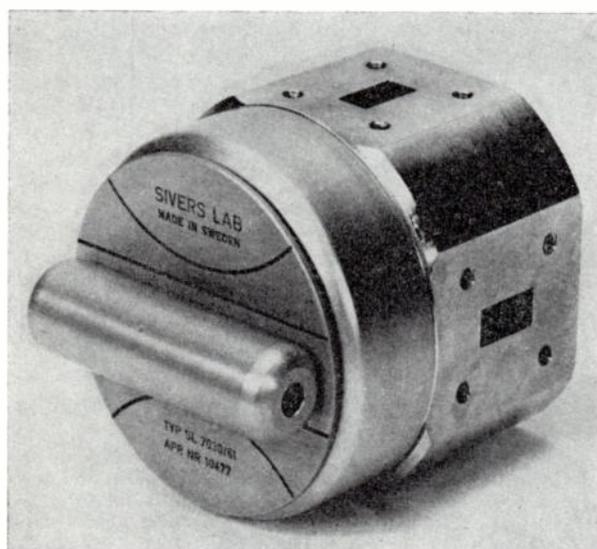


FIG. 6. — Commutateur rapide et guide d'ondes (SIVERS LAB).

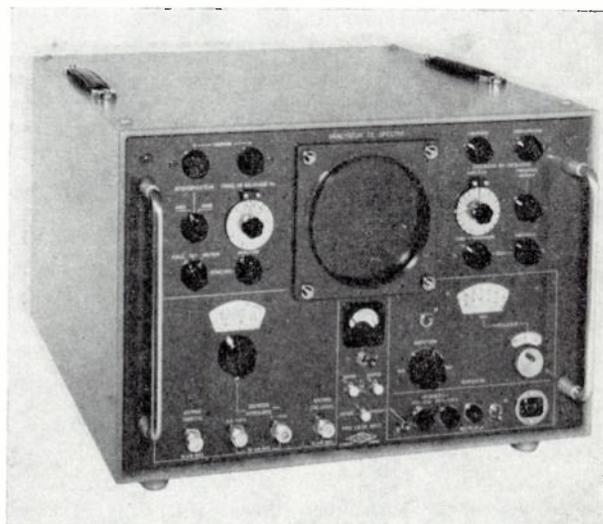


FIG. 7. — Analyseur de spectre XB 101 (FERISOL).

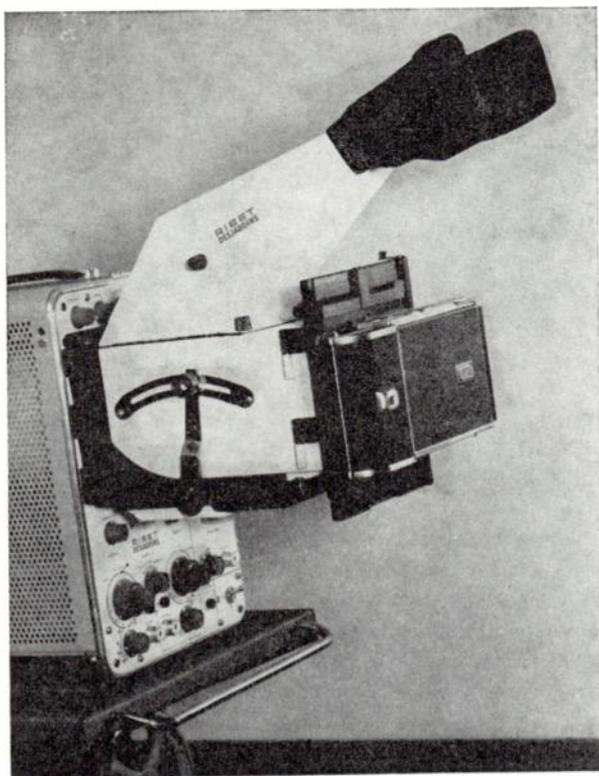


FIG. 8. — Ensemble spectrographique 1 000 Å (RIBET-DESJARDINS).

Au même stand nous avons remarqué le nouvel oscilloscope type OC 720, à grand tube (diamètre 180 mm) particulièrement adapté aux besoins de l'enseignement, ainsi que la caméra *oscillophot* M1 de réalisation extrêmement soignée.

LA COMPAGNIE DES COMPTEURS a créé plusieurs variantes du potentiomètre électronique miniature que nous avons remarqué l'année dernière. Monocourbes ou multicourbes ces enregistreurs peuvent être munis de dispositifs annexes tels que : alarme *MAX-MIN* indépendantes, marqueurs, potentiomètres retransmetteurs, passage graduel d'une régulation manuelle à une régulation automatique... etc. Le P.E.M. monocourbe peut aussi être adapté à une consigne télécommandée ou diriger directement ses mesures vers une installation de traitement de l'information.

Au même stand nous avons remarqué l'ioniscope 63 permettant la mesure des seuils d'ionisation, ainsi qu'un équipement de télévision industrielle.

ROCHAR-ELECTRONIQUE présentait dès l'année dernière la série de ses fréquencesmètres compteurs entièrement transistorisés. Nous reviendrons sur le convertisseur A 1246 qui étend la bande de fréquences des appareils A 1149 et A 1170 jusqu'à 560 MHz. Ce convertisseur entièrement transistorisé présente des particularités très intéressantes.

Fonctionnant par division de fréquence il permet l'affichage de la valeur exacte de la fréquence incidente que le circuit d'entrée permet de sélectionner dans un spectre complexe.

Au stand COTELEC-DERVEAUX, il faut signaler une ligne coaxiale de mesure de haute précision, ( $Z_c = 50 \Omega$ , bande de fréquence 4 à 12 GHz), un coupleur coaxial d'impédance 50  $\Omega$  pour la bande des 2 GHz, ainsi qu'une alimentation de référence.

L.E.A. spécialiste de l'appareillage BF de qualité réserve la présentation de ses nouveautés à MESUCORA.

Chez LEMOUZY le dispositif de mesure courant continu ayant une entrée à résistance quasi-nulle et une entrée à résistance quasi-infinie a donné naissance à de nouveaux appareils. Ce sont :

— le Pont *PW* 12 permettant une mesure de comparaison

rapide et précise des résistances de valeurs comprises entre 1  $\Omega$  et  $10^{18} \Omega$ .

— le pico-ampèremètre *PA* 15 pour la mesure des courants très faibles ( $10^{-15}$  A par division) dans les circuits à résistance élevée.

— l'ultramégohmmètre *UM* 17 permettant les mesures de résistances entre  $10^6$  et  $10^{17} \Omega$ , des très faibles courants et chutes de tension.

Au stand KATJI nous avons remarqué :

— l'oscilloscope type 306 à 2 faisceaux partiellement transistorisé, utilisable dans la bande 0 à 15 MHz.

— le transistormètre HF, type 503 (brevet C.N.R.S.), qui permet de mesurer les paramètres HF des transistors.

— la caméra *Photospot* type PS 01, de conception économique, à film *Polaroid*.

L'OMNIUM DE TECHNIQUES AVANCÉES spécialisé dans le domaine de l'instrumentation nucléaire, de la piezo-électricité et de la thermo-électricité présente également un certain nombre d'appareils. Ce sont entre autres :

— le générateur RC type T2401 (1 Hz à 1 MHz)

— le multivoltmètre décibelmètre type 2314... etc.

Ces différents appareils sont entièrement transistorisés.

Au stand LIE BELIN qui développe principalement des composants magnétiques (transformateurs à faible encombrement, têtes magnétiques, etc.) nous avons remarqué une série d'amplificateurs magnétiques type *Belimag* conçus principalement pour commander le déclenchement de thyratrons au silicium.

Le BUREAU D'ETUDES ELECTRONIQUES expose son enregistreur *Acta* à semiconducteurs qui avec une précision de 0,3 % atteint une sensibilité de  $10^{-9}$  A par cm et donne une déviation de 200 mm pour 1 mV. Le tracé peut être réalisé par plume à encre rechargeable, ou par style et papier métallisé et l'entraînement du papier peut être prévu par plusieurs moteurs commutés électroniquement, et donnant des vitesses de 5 mm/heure à 2 mètres/minute.

FONTAINE, spécialiste des alimentations à transistors, propose des alimentations standard en blocs étanches destinées à être incorporées aux équipements électroniques comme de simples composants. Il existe différents types 6, 12 et 24 V pouvant délivrer jusqu'à 1 A. Le même constructeur a d'autre part muni tous ses modèles 30 V et 50 V d'une disjonction électronique à test supprimant l'inconvénient de fréquents réenclenchements par l'opérateur.

Chez QUENTIN autre spécialiste des alimentations on trouve également des alimentations incorporables, une série d'amplificateurs continue haute stabilité à « chopper », ainsi qu'un pont de mesure des condensateurs électrolytiques de valeur comprise entre 0,1 à 120 000  $\mu$ F.

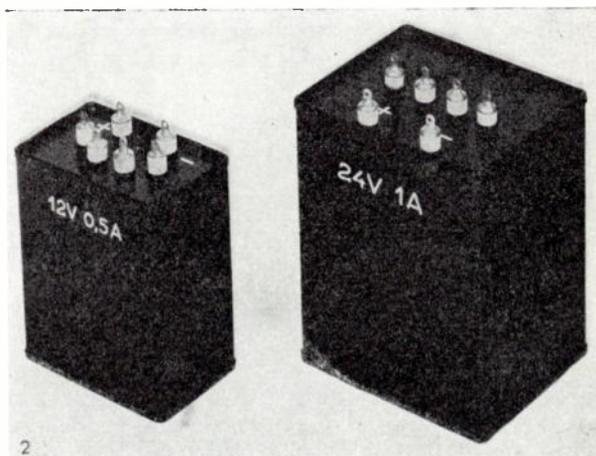


FIG. 9. — Alimentations standard et blocs étanches (FONTAINE).

LIPE présente un nouveau diélectromètre (type *GOR2*) permettant les mesures non destructives des tensions de claquage et des isolations dans les montages, ceci jusqu'à 50 kV.

Chez SODILEC nous avons remarqué des alimentations 0 - 60 V - 5 et 10 A ainsi qu'un modèle 150 V - 1 A.

Des modèles 0 - 30 V et 0 - 50 V jusqu'à 20 A sont également présentés par MORS.

Chez TELEC nous avons retrouvé les caméras pour oscilloscopes *EN 35 - EN 65 - PMS 35*, les enregistreurs à galvanomètres et les oscillographes enregistreurs à 4 - 8 ou 15 tubes.

ETRI (brevet AEREX), spécialiste des ventilateurs hélicoïdes pour appareils électroniques propose d'intéressantes nouveautés :

— des ventilateurs miniatures (diamètres 40 et 50 mm) ayant des vitesses de rotation de 10 000 et 20 000 tours-minute.

— le ventilateur type 11 *HP 114*, extra plat qui, pour une puissance consommée de 20 W, assure un débit de 45 l/s.

Au stand METRIX nous avons remarqué le générateur UHF 940 B (200 à 500 MHz avec référence à quartz incorporée, modulation d'amplitude interne ou externe, modulation par impulsion externe - niveau de sortie 0,8  $\mu$ V à 240 mV sur 50  $\Omega$ ), l'oscilloscope 226 A, les volubateurs 236 et 240 spécialement étudiés pour la mise au point des téléviseurs, et les appareils de tableaux type 70 et 115.

Dans le domaine des thermomètres à contact nous avons retrouvé le THERMISTAN, chez FERRIX avec deux nouvelles échelles — 30 + 30 °C et + 34 + 42 °C et l'appareil *Thermophil* (R.F.A.) représenté par OUVRARD-VILLARS et GUILUX, avec une nouvelle sonde spéciale pour la mesure des températures de pièces en mouvement (cylindriques en particulier).

LE MATÉRIEL PHYSICO-CHEMIQUE présente toute une gamme d'étuves et chambres froides et développe particulièrement son *Frigistat* qui permet des essais de — 60 à + 150 °C (dimensions intérieures : 300  $\times$  165  $\times$  300 mm).

Parmi les nombreux appareils exposés par CHAUVIN ARNOUX nous avons remarqué le mégohmmètre 75 000 qui permet des mesures de résistances de 0,5 à  $2 \times 10^7$  M $\Omega$  sous des tensions variant de 20 à 5 000 V et nous avons retrouvé le *Monoc E* avec de nouvelles extensions (loupe électrique, milliohmètre et signal-traceur).

Au stand PEKLY nous avons noté une série d'appareils extra plats type 36 - 73 et 96 qui se signalent par une faible profondeur et une grande clarté de lecture, et le *Mini 20* à volume réduit (diamètre 32 mm — profondeur 34 mm).

BRION LEROUX présente le relais de mesure sans contact *RS1* type *N* dans lequel l'aiguille du galvanomètre porte une palette qui bloque un oscillateur à transistor quand l'aiguille

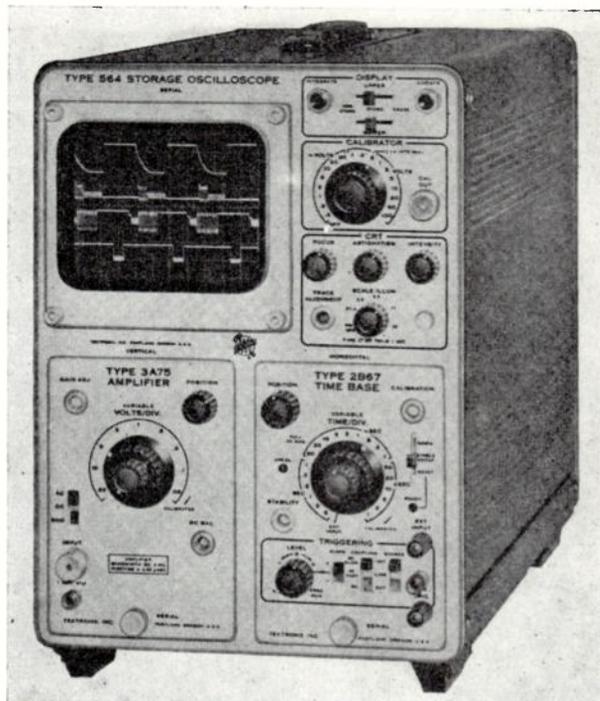


FIG. 11. — Oscilloscope à mémoire type 564 (TEKTRONIX).

passé en face de l'index de réglage, ainsi que le *Réglindex D2* à double fonction de commande, dont le principe est le même, et ses galvanomètres miniatures à volume particulièrement réduit.

LE BŒUF expose des ensembles de régulation de température à 2 ou 3 plages, avec ou sans programme, et un milliseconde-mètre type *MSR1* qui permet de mesurer le temps de fonctionnement de tout organe mécanique entre 0 et 10 secondes à 5 % près.

GUERPILLON présente un appareil de mesure à ruban dans lequel un ensemble amplificateur à transistor et micromoteur permet de faire fonctionner une alarme réglable ou une commande à distance.

DA et DUTILH présente des appareils à 250° de déviation, SAGOT-NICOLLIER ses appareils à encasturer *Profil 980* à encombrement réduit et *Panoramique 110*, et SIGOGNE un appareil carré à échelle diagonale.

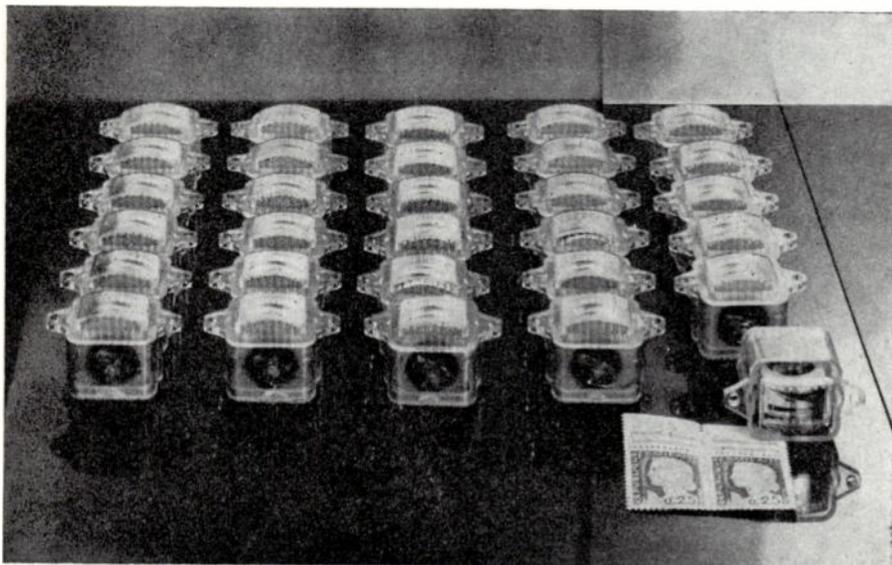


FIG. 10. — Galvanomètres miniature (BRION-LEROUX).

La gamme très étendue des appareils TEKTRONIX (U.S.A.) représentée par RTI, s'est enrichie de quelques nouveautés remarquables, bénéficiant de la transistorisation et de l'utilisation de tubes cathodiques rectangulaires. Citons :

— l'oscilloscope à mémoire type 564, dont chaque moitié de l'écran peut être utilisée rémanente ou non, avec commandes d'effacement séparées. La rémanence électrostatique permet de stocker l'image d'un phénomène pendant 1 heure. L'utilisation de ce dispositif économise des prises de vue photographiques nombreuses dans la mise au point d'un équipement.

— L'oscilloscope à échantillonnage type 661, a reçu un tiroir type 4S2 permettant d'observer des signaux à 3 500 MHz (temps de montée : 0,1 ns).

— Certains oscilloscopes, le type 561 A par exemple, sont pourvus de tubes à graticule incorporé, de fabrication TEKTRONIX, supprimant toute parallaxe.

F.W. BELL INC (U.S.A.), que représentent les établissements TRANCHANT, propose un gaussmètre de haute précision (modèle 350). Utilisant une sonde à effet Hall il permet les mesures de champ de  $10^{-3}$  à  $3.10^3$  Gauss.

Parmi la très importante présentation de HEWLETT-PACKARD (U.S.A.) les nouveautés sont nombreuses. Nous avons sélectionné :

— le compteur de fréquence transistorisé, 0 à 500 MHz. Sous un faible volume il affiche 8 chiffres significatifs avec une stabilité de  $3.10^{-1}$  par jour.

— le tiroir 186 A complétant l'oscilloscope à échantillonnage 185 A pour le contrôle des caractéristiques de commutation des diodes et transistors (temps de montée et de descente des transistors, temps de commutation et de recouvrement des diodes... etc.). La source intérieure délivre des impulsions de 1 ns de temps de montée.

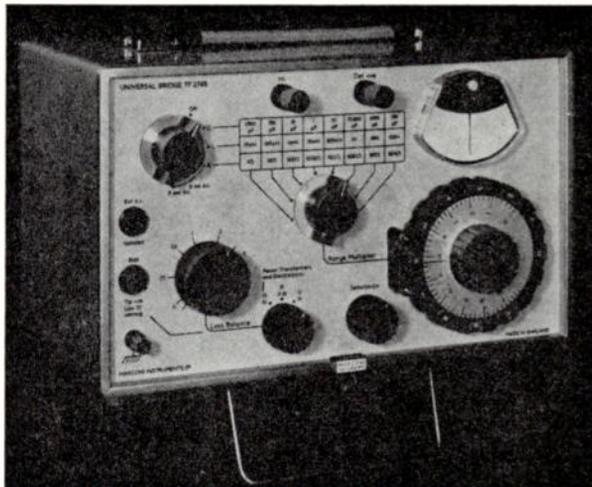


FIG. 13. — Pont universel de mesure d'impédance TF 2 700 (MARCONI).

BRUEL et KJAER (D.K.), que représentent les Etablissements FREI, a encore augmenté la gamme de ses appareils destinés aux études d'électroacoustique. Citons :

— l'ensemble de mesure de distribution statistique d'amplitude réalisé à l'aide de l'enregistreur de niveau type 2 305. La discrimination de niveau est faite en 12 bandes et la courbe de distribution statistique est directement obtenue par la lecture des compteurs.

— le microphone condensateur de haute précision type 4 135 avec une dynamique de 110 dB dans la bande 30 Hz et 100 kHz.

— le générateur programmé 1 019 pour l'essai des composants aux vibrations.

Au stand WANDEL et GOLTERMANN (R.F.A.), également représenté par les Etablissements FREI, nous avons retrouvé le remarquable banc de mesure WM 3 qui permet le tracé oscillographique des courbes de réponses entre 10 kHz et 14 MHz avec une grande précision.

Au même stand nous avons remarqué les nouveautés suivantes :

— le phasemètre PD 74 opérant entre 10 kHz et 50 MHz.

— le générateur type M 664 délivrant les fréquences de la gamme 10 Hz à 30 MHz avec une grande stabilité.

— l'analyseur de distorsion KLA 48 opérant dans la gamme 30 Hz à 60 MHz.

— le diviseur de fréquence DFT-1 permettant d'étendre les possibilités d'un fréquencemètre compteur (division par 10 jusqu'à 20 MHz).

La gamme des appareils GENERAL RADIO (U.S.A.), que présente RADIOPHON, est extrêmement étendue. Les nouveautés y sont nombreuses. Parmi les ponts de mesure certains modèles étendent considérablement les gammes de mesure usuelles.

Ainsi le pont de capacité 1 615 A mesure les valeurs comprises entre  $10 \mu\text{F}$  et  $1 \mu\text{F}$  avec une précision de  $10^{-4}$ . Il permet les comparaisons de haute précision entre étalons de capacité. Le pont de mesures d'inductances 1 033 A permet la lecture directe des valeurs d'inductances entre  $0,2 \mu\text{H}$  et 1 000 H, et de surtension avec la possibilité de superposer un courant continu de valeur réglable jusqu'à 7 A.

Au même stand signalons aussi un analyseur de bruit à bande d'octave et des ensembles capteurs de vibrations sans omettre la série des connecteurs coaxiaux 874 universels (hermaphrodites) à verrouillage assurant de faibles pertes et un T.O.S. réduit jusqu'à 8 000 MHz. Il existe des adaptateurs avec la plupart des modèles de connecteurs existants ce qui facilite grandement le problème des connexions dans les montages de mesure.



FIG. 12. — Compteur transistorisé, modèle 5 243 L (HEWLETT-PACKARD).

— le générateur d'impulsions 215 A (temps de montée 1 ns, tension de sortie 10 V sur  $50 \Omega$ ).

— ainsi qu'un régulateur de stabilisation pour klystron ( $\pm 1.10^{-3}$ ), un analyseur d'ondes modèle 310 A... etc.

MARCONI (G.B.), représenté par SIEDMA, expose une gamme très étendue d'appareils parmi lesquels nous avons retenu les nouveautés suivantes :

— le voltmètre à lampe très sensible TF 2600 permettant à pleine déviation les mesures de tensions alternatives de  $100 \mu\text{V}$  à 300 V entre 50 Hz et 10 MHz. La précision de mesure est de 1 % jusqu'à 500 kHz.

— le pont universel de mesure d'impédance type TF 2 700, appareil transistorisé très compact alliant une bonne précision de mesure (1 %) à des gammes de mesure étendues :  $0,2 \mu\text{H}$  à 110 H -  $0,5 \text{ pF}$  à  $1 100 \mu\text{F}$  -  $1,1 \Omega$  à 11 M $\Omega$ .

— l'oscilloscope de mesure TF 2 200 dont la largeur de bande s'étend de 0 à 35 MHz. Ses trois tiroirs interchangeables lui confèrent une grande souplesse d'utilisation.

RHODE et SCHWARZ (R.F.A.), que représente MEGEX, propose un catalogue très étendu où nous avons remarqué les nouveautés suivantes :

- le millivoltmètre continu *UVG* ;
- le contrôleur de tolérance des tensions continues ;
- et en particulier le SELEKTOMAT type *USWV*, voltmètre sélectif, utilisable de 30 à 400 MHz à accord asservi ce qui évite les corrections manuelles désagréables et permet le contrôle aisé de la distorsion linéaire.

Chez POLARAD-FRANCE nous avons remarqué l'analyseur de spectre à tube oscillographique type *ASPF 100*. Le mélangeur incorporé fonctionne de 10 à 12 000 MHz. La largeur de bande analysée est réglable de  $\pm 1$  à  $\pm 50$  MHz. Pour les faibles dispersions la résolution est très bonne (5 kHz à 6 dB). L'affichage peut être linéaire ou logarithmique. Cet analyseur requiert un générateur extérieur.

Chez DU MONT-FAIRCHILD (U.S.A.), que représente RADIO-PHON, l'oscilloscope 425 dont nous avons signalé la grande commodité de manœuvre et l'affichage direct des étalonnages *X* et *Y* a reçu des tiroirs nouveaux, celui à échantillonnage en particulier, qui procure pour les phénomènes périodiques une bande passante supérieure à 1 000 MHz. Le *Portascope* type 766 reçoit un nouveau tiroir 2 voies à deux bases de temps séparées avec retard.

Citons également la série des caméras pour oscilloscopes, utilisant le film *Polaroid*.

Chez DATA-PULSE (U.S.A.), représenté par TECHNIQUE ET PRODUITS, nous avons remarqué le générateur d'impulsions type 200 délivrant de 1 à 100 impulsions sur sortie unique ou de 1 à 50 impulsions sur chacune des 2 sorties, du coup par coup à 2 MHz, ainsi que le générateur type 202 donnant de 1 à 32 impulsions sur sortie unique ou de 1 à 16 sur chacune des 2 sorties, du coup par coup à 5 MHz. La largeur des impulsions peut varier de 50 ns à 50 ms, leur temps d'établissement de 5 à 200 ns, la tension de sortie pouvant atteindre 13 V sur 50  $\Omega$  ou 15 V sur 600  $\Omega$  suivant les tiroirs.

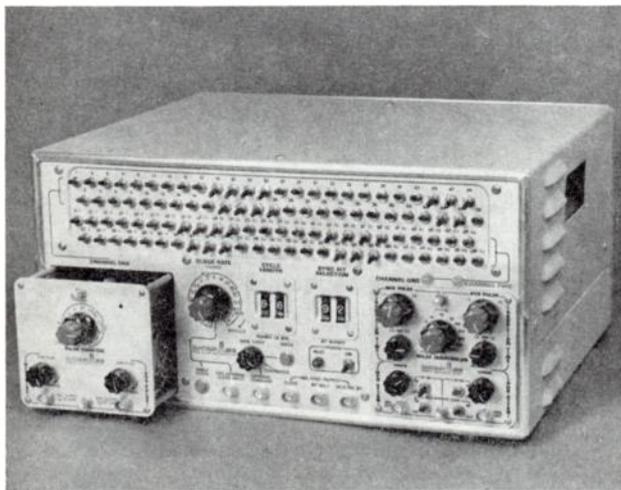


FIG. 14. — Générateur d'impulsions type 200 (DATA PULSE).

Parmi la production MELABS (U.S.A.), représentée par TECHNIQUE ET PRODUITS, nous avons remarqué un récepteur hyperfréquence étalonné AM/FM couvrant la gamme 500 MHz - 11 GHz qui fonctionne avec un oscillateur local extérieur et dont la sensibilité est de  $-115$  dBm.

DIGITAL MEASUREMENTS (U.S.A.), représenté par TECHNIQUE ET PRODUITS, expose ses voltmètres numériques à hautes performances parmi lesquels nous citerons le type *DM 2 020* qui avec une sensibilité de  $10 \mu\text{V}$  et une impédance d'entrée de 2 000 mégohms permet des mesures jusqu'à 2 000 volts avec une précision de 0,01 %.

Chez DIELECTRIC PRODUCTS (U.S.A.), représenté par TECHNIQUE ET PRODUITS, nous avons retrouvé le traceur automatique

d'abaques de Smith, que nous avons signalé au dernier salon, et dont les deux versions, coaxial et guide d'ondes couvrent la gamme 10 MHz à 12 GHz.

THE JAMES KNIGHTS Co (U.S.A.), représenté par TECHNIQUE ET PRODUITS, expose ses standards de fréquence 1 MHz et 100 kHz, entièrement transistorisés dont la stabilité relative après une heure de fonctionnement atteint  $\pm 3.10^{-11}$ .

SCHOMANDL K.G. (R.F.A.), représenté par MESUREUR, est un des spécialistes des mesures précises de fréquences. Au stand SCHOMANDL à côté du fréquencemètre de service *FD 1* avec convertisseur *FDM 1* qui permet les exploitations des mesures dans la gamme 1 kHz à 920 MHz avec une précision de  $1.10^{-7}$  nous avons remarqué l'analyseur stroboscopique de fréquence type *FA 2* permettant l'analyse du spectre dans la bande MF d'un récepteur. Le procédé stroboscopique élimine les phénomènes transitoires dus aux filtres dans les wobblateurs classiques.

KLEMT (R.F.A.), également représenté par MESUREUR, expose des mesureurs de champ (contrôleurs d'antennes) entièrement transistorisés. Les différents modèles permettent de couvrir la gamme 45 à 960 MHz.

SOLARTRON propose 2 intéressantes nouveautés. Ce sont :

- l'oscilloscope *CD 12.12* fonctionnant de 0 à 40 MHz à tiroirs interchangeable. Avec une sensibilité verticale de 50 mV/cm et un temps de montée de 20 ns, cet appareil allie une présentation sobre et des performances élevées à un prix paraissant très intéressant ;

- le voltmètre numérique *LM904*. Il permet la mesure des tensions continues comprises entre  $50 \mu\text{V}$  et 2 999,9 V. Muni d'un changement automatique de sensibilité, il assure avec ses 6 chiffres une précision de  $1.10^{-4}$ .

KINTEL (U.S.A.), que représente SOLARTRON, est le spécialiste des équipements de référence de grande précision. Cette société présente entre autre :

- une source de tension continue étalonnée (modèle 303 A) délivrant des tensions comprises entre 0 et 1 111,111 V par échelons de  $1 \mu\text{V}$  avec une précision de  $1.10^{-4}$  et une stabilité de  $5.10^{-5}$  en un mois, ceci pour un débit de 25 mA. Le modèle dérivé 313 A peut être asservi à un programme ;

- une décade de résistance (modèle 333) avec une précision supérieure à  $1.10^{-4}$ .

BLACKBURN ELECTRONICS Ltd (G.B.), représenté par IMEX-FRANCE propose son équipement *ACCULOG* pour l'enregistrement sous forme numérique d'un nombre élevé de paramètres représentés par des tensions. L'ensemble comporte le commutateur pour le choix du paramètre à mesurer, le voltmètre digital éventuellement précédé d'un amplificateur.

Ajoutons que la même société présente plusieurs appareils digitaux. A côté du voltmètre-quotientmètre de haute précision *BIE 2 116* (étendue de mesure  $\pm 10 \mu\text{V}$  à  $\pm 1 000$  V, précision  $\pm 5.10^{-5} \pm 1$  unité nous avons remarqué le multimètre numérique *BIE 2 144* aux possibilités très étendues.

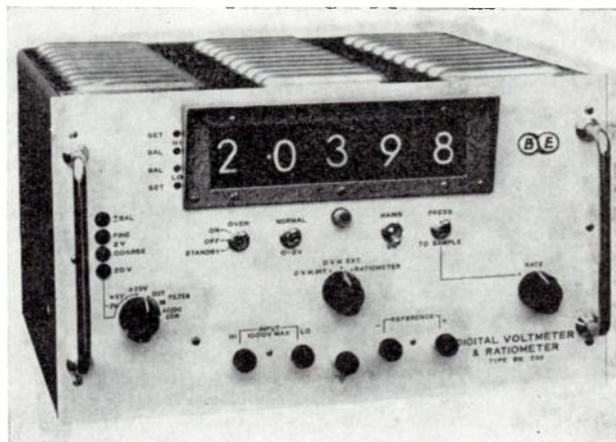


FIG. 15. — Voltmètre numérique type BIE 2116 (BLACKBURN-ELECTRONICS).

**ROBAND (G.B.)**, représenté par les Etablissements **TRANCHANT** développe une série très étendue d'alimentations à haute stabilité. Il existe en particulier un modèle 100 V - 1 A avec une stabilité de  $1.10^{-8}$  ainsi qu'un modèle 0 à 20 V - 100 A.

**HEATHKIT BY DAYSTROM (U.S.A.)**, représenté par le **BUREAU DE LIAISON**, propose en particulier un ondemètre dynamique (grid-dip) à diode tunnel.

Citons chez **JERROLD (U.S.A.)**, dont la représentation est assurée par le **BUREAU DE LIAISON**, un nouveau générateur wobblé. C'est le modèle 900 B permettant des largeurs de bande de wobblation allant de 10 kHz à 400 MHz de 500 kHz à 1 200 MHz.

**MILLIVAC INSTRUMENTS (U.S.A.)**, représenté par les Etablissements **TRANCHANT**, produit des microvoltmètres picoampères pour courant continu, particulièrement sensibles. Signalons le type *MV 87 A* à 13 échelles de tension de  $\pm 1 \mu\text{V}$  pleine échelle à  $\pm 1 \text{ V}$  à  $\pm 2 \%$  près et 17 échelles de courant de  $\pm 10$  picoampères à  $\pm 1 \text{ mA}$  à  $\pm 3 \%$  près avec une impédance d'entrée de 100 k $\Omega$  à 100 M $\Omega$  et un bruit de 0,1  $\mu\text{V}$  et le type *MV 97 A* à 15 échelles de tension de  $\pm 0,1 \mu\text{V}$  pleine échelle à  $\pm 1 \text{ V}$ , à  $\pm 2 \%$  près et 17 échelles de courant de  $\pm 10$  picoampères à  $\pm 1 \text{ mA}$  à  $\pm 3 \%$  près avec une impédance d'entrée de 10 k $\Omega$  à 100 M $\Omega$ .

**CIMATIC**, distribué par **IMEX-FRANCE**, présente un nouvel enregistreur **CIMAGRAPHÉ** modèle 30/40 C.M. aux caractéristiques améliorées : vitesse maximale en X et Y 50 cm/s au lieu de 30 ;

linéarité propre  $\pm 0,1 \%$  au lieu de  $\pm 0,2$  et dont la sensibilité peut aller jusqu'à 40  $\mu\text{V/cm}$ .

Citons également le **CIMAPOT**, enregistreur du type potentiomètre asservi, qui possède deux voies  $Y_1$  et  $Y_2$  absolument identiques, d'une sensibilité normale de 100  $\mu\text{V/cm}$  dont la largeur utilisable du diagramme est de 25 cm.

**EBAUCHES (C.H.)**, représenté par la **SOCIÉTÉ ELECTRONIQUE**, qui a complété sa gamme d'appareils de contrôle des caractéristiques de transistors (Betamètre, mesureur du facteur de bruit, mesure des paramètres hybrides, traceur de caractéristiques, etc.), présente également des étalons de fréquence et des horloges à quartz de haute précision.

**ELECTRO-INSTRUMENTS (U.S.A.)**, représenté par **RTI**, propose une gamme d'amplificateurs de mesure (courant continu) de haute stabilité, ainsi qu'un voltmètre digital à 5 décimales modèles 883. Tous ces appareils sont entièrement transistorisés.

Au stand **W. H. SANDERS (G.B.)**, représenté par **SCAIB**, nous avons remarqué un wattmètre hyperfréquence avec correction automatique de l'erreur due à la température ainsi qu'une gamme étendue d'éléments hyperfréquences permettant la réalisation de bancs de mesure de 8 mm à 10 cm de longueur d'onde.

La **Société SPERRY (U.S.A.)**, représentée par **R.T.I.**, présente une série complète de klystrons forte puissance (10 kW) entre 4,4 et 10,5 GHz, ainsi que le récepteur hyperfréquence type 61 A1 alliant sensibilité ( $-110 \text{ dBm}$ ) et précision (précision et résolution meilleures que 0,02 dB).

## ASSEMBLÉE GÉNÉRALE ORDINAIRE du 10 janvier 1963

La séance est ouverte à 17 h à l'Amphithéâtre Paul Janet de l'Ecole Supérieure d'Electricité, sous la présidence de M. Bernard DECAUX.

### Rapport du Trésorier présenté par M. MOULON

Comptes d'exercice pour la période  
du 1<sup>er</sup> janvier au 15 décembre 1962

RECETTES	
1° Cotisations 1962 et antérieures .....	53 659,27
2° Cotisations en avance .....	49 382,48
3° Subvention « Guerre » 1962 .....	750,00
4° Remboursements divers .....	786,37
5° Intérêts et agios .....	742,31
	105 320,43
A rembourser .....	55,00
	105 375,43
DÉPENSES	
1° Frais de Secrétariat .....	42 649,77
2° Frais de Réunions .....	12 299,10
3° Groupes de Province .....	2 975,00
4° U.A.S.I.F. ....	1 977,00
5° Onde Electrique .....	16 991,81
6° Matériel .....	3 231,65
7° Banquet annuel .....	499,50
8° Voyage à Moscou .....	1 845,30
9° Divers .....	1 452,00
10° Bons du Trésor .....	19 930,00
	103 851,13
Excédent des recettes sur les dépenses ...	1 524,30
	105 375,43
En caisse au 1 <sup>er</sup> janvier 1962 .....	75 279,39
se décomposant en	
{ CCP .....	36 696,58
{ Banque .....	38 203,93
{ Espèces .....	378,88
Excédent des rentrées sur les sorties .....	1 524,30
En caisse au 15 décembre 1962 .....	76 803,69
se décomposant en	
{ CCP .....	32 726,16
{ Banque .....	43 198,30
{ Espèces .....	879,23

### Bilan

#### ACTIF

Frais de constitution .....	0,01
Emprunt 3,5 % 1952 .....	4 200,00
Certificats d'investissements 1953 .....	10 000,00
Bons du Trésor .....	40 000,00
CCP .....	32 726,16
Banque .....	43 198,30
Espèces .....	879,23
	131 003,70

#### PASSIF

Réserve statutaire .....	18 320,00
Provision Annuaire .....	22 500,00
Provision Prix Henri Abraham .....	1 000,00
Provision Voyage à Moscou .....	1 050,00
A rembourser .....	55,00
Cotisations en avance .....	49 382,48
Réserves .....	38 696,22
	131 003,70

#### Résultat de l'exercice :

Augmentation des réserves .....	8 401,93
Réserves du précédent Bilan .....	30 294,29
	38 696,22

La comparaison poste par poste des comptes ordinaires des années 1962 et 1961 ne fait apparaître aucune différence sensible, si l'on met à part la dépense fictive que constitue l'achat de Bons du Trésor. Par contre, la dépense exceptionnelle d'environ 6 000 F en 1961, due à un congrès antérieur, ne se retrouve pas en 1962. Ceci explique le résultat positif de 8 400 F, mis en évidence par le bilan, cette somme étant de l'ordre de grandeur de l'accroissement des réserves de l'année précédente augmentée de la dépense exceptionnelle.

Cet accroissement favorable des réserves n'avait pas été prévu, bien au contraire, lors du rapport de l'année dernière. Il est dû en grande partie au fait que les dépenses de Secrétariat et d'Onde Electrique n'ont pas augmenté, bien que nos activités aient été, elles, en s'accroissant comme prévu.

Nous n'oserons formuler de prévisions trop précises pour 1963, mais il est tout de même certain que, sauf catastrophe imprévisible, la Société ne devrait pas avoir de souci financier dans l'année qui vient.

**Compte rendu des Commissaires aux Comptes**  
présenté par  
**MM. CHAVANCE, DUMOUSSEAU et DE VERDIÈRE**

Mesdames, Messieurs,

Conformément aux décisions que vous avez prises à votre Assemblée Générale du 25 janvier 1962, nous avons examiné les comptes de votre Société pour l'exercice 1962.

Ces comptes font apparaître un accroissement des dépenses de 19 136,73 F par rapport à l'année précédente et une diminution des recettes de 5 401,07 F. Ces variations résultent principalement :

- pour les dépenses, d'un achat de bons du Trésor de 20 000 F, se retrouvant dans l'actif,
- pour les recettes, de l'arrêt exceptionnel des comptes au 15 décembre au lieu du 31 décembre tel qu'il est fait habituellement, le mois de décembre étant le mois où rentre une fraction importante des cotisations.

Le bilan fait apparaître une augmentation des réserves de 8 401,93 F, qui montre la saine gestion de la Société, tout en laissant les réserves à un niveau très raisonnable par rapport au bilan.

L'examen détaillé des comptes que nous avons fait avec le concours de votre Secrétaire Général et de votre Trésorier nous engage à vous proposer l'approbation des comptes de l'exercice 1962.

Nous vous proposons également de témoigner votre satisfaction et d'adresser vos remerciements à votre Secrétaire Général, l'Ingénieur en Chef FLAMBARD et à votre Trésorier, M. MOULON ainsi qu'au personnel du Secrétariat pour les soins constants qu'ils ont apportés à la gestion des comptes de votre Société.

**Rapport Moral**

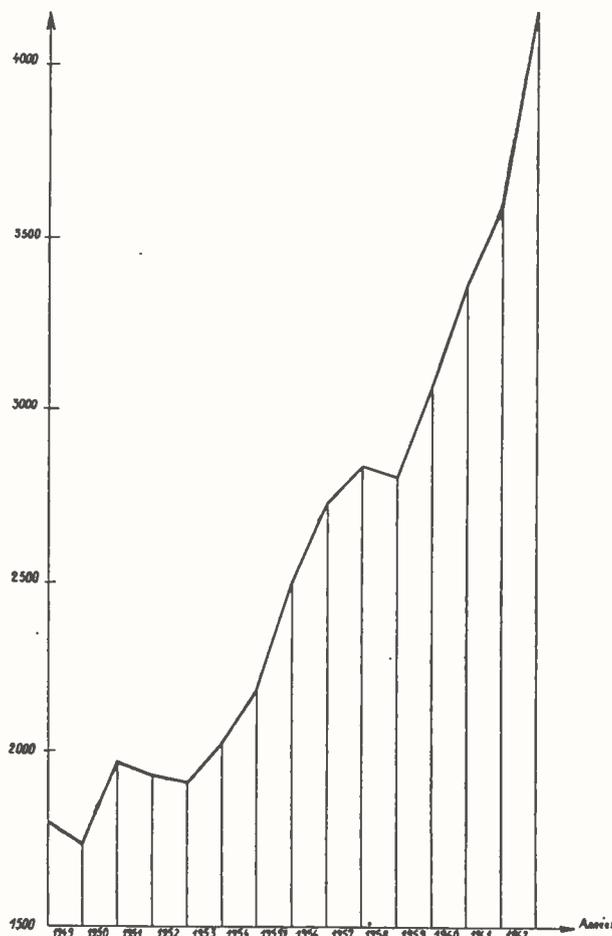
présenté par M. A. FLAMBARD, Secrétaire général.

Mes Chers Collègues,

Dans ce rapport qui est un peu l'examen de conscience annuel de ceux à qui vous avez confié la charge de diriger notre Société, vous avez pu relever depuis quelque temps déjà ce souci, nous pourrions presque dire cette obsession, de ne pas être en retard sur l'évolution du monde. Cette préoccupation est à la mesure de la vitesse de l'évolution en question : la rapidité du progrès dans le petit univers des électroniciens et des radioélectriciens ne peut laisser sans une certaine inquiétude ceux qui assument la responsabilité de guider l'activité de la S.F.E.R.

L'année dernière nous nous étions attachés, entre autres choses, à l'importante question de nos effectifs qui, disions-nous alors, s'accroissaient trop lentement pour être considérés comme vraiment représentatifs de l'état actuel des sciences et des techniques qui sont de notre domaine. Pour éclairer ce point il n'est peut-être pas inutile d'effectuer un retour sur le passé en faisant appel à quelques éléments statistiques. La courbe ci-contre représente l'évolution du nombre de nos adhérents depuis quinze ans. En 1948 la Société des Radioélectriciens compte 1 800 membres. Cet effectif est considérable si l'on tient compte des circonstances. La guerre, en effet, a complètement paralysé la Société et il a fallu, après la libération, repartir pratiquement de zéro. On doit être reconnaissant du remarquable résultat obtenu aux présidents de l'époque, aux membres du Bureau qui les assistaient et notamment au regretté Roger RIGAL. Les vicissitudes des quatre années suivantes sont traduites par le tracé hésitant du graphique dont l'allure ne change de façon décisive qu'en 1953. On atteint alors le nombre de 2 000 membres et l'allure ascendante de la courbe s'affirme maintenant de façon incontestable. Un fléchissement en 1957, une régression en 1958 sont des accidents liés certainement à la récession économique passagère qui affecte à ce moment notre pays beaucoup d'autres. De nouveau la croissance reprend et la Société compte plus de 3 000 membres à la fin de 1959. Pendant les trois années 1959, 1960 et 1961, 800 adhérents viennent grossir nos rangs mais, bien que la croissance soit alors régulière, sa vitesse nous semble très insuffisante pour porter assez rapidement l'effectif au niveau que nous estimons devoir atteindre si notre Société était bien connue de tous ceux qu'elle pourrait valablement inscrire sur ses contrôles. Cette considération a conduit votre Conseil, à la fin de 1961, à entreprendre l'effort de propagande dont nous vous rendions compte dans le dernier rapport moral. Il semble difficile de ne pas attribuer à cet effort le bilan de l'année

Nombre de membres



Evolution du nombre des membres de la S.F.E.R. de 1948 à 1962

1962, c'est-à-dire l'inscription de 600 nouveaux membres qui correspond à une vitesse de croissance égale à 2,25 fois la moyenne des trois années précédentes. Ainsi, en doublant le cap de la quarantième année, notre Société franchissait le niveau de 4 000 adhérents, l'effectif en fin d'exercice atteignant 4 200, ce qui représente une augmentation de 15 % environ en un an. Nous n'aurons pas l'imprudence de compter, certes, sur la permanence d'un pareil taux d'accroissement et nous laisserons à chacun le soin, en considérant notre graphique, de se livrer aux extrapolations que ses réflexions pourront lui suggérer. Il n'est que trop certain que la propagande ne porte tous ses fruits qu'à condition d'être soutenue dans le temps et, pour permettre à la S.F.E.R. de faire face à ses devoirs dans les années qui viennent, il faudrait que chacun eût conscience du rôle qu'il peut jouer dans des contacts personnels sans lesquels les circulaires les mieux rédigées n'ont que peu d'effet. Nous ne saurions trop vous répéter combien il est important que notre Société puisse s'appuyer sur des effectifs suffisants pour avoir la vigueur qu'il lui faudra montrer lors de l'entrée dans la carrière de la vague démographique des années 1945 et suivantes. Les générations actives vont s'étoffer brusquement et il serait paradoxal qu'un des premiers bénéficiaires n'en soit pas l'électronique pour laquelle notre pays a une vocation toute indiquée. Il faudra alors que nous présentions le cadre solide qui permettra d'intégrer parmi nous les jeunes qui, en nombre important, viendront frapper à notre porte.

Si la solidité de ce cadre repose tout d'abord sur le nombre de nos adhérents, sa structure n'a pas moins d'importance. Des réformes de cette structure ont déjà été envisagées ou réalisées depuis quelques années. En 1961 nous avons notamment entrepris la réorganisation de nos Sections d'Etudes qui, depuis le milieu de l'année 1962, fonctionnent suivant la nouvelle formule. Il y a maintenant 12 Sections dont les attributions sont adaptées aux spécialités d'aujourd'hui dans les domaines qui nous concernent. Cette réforme, cependant, n'est pas apparue suffisante.



Assemblée Générale de la S.F.E.R.  
Vue de l'Amphithéâtre Paul Janet de l'E.S.E.

L'activité de nos Sections est, grosso modo, mesurée par le nombre des réunions qu'elles tiennent et par l'effectif des assistants. En 1962 nous avons compté 18 réunions de Sections contre 23 en 1961. Mais cette diminution n'est pas significative d'autre chose que des perturbations apportées par la réorganisation. En revanche nous attachons plus de sens au fait que, d'une séance à l'autre, le nombre des auditeurs varie énormément. Une remarque du même genre peut être faite en ce qui concerne nos réunions générales : nous en avons tenu 15 en 1962 contre 14 en 1961 et autant en 1960. Mais, là encore, le nombre des assistants a été très variable et, en moyenne, très peu supérieur à celui que nous constatons les années dernières. Il semble donc que le changement d'horaire et de jour effectué au mois d'octobre 1961, après consultation de nos membres, n'ait pas l'importance que nous avions supposée. Ces constatations ont conduit d'abord notre Bureau à chercher une formule susceptible d'améliorer le rendement du travail de nos présidents et secrétaires de Sections. Les responsables ont été réunis par le Président de la S.F.E.R. et invités à établir un programme d'activité pour l'année 1963. Les dispositions adoptées, d'ores et déjà, pour certaines Sections, comportent de véritables petits colloques d'une demi-journée autour d'un centre d'intérêt déterminé. Des conférences d'introduction ou de conclusion au programme de ces Sections auraient lieu au cours de nos réunions générales qui seraient ainsi mise en harmonie avec celles de nos Sections d'études. Cette collaboration plus étroite du Bureau avec ces dernières aura un avantage supplémentaire car elle facilitera l'organisation matérielle et donnera à nos collègues la possibilité de connaître à l'avance le programme de nos travaux et de se rendre libres, nous l'espérons, plus aisément pour y participer.

Votre Conseil n'a pas oublié nos collègues que l'activité qui s'exerce dans la région parisienne ne peut concerner qu'indirectement. Cherchant à resserrer les liens avec les Groupes régionaux, il a décidé d'inviter leurs présidents à assister à ses séances afin d'examiner avec eux les moyens d'augmenter la participation des membres résidant loin de Paris à la vie de la Société. Cette mesure a pris effet dès le mois de mai dernier. A cette époque nous avons d'ailleurs eu le plaisir de voir se réaliser nos projets concernant l'installation d'un Groupe de la S.F.E.R. à Lyon. Ce dernier a été inauguré au mois de février 1962 et sa présidence confiée à M. le Professeur SARAZIN.

Au titre de l'activité de la S.F.E.R. nous avons l'habitude de citer les résultats obtenus dans la publication de *l'Onde Electrique*. Nous en dirons simplement que, grâce aux efforts de notre Comité de Rédaction et des Editions CHIRON, elle conserve la première place des revues de l'espèce en France, tant par la qualité et l'étendue du texte que par sa présentation.

La publication de notre Annuaire est aussi l'objet de tous nos soins. Sa parution a été, cette année, retardée par suite du changement de la formule adoptée pour sa publication. En revanche il comporte une liste des membres par répartition géographique, liste qui n'existait plus depuis plusieurs années. Nous espérons que désormais la mise au point du processus nous permettra de le publier vers le mois d'octobre et peut-être d'en établir un chaque année.

Vous savez que parmi les activités caractéristiques de notre Société, l'organisation de Congrès est devenue, ces dernières

années, l'une des plus importantes. En 1962 cependant nous avons fait relâche dans ce domaine mais de larges perspectives s'ouvrent actuellement devant nous.

L'an dernier nous vous avons fait connaître l'organisation d'un Congrès dont l'initiative revenait à l'INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS des Etats-Unis qui avait ainsi, à l'occasion de la création de sa Section française, manifesté un sympathique esprit de collaboration avec la S.F.E.R. Vous avez, depuis lors, reçu les circulaires qui en annonçaient le déroulement du 11 au 15 février 1963. Cette date est maintenant toute proche et nous pouvons dire que le succès est certain. Brillamment dirigé par notre Vice-Président, le Professeur GRIVET, le Comité d'Organisation a obtenu que nous puissions utiliser le titre de Troisième Congrès International d'Electronique Quantique. Pour la première fois, un Congrès portant ce nom se tiendra en Europe, les deux premiers ayant été organisés par les Etats-Unis d'Amérique. En dehors du concours que nous apporte l'I.R.E. nous avons reçu d'Amérique l'aide précieuse de l'OFFICE OF NAVAL RESEARCH et, en France, la très efficace collaboration de la FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES ELECTRONIQUES.

Mais avant que ne se soit tenu le Congrès en question que nous préparons depuis plus d'un an, nous avons été sollicités d'en organiser trois autres.

Depuis qu'en 1956 notre Société organisait le premier Congrès sur les tubes pour hyperfréquences, d'autres réunions ont eu lieu en Grande-Bretagne, en Allemagne et en Hollande pour traiter le même sujet. Au cours de la dernière, les représentants de plusieurs nations ont demandé que la prochaine soit organisée en France. Cette requête a été transmise à votre Conseil qui a accepté que notre Société prenne en charge l'organisation de ce Congrès. La période de deux années étant devenue classique pour cette manifestation, c'est donc en 1964 que se tiendra à Paris le Cinquième Congrès des tubes pour hyperfréquences. M. PICQUENDAR, Président de notre 4<sup>e</sup> Section d'Etudes, a accepté d'en diriger l'organisation. Ici encore la F.N.I.E. nous donnera son patronage.

Mais la demande dont nous avons été ainsi l'objet et que nous avons mis notre point d'honneur à accepter, nous a fait différer un autre projet. Déjà, en effet, nous avons été sollicités par la F.N.I.E. d'organiser en 1964 un Colloque sur les « mémoires ». Nous avons donné naturellement priorité à la demande faite sur le plan international mais nous voilà d'ores et déjà pourvus d'un sujet de Colloque pour 1965.

Enfin le Commissariat à l'Energie Atomique, par le truchement de M. DESNEIGES, l'actif Président de notre 11<sup>e</sup> Section, nous a demandé de prendre la direction de l'organisation d'un Colloque d'Electronique Nucléaire dans l'automne de 1963. Ce Colloque sera la réplique de celui qui connut tant de succès en septembre 1958 et dont la mise sur pied avait été effectuée sous la direction du regretté Pierre HERRENG. Le Comité d'Organisation a commencé ses travaux sous la direction de M. MAILLET, Directeur Général de la Société « Intertechnique ».

Nous osons espérer que ces rencontres internationales seront pour notre Société autant d'occasions de confirmer la réputation dont elle jouit maintenant dans ce domaine.

Ayant ainsi passé en revue les événements, il nous reste à parler des hommes.

Le 30 juin dernier nous avons vu trois de nos présidents de Sections arriver à la fin de leur mandat : M. ANGEL qui a dirigé la Section de Télévision d'abord par intérim, puis comme titulaire, pendant plus de cinq ans, M. LABEYRIE qui était à la tête de la Section d'Electronique Nucléaire et M. RIVIERE qui présidait la Section d'Etudes de la Formation du personnel technique. Votre Conseil leur adresse les plus vifs remerciements pour le dévouement dont ils ont fait preuve dans l'exercice de leur mandat. Comme vous le savez, la réorganisation des Sections a entraîné un mouvement de leurs présidents et, pour remplacer les sortants et remplir la place supplémentaire créée par l'augmentation du nombre des Sections, nous avons fait appel aux quatre personnalités suivantes : M. Ch. DUFOUR, Directeur du Département « Composants Electroniques » de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ, pour la présidence de la Section « Physique de l'état solide » ; M. DANZIN, Directeur du Groupement « Composants » de la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL, Président de la Commission technique de la FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES ELECTRONIQUES, pour la Section « Composants Electroniques » ; M. VOGÉ, Ingénieur

en Chef des Télécommunications au CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, pour la Section « Propagation des Ondes » et M. DESNEIGES, Chef de la Section d'Électronique Appliquée au COMMISSARIAT A L'ÉNERGIE ATOMIQUE, pour succéder à M. LABEYRIE. Huit présidents de Sections dont le mandat n'était pas arrivé à expiration, le poursuivent à la tête des Sections de la nouvelle formule.

Nous devons maintenant vous présenter les candidats sur lesquels nous vous demandons de porter vos suffrages.

Comme Président de la Société pour 1964 nous vous proposons M. l'Ingénieur Général des Télécommunications BRAMEL de CLEJOUX, Directeur des Services d'Enseignement des POSTES et TÉLÉCOMMUNICATIONS, dont il n'est pas nécessaire de rappeler la carrière dans l'Administration, carrière qui l'a conduit jusqu'aux hautes fonctions qui sont aujourd'hui les siennes et qui suffirait à lui donner les titres voulus pour diriger la S.F.E.R. Nous tenons, en revanche, à souligner l'intérêt que M. BRAMEL de CLEJOUX a montré de longue date pour notre Société dont il est membre depuis 1934, comme en témoignent les services qu'il nous a rendus en qualité de Secrétaire de 1937 à 1939, Commissaire aux Comptes en 1945 et membre du Conseil de 1946 à 1948.

Pour remplacer M. PORTIER dont la rigueur des statuts ne permet pas de prolonger le mandat, nous proposons M. SURDIN, Chef du Département d'Électronique au COMMISSARIAT A L'ÉNERGIE ATOMIQUE. M. SURDIN est déjà bien connu de nous : membre du Conseil de 1951 à 1953, puis fondateur et premier président de notre Section d'Électronique Nucléaire, il a été l'inspirateur du Colloque d'Électronique Nucléaire en 1958.

Pour remplacer M. FLAMBARD qui termine son second mandat de Secrétaire Général, nous avons indiqué M. CABESSA, Secrétaire Général Adjoint. M. CABESSA qui est Directeur de la Division « Systèmes Electroniques » de la Société « LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE » a des titres exceptionnels pour exercer le mandat que nous vous demandons de lui confier. Trésorier de 1946 à 1956 et, depuis cette époque, Secrétaire Général Adjoint, M. CABESSA remplit depuis 16 ans des fonctions dans notre Bureau. Il y a là des gages de compétence et de dévouement qui ne pouvaient manquer de guider notre choix.

M. MOULON, arrive à la fin de son deuxième mandat de Trésorier. Il a bien voulu consentir à nous laisser présenter une troisième fois sa candidature. Nous disons simplement, en ce qui le concerne, que le passé répond de l'avenir.

M. THUE, Secrétaire sortant, ne peut, en vertu des statuts, voir renouveler son mandat. Mais les statuts n'interdisent pas de le proposer pour d'autres fonctions. C'est pourquoi nous vous demandons de l'élire au siège de Secrétaire Général Adjoint laissé vacant par M. CABESSA. Cette preuve de confiance sera en même temps un acte de reconnaissance pour les services passés.

Il reste donc à pourvoir au remplacement de M. THUE comme Secrétaire. Pour cela nous présentons la candidature de M. COUPRIE, jeune ingénieur de la RADIODIFFUSION TÉLÉVISION FRANÇAISE, qui a la caution de ceux de ses anciens qui se sont eux-mêmes dévoués à notre cause.

Vous avez encore à pourvoir au remplacement de huit membres du Conseil non rééligibles et à la nomination de trois Commissaires aux Comptes. Nos propositions sont toujours inspirées des mêmes principes : assurer une représentation aussi étendue que possible de nos membres par les personnes les plus qualifiées par leur compétence et leur dévouement afin qu'elles puissent nous aider à faire progresser notre Société au rythme que l'évolution du moment nous impose.

*Mes Chers Collègues,*

Pour la sixième fois depuis que vous avez bien voulu me désigner comme Secrétaire Général, je viens de vous présenter le rapport de notre Conseil. Au moment où je vais abandonner mes fonctions je vous demande de me permettre d'ajouter à ce rapport quelques mots personnels.

En prenant mes fonctions je vous avais dit combien je me trouvais confus de me voir figurer à la suite de la liste assez brève mais impressionnante par la qualité de ceux qui y sont inscrits, de nos anciens secrétaires généraux. Votre confiance m'a valu, en plus de cet honneur, une expérience inégalable.

Pour l'un et pour l'autre je vous exprime toute ma reconnaissance.

Les charges attachées aux fonctions de Secrétaire Général sont assez lourdes, il serait absurde de vouloir le dissimuler, mais elles permettent de connaître la vie d'une société comme la nôtre d'une façon unique. L'intérêt qu'on y trouve compense largement les efforts nécessaires.

En ce qui me concerne d'ailleurs, je ne saurais dire à quel point j'ai apprécié l'ambiance dans laquelle j'ai pu exercer ces fonctions : bienveillante compréhension des présidents, dévouement des membres du Bureau et du Conseil, ardeur et efficacité de la Rédaction de l'*Onde Electrique*. Je voudrais, de plus, vous signaler particulièrement les services que nous rend à tous le Secrétariat. Il se peut que les traces de son activité, quoique nombreuses et apparentes, ne traduisent pas toujours, pour quiconque n'est pas en contact avec lui, la somme de travail que deux personnes seulement doivent fournir pour assurer le service de plus de 4 000 adhérents : correspondance, circulaires, envoi de l'*Onde Electrique*, recouvrement des cotisations, rédaction de l'Annuaire, etc. Je tiens, en particulier, à vous signaler tout ce que la S.F.E.R. doit à Mademoiselle MAILLOCHON qui se dépense sans compter, depuis tant d'années, pour assurer la bonne marche de ce Secrétariat. Sa connaissance de la Société, son esprit d'initiative et son inlassable activité constituent pour les responsables de notre administration l'appui le plus sûr et leur offrent une sécurité absolue pour l'exécution de tâches ingrates mais nécessaires à la vie même de la Société.

La S.F.E.R., par ailleurs, si vous voulez bien suivre les propositions de notre Conseil, va trouver en la personne de M. CABESSA une chance exceptionnelle pour continuer son œuvre. Comme il vous était rappelé tout à l'heure, ce sont 16 années consécutives d'activité au sein du Bureau qui lui servent de référence, sans compter ses talents bien connus d'ingénieur et ses qualités d'homme. Si je ne craignais pas d'employer un mot auquel certaines circonstances historiques ont donné un sens ironique qui est à l'opposé de ma pensée, je dirais que M. CABESSA c'est le Secrétaire Général « introuvable ». En lui confiant le poste pour lequel le Conseil a présenté sa candidature vous lui offrez l'occasion de servir la S.F.E.R. de la façon la plus efficace et vous pouvez être certains de n'être pas déçus.

Enfin, mes Chers Collègues, je rappellerai en terminant que, selon les dispositions que notre Assemblée Générale a introduites, voici quelques années, dans nos statuts, les anciens Secrétaires Généraux ont accès au Bureau avec voix délibérative. Ces quelques mots marquent donc simplement la fin de mes fonctions mais ne constituent pas un adieu. Sachez que je m'efforcerai de reconnaître la confiance dont vous m'avez honoré en mettant au service de la S.F.E.R., dans toute la mesure de mes moyens, l'expérience acquise pendant six années de mandat.

**Allocution de M. Bernard DECAUX**

*Président sortant*

Mes Chers Collègues,

S'il est un peu mélancolique d'avoir à quitter des fonctions comme celles de Président de la S.F.E.R. ce n'est pas, pour ma part, dû au regret de rentrer plus ou moins dans le rang après avoir occupé la première place. C'est plutôt parce que cela conduit à un examen de conscience. Je m'aperçois qu'il y a bien loin des services que j'ai pu rendre à notre Société à ceux que j'aurais dû rendre et à ceux que j'espérais rendre.

Un an s'est écoulé, ou presque, puisque la tradition de notre Société plaçait son Assemblée Générale dans la dernière semaine de Janvier. Si j'ai demandé à l'avancer d'une quinzaine de jours, c'est que la semaine prochaine je dois, avec plusieurs d'entre nous, me rendre à Genève pour l'Assemblée Plénière du C.C.I.R qui durera un mois.

Un an s'est écoulé, donc, et son bilan vient de vous être présenté par notre Secrétaire Général. Notre Société manifeste tous les symptômes d'une bonne santé. Je ne dirais pas comme le Dr KNOCK que c'est ainsi une malade qui s'ignore ; il est bon cependant de ne pas se dissimuler que sa santé devrait s'améliorer encore. L'Électronique et la Radioélectricité ont pris un tel essor dans la vie moderne, la science et l'industrie françaises ont pris un tel développement dans ce domaine, que la S.F.E.R.

devrait avoir logiquement le double de membres, avoir une activité de ses réunions, de ses Sections et de ses Groupes de Province encore plus intense. C'est dire que mon successeur aura bien du travail en perspective, mais je sais que cela ne l'effraie nullement et qu'il saura mener à bien sa tâche.

Au moment de quitter le « fauteuil » présidentiel qui se matérialise habituellement par le premier banc de cet amphithéâtre, je voudrais exprimer ma gratitude à tous ceux qui ont facilité mon rôle au point que dans bien des cas il se bornait à exprimer une suggestion et à en admirer presque aussitôt la réalisation. Le Bureau et le Conseil de la Société sont, pour son Président, une aide constante et précieuse ; leurs réunions revêtent un caractère amical et efficace qui laisse des souvenirs bien agréables. Mais surtout je voudrais dire à notre Secrétaire Général, l'Ingénieur en chef FLAMBARD, au moment où il va quitter ses fonctions, la reconnaissance de notre Société et la mienne personnelle. Il est si discret, si effacé, que ceux qui ne l'approchent pas pourraient s'imaginer que la machinerie de la SFER tourne toute seule. Mais lorsqu'on le connaît, on s'aperçoit qu'en fait toute la responsabilité de son bon fonctionnement reposait sur lui. Son travail pendant ces sept années a été immense ; son ordre, sa précision, sa ponctualité ont été admirables. Si je ne savais pas combien M. CABESSA possède toutes les qualités nécessaires, je dirais qu'il assume une lourde succession ; mais je suis entièrement rassuré sur ce point. Je tiens aussi à dire que je m'associe personnellement sans réserve aux sentiments de reconnaissance que notre Secrétaire Général a exprimés à l'égard du personnel du Secrétariat, particulièrement à Mlle MAILLOCHON.

L'année passée étant une année paire, elle a vu l'attribution du Prix Henri ABRAHAM, fondé comme vous le savez pour perpétuer la mémoire de notre regretté Président de 1940, assassiné à Auschwitz, qui dans sa carrière trop tôt brisée, avait mené à bien de remarquables réalisations pendant la période héroïque de la T.S.F. et tracé de magnifiques perspectives d'avenir.



Remise du Prix Henri ABRAHAM 1962 à M. Bernard DEVIN par M. Bernard DECAUX

Le Jury du Prix Henri ABRAHAM l'a décerné à M. Bernard DEVIN qui dirige une équipe de chercheurs au Service d'Electronique Physique du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, après avoir passé quelques années dans l'industrie. Le travail qu'il a présenté porte sur un sujet particulièrement d'actualité : la conversion d'énergie. L'un des procédés les plus nouveaux et les plus prometteurs est celui qui transforme directement, par voie électronique, l'énergie thermique en énergie électrique à haute température dans les diodes à plasma. Il peut s'agir là de méthodes applicables à de grandes énergies puisqu'on les envisage pour améliorer le rendement des centrales nucléaires ou pour utiliser l'énergie solaire. M. DEVIN a étudié à fond le rendement théorique maximal de tels convertisseurs et il prépare l'application pratique de cette étude. En remettant à M. DEVIN le prix Henri ABRAHAM 1962, je suis heureux de le féliciter au nom de notre Société et en mon nom personnel.

L'évolution de notre Société depuis la T.S.F. jusqu'à l'Electronique pourrait être difficilement mieux symbolisée que par la carrière de notre nouveau président.

Cher Monsieur LEHMANN,

Voici sept ans, à quelques jours près, vous me transmettiez les pouvoirs présidentiels du Comité National Français de Radio-électricité Scientifique. Aujourd'hui la situation se retourne et je vais vous transmettre ceux de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens. Voici bien longtemps que nous nous connaissons et, quand je remonte loin dans mes souvenirs, je vous revois mêlé à l'activité de notre Société. N'étions-nous pas ensemble au Bourget, jeunes l'un et l'autre, pour une démonstration d'appareillage radio de navigation et d'atterrissage des avions, organisés par la Société ? Un jour vous exposiez devant nos collègues les propriétés d'une nouvelle antenne pour ondes très courtes, que nos jeunes successeurs appellent un peu prétentieusement « folded dipole » alors qu'ils devraient logiquement l'appeler « antenne LEHMANN » comme ils disent « antenne YAGI ». Une autre fois vous signaliez la production de parasites sur ondes courtes par l'ampoule de certaines lampes à incandescence. Peu de temps après la guerre vous étiez le premier à nous parler de la température et de la thermodynamique des antennes, publiant ainsi un travail d'avant-garde que vous aviez mené discrètement il y a 20 ans.

Tout cela ce sont des souvenirs de quelques-unes de vos communications. Comment ne pas rappeler des souvenirs plus personnels des périodes tragiques, nos rencontres sur les routes de l'exode et dans cette tentative de reconstitution de laboratoires près de Limoges ? De nouveau la fuite et nous nous retrouvions autour de notre cher disparu Paul LABAT. Et encore à Lyon où vous étudiez clandestinement des radars...

J'ai dit tout à l'heure que votre carrière symbolisait l'évolution de notre Société. N'êtes-vous pas en effet un ancien radio-électricien devenu un électronicien et même un électricien, préfigurant ainsi probablement l'évolution future de notre Société ? D'ailleurs quelle branche de la science et de l'industrie n'a pas vu votre activité s'y intéresser ? Chimiste à votre sortie de l'Ecole Centrale, vous vous trouviez rapidement à la tête de la SADIR à laquelle vous donniez une remarquable impulsion jusqu'à la guerre. C'est ensuite le Laboratoire Central de Télécommunications où vous fûtes Directeur Scientifique pendant pas loin de 20 ans, coupés par un séjour au Federal Telecommunications Laboratory américain après l'invasion de la zone dite « libre ». Mais cela ne vous suffisait pas et, professeur à l'Ecole Centrale puis à l'Ecole Supérieure d'Electricité, Ingénieur-Conseil à l'ONERA puis au CEA, vous fondiez aussi la Société des Servo-mécanismes Electroniques. Vous voici maintenant Directeur Scientifique à la Cie Générale d'Electricité, bouclant ainsi un circuit fermé puisque vos anciennes activités de chimiste s'étaient exercées dans l'une des Sociétés de la C.G.E... Vous abordez maintenant les sujets les plus divers et les gigantesques transports d'énergie à grande distance ne vous éloignent pas des piles à combustibles ou de la transposition des techniques électroniques aux problèmes du gros matériel électrique.



Assemblée Générale de la S.F.E.R.  
à gauche M. Bernard DECAUX, président sortant  
à droite M. Gérard LEHMANN, président pour 1963

Vous voyez, mes Chers Collègues, que vous aviez bien des raisons d'appeler M. LEHMANN à votre tête. J'ajoute qu'il possède de remarquables qualités de conférencier, en particulier par sa clarté d'exposition et la largeur de ses vues. Vous le saviez déjà et vous allez en juger tout à l'heure.

Je suis heureux, cher Monsieur LEHMANN, de vous transmettre, avec la symbolique sonnette, la Présidence de la SFER.

#### Allocution de M. Gérard LEHMANN

Monsieur le Président,  
Mesdames, Messieurs,  
Mes Chers Collègues,

Le choix du nouveau président d'une Société scientifique est généralement guidé par deux considérations : en premier lieu, l'on a l'espoir que le nouveau président exercera une action utile à la Société ; nos Associations, en effet, riches surtout de la bonne volonté de leurs membres, comptent beaucoup sur l'activité de leurs Bureaux pour l'accomplissement de leur mission d'information. Mais aussi, l'on espère, à juste titre, que l'honneur de la Présidence sera agréable au nouvel élu. Je voudrais développer ces deux points aujourd'hui.

La Présidence de la S.F.E.R. m'apporte aujourd'hui une joie exceptionnelle à des titres divers et je veux que vous le sachiez ; je pense, en effet, que c'est le meilleur moyen d'exprimer ma gratitude et mes remerciements à mes collègues de la S.F.E.R. et du Bureau, qui m'ont donné cette magnifique marque d'estime.

Mes débuts dans la carrière de radioélectricien ont été difficiles. Il n'y avait, à l'Ecole Centrale, aucun enseignement de radioélectricité, en 1930. J'ai fait mes premières armes comme radio-amateur au sein du Réseau des Emetteurs Français, où se sont formés tant d'excellents électroniciens ; mes premiers articles techniques furent publiés par sa revue « Radio-REF ». Mais 1931 était l'année de la grande crise économique, et l'étiquette d'« amateur » n'était pas la meilleure pour devenir professionnel !

J'exerçai donc le métier de chimiste, pendant quelques années, à la SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES, à l'emplacement même, rue Emeriau, où s'élèvent aujourd'hui les laboratoires d'électronique de la Compagnie Industrielle des Téléphones. Enfin, le regretté Jacques BRÉGUET me prit avec lui à la SADIR ; c'est lui qui m'a mis le pied à l'étrier. La Société des Radioélectriciens m'apparaissait alors comme le cercle des élus. Quelle fierté et quelle joie d'en être le Président : soyez en profondément remerciés, mes chers collègues, et plus particulièrement le Général GUÉRIN et le Président DECAUX, à qui je dois le plus directement ce grand honneur.

Depuis quinze ans, mon travail s'est surtout déroulé au cœur de cette explosion de l'électronique hors des télécommunications. Le souffle de cette explosion m'a projeté vers les transports à très haute tension (750 kilovolts, aujourd'hui) et les nouvelles sources d'énergie électrique. Je pensais tristement que mes vieux amis de la radio imaginaient que je les avais abandonnés, oubliés ; de quelle magnifique manière ils m'ont prouvé qu'ils me considéraient toujours comme un des leurs.

Mes relations avec le LABORATOIRE NATIONAL DE RADIOÉLECTRICITÉ sont anciennes ; je l'ai toujours considéré comme l'un des hauts lieux de notre métier. J'y ai connu de grands savants comme vous-même, mon cher Président, qui avez ouvert à l'électronique le temple de la métrologie de haute précision, comme le R.P. LEJAY, fidèle ami des bons et des mauvais jours.

La vie de la S.F.E.R. connaît un très grand succès : la publication de l'*Onde Electrique*, l'une des plus belles revues techniques françaises, et même européennes, par sa présentation, et sa haute tenue scientifique. Elle connaît un demi-succès, commun à toutes nos Sociétés d'études : le nombre insuffisant de ses membres. C'est là un problème majeur. Notre Société compte aujourd'hui 4 200 membres. Suivant mon estimation, le nombre de ses membres possibles est compris entre 20 000 et 30 000 ; ces chiffres montrent l'ampleur de l'effort principal que nous devons faire.

L'INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS comptait, au jour de sa mort, le 31 décembre 1962, environ 100 kilomembres (1). De sa fusion avec l'AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS,



Assemblée Générale de la S.F.E.R.  
à gauche M. Bernard DECAUX

est né l'INSTITUTE OF ELECTRICAL and ELECTRONICS ENGINEERS, fort de plus de 150 kilomembres. La Société POPOFF groupe plus de 50 000 membres. Nous comptons 4 200 membres et notre état-major bénévole, assisté d'un inlassable secrétariat. Il faut persuader nos collègues que l'Etat-Major bénévole de la S.F.E.R. son Bureau, ses Sections d'Études, ses Groupes de province, le Comité de l'*Onde Electrique* ont le droit d'exiger de se sentir soutenus de l'adhésion et de la modeste cotisation de plus de 20 % de la profession.

L'électronique des télécommunications m'a permis d'éprouver le soutien d'hommes tel que le Colonel Paul LABAT, et le Colonel SOSTHENE BEHN, Président de l'INTERNATIONAL TELEGRAPH and TELEPHONE CORPORATION. Je désire, aujourd'hui, rendre hommage à leur mémoire.

L'électronique hors des télécommunications est devenue un ciment entre les sciences et les techniques les plus diverses, qui force l'électronicien à élargir au-delà de toute mesure le champ de ses connaissances.

Elle est née en 1906, lors de l'allocution prophétique de Maurice LEBLANC, prenant la Présidence de la Société Française des Electriciens. Je ne peux résister au plaisir de vous en citer l'extrait suivant : (2)

« Il semblerait, au premier abord, que les phénomènes des ampoules de Crookes soient simplement curieux et que les conditions très spéciales, où ils se manifestent, leur ôtent toute importance au point de vue naturel. Je crois, au contraire, que l'atmosphère où nous vivons empêche la manifestation des phénomènes les plus remarquables. Si nous vivions dans l'eau, au lieu de vivre dans l'air, certaines notions fondamentales, telles que celle du potentiel électrique, nous eussent toujours échappé. En constituant un espace vide d'air, nous nous remettons, dans le cas général de la nature et pouvons ainsi acquérir quelques connaissances des phénomènes qui se manifestent dans l'espace interplanétaire.  
« Leur étude ne servira pas seulement de contribution à la philosophie naturelle et l'art de l'ingénieur ne tardera pas à les utiliser. Déjà, les remarquables travaux de M. COOPER HEWITT nous ont montré le parti que l'on pouvait tirer des tubes à vapeur de mercure, non seulement pour faire d'intéressants appareils d'éclairage, mais aussi pour constituer un interrupteur et une soupape permettant de produire et de redresser des courants alternatifs de la plus haute fréquence. Lorsque ces nouveaux appareils seront devenus industriels, c'est-à-dire lorsque leur conduite sera devenue assez simple pour être confiée à un manoeuvre quelconque, ils nous fourniront, sans doute, le moyen de transmettre

(1) Sur l'origine et le premier emploi de cette unité non encore légale, consulter l'*Onde Electrique*, mars 1962, page 277, deuxième colonne.

(2) Bulletin de la Société Française des Electriciens, 1906, Tome 6, N° 55, pp. 211-217.

« de l'énergie à distance sans fil, au moyen d'oscillations électriques de grande fréquence. Quant au problème industriel, toujours posé et jamais résolu, celui de la transformation directe de la chaleur en électricité, j'ai toujours pensé que ce serait soit la chaleur à l'état rayonnant, soit la lumière, que l'on parviendrait à transformer économiquement et non la chaleur communiquée par conductibilité à un corps, et que cette transformation s'effectuerait dans un tube à vide. Ceci s'adresse surtout aux jeunes d'entre nous, qui seraient tentés par le démon de l'invention. Notre génération a vécu de l'induction et je crois que ce thème est usé. Nous avons passé notre temps à faire tourner des champs à gauche ou à droite et à combiner leurs mouvements avec ceux de collecteurs ou de balais. Ces questions ont été tellement travaillées de tout côté qu'on peut les considérer comme épuisées. Si l'on veut trouver quelque nouveauté, il faut la chercher dans les tubes à vide ».

Messieurs, je voudrais achever ce remerciement en imitant l'histoire des langues d'Esopo.

L'électronique est la science des jeunes, car elle symbolise pour eux l'avenir. Mais elle est aussi la science des vieux, car elle sert de support à la curiosité de l'âge mûr, curiosité qui, comme chacun sait, s'étend en surface, même si elle perd en profondeur.

Le vieil électronicien, que je me sens à partir d'aujourd'hui, sait ainsi que, où qu'il souhaite porter sa loupe : physique pure, industrie, biologie, l'électronique sera toujours pour lui un excellent prétexte et une bonne introduction. Il s'y ajoutera bientôt ce sésame supplémentaire : ancien Président de la S.F.E.R.

Mon cher Président, mes chers amis, soyez-en profondément remerciés.

#### Renouvellement du Bureau et du Conseil

Nombre de votants .....	1 179
Bulletins blancs ou nuls .....	1
Suffrages exprimés .....	1 178

<b>Président (1964)</b>	<i>voix</i>
M. Louis BRAMEL DE CLÉJOUX .....	1 163
<b>Vice-Président</b>	
M. Maurice SURDIN .....	1 167
<b>Secrétaire Général</b>	
M. Raymond CABESSA .....	1 164
<b>Secrétaire Général adjoint</b>	
M. Marcel THUÉ .....	1 175
<b>Trésorier</b>	
M. J. M. MOULON .....	1 174
<b>Secrétaire</b>	
M. J. M. COUPRIE .....	1 172
<b>Membres du Conseil</b>	
MM. Michel-Yves BERNARD .....	1 171
Paul DESNEIGES .....	1 174
Professeur DESSOULAVY .....	1 176
Pierre GAMET .....	1 172
André HENRY .....	1 172
Bruno LECLERC .....	1 173
Charles LOYEN .....	1 174
René MARTINET .....	1 170
<b>Commissaires aux Comptes</b>	
MM. F. D. DAYONNET .....	1 174
Louis ROBIN .....	1 175
Jean VILLEMAGNE .....	1 176

# INFORMATIONS

## DOCUMENTATION TECHNIQUE

### COMPARAISONS DE FRÉQUENCE

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T.  
en  $10^{-10}$

Moyennes journalières pour l'intervalle  
de 24 heures centré sur 3 h T.U.

(\* Intervalles centrés sur 19 h T.U.)

Février 1963	NAA 14,7 kHz	GBR 16 kHz	NLK* 18 kHz	NPM* 19,8 kHz	NSS 22,3 kHz
1	— 125,0	— 128,7	— 126,4	—	— 126,7
2	— 125,7	— 126,2	— 127,2	— 124,2	— 128,3
3	— 124,5	— 126,2	— 125,5	— 124,7	— 123,5
4	— 122,1	— 124,8	— 127,2	— 124,8	— 122,6
5	— 126,6	— 126,4	— 126,4	—	— 124,8
6	— 128,8	— 126,9	— 126,6	— 124,4	— 128,0
7	— 125,7	— 127,3	— 127,8	— 127,4	— 126,8
8	— 126,2	— 126,1	— 128,1	— 125,9	— 127,6
9	— 124,9	— 126,1	— 128,3	— 126,4	— 130,6
10	— 127,5	— 126,4	— 126,0	— 125,4	— 129,3
11	—	— 126,2	— 126,4	— 125,0	— 128,9
12	— 127,6	— 126,1	— 128,2	— 127,3	— 129,7
13	— 130,2	— 128,8	— 127,3	— 126,4	— 125,0
14	— 124,0	— 128,6	— 126,8	— 125,6	— 124,5
15	— 125,4	— 126,2	— 125,8	— 125,5	— 121,9
16	— 124,5	— 126,5	— 123,9	— 122,8	— 126,0
17	— 126,0	— 128,3	— 125,5	— 125,4	— 130,9
18	— 128,0	— 126,0	— 124,7	— 126,3	— 129,7
19	— 126,9	— 127,3	— 125,6	— 126,0	— 124,3
20	—	— 127,2	—	— 128,4	— 127,7
21	— 126,3	— 128,5	— 126,3	— 127,5	— 130,1
22	— 128,4	— 127,8	— 126,9	— 127,1	— 130,0
23	— 126,4	— 127,7	—	— 126,3	— 129,7
24	— 128,6	— 128,6	—	— 127,4	— 131,3
25	—	— 127,7	—	— 126,2	— 131,1
26	—	—	—	—	—
27	—	—	—	—	—
28	—	— 128,9	—	—	—

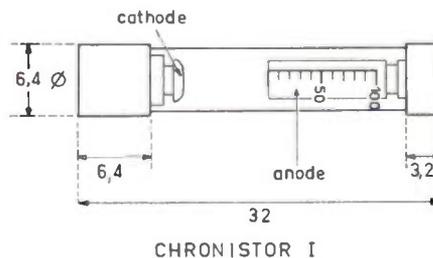
— Une correction de  $-74.10^{-10}$  est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *Onde Electrique*, novembre 1960, p. 853, et janvier 1961, p. 81.

### UN COMPTEUR D'HEURES D'UTILISATION A TRÈS FAIBLE ENCOMBREMENT

Le CHRONISTOR I est un organe miniature destiné à mesurer les heures de fonctionnement de tout appareillage électrique à courant continu

Se présentant sous l'apparence d'un fusible pour faible intensité et se fixant de la même façon, il contient dans un petit tube de verre Pyrex deux électrodes de cuivre baignant dans un électrolyte liquide (voir figure). Le courant traversant le CHRONISTOR transporte de l'anode à la cathode une quantité de cuivre proportionnelle au temps et à l'intensité du courant. Il s'ensuit que l'extrémité de l'anode de cuivre (qui se raccourcit) indique en lecture directe sur une échelle convenablement étalonnée le nombre d'heures pendant lequel a fonctionné l'appareillage équipé du CHRONISTOR.



En raison de sa consommation infime (le CHRONISTOR à échelle « 1 000 heures » consomme  $27 \mu W$ ) le CHRONISTOR I peut être utilisé dans les applications les plus diverses, particulièrement en électronique, en liaison directe avec l'appareillage ou l'organe élémentaire à contrôler.

Répondant à la spécification américaine MIL, le CHRONISTOR I peut être monté dans des appareils soumis à des efforts mécaniques élevés et à de dures conditions climatiques. Une version utilisable en-dessous de  $0^\circ C$  est à l'étude.

Le CHRONISTAT « A » est un compteur des heures d'utilisation à connecter directement à une source de courant alternatif.

Le CHRONISTAT « A » est un organe miniature, constitué par un redresseur inclus dans un circuit imprimé spécialement prévu pour supporter un CHRONISTOR I indiquant en lecture directe le temps d'utilisation. Il est pourvu, pour la fixation, d'un petit boulon avec écrou, et les connexions se font par soudure.

Le CHRONISTAT « A » est livré en série pour les tensions 110/220 volts — 50 hertz. Sur demande on peut le livrer pour d'autres tensions, ou bien on a la possibilité de lui adjoindre des résistances en série.

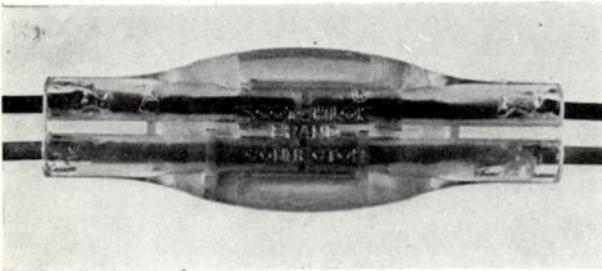
Le montage du CHRONISTAT « A » est réalisé de telle façon que le vieillissement du condensateur électrolytique n'a qu'une influence négligeable sur la précision de la mesure. Le CHRONISTOR I peut rester monté pendant une durée beaucoup plus longue que l'étendue de son échelle, sans endommager le CHRONISTAT.

L'erreur maximale du CHRONISTAT « A » est de  $\pm 7\%$  y compris l'incidence des variations de tension du secteur.

Le CHRONISTOR I (mis au point par Bergen Laboratories) et le CHRONISTAT sont distribués en France par R. SPITZ, 96 Avenue Niel, Paris 17<sup>e</sup>.

### UNE NOUVEAUTÉ DANS LE DOMAINE DES CONNEXIONS

Une nouvelle et ingénieuse gamme de connecteurs, commercialisée par MINNESOTA DE FRANCE, permet désormais de réaliser des connexions et des dérivations sur des fils de 4/10 à 13/10 de mm en une seule opération.



Jonction réalisée avec le SCOTCHLOK U1B en une seule opération et sans dénuder les fils.

Le corps des connecteurs, constitué par une matière thermoplastique transparente isolant l'ensemble, est rempli de graisse au silicone qui protège les jonctions contre la corrosion.

L'utilisation en est simple et rapide puisqu'il suffit d'une simple pression à l'aide d'une pince sur l'élément connecteur en

cuire étamé. Au cours de cette opération, les fils sont automatiquement dénudés et le contact assuré.

Les jonctions ainsi obtenues sont d'une haute résistance mécanique. Elles remplacent avantageusement les connexions par torsade, soudure et reconstitution d'isolement.

La gamme désignée par le terme général de SCOTCHLOK comporte 4 variétés :

- types UR et UIR pour jonctions de 4/10 à 9/10,
- Type UIB pour jonctions de 9/10 à 13/10,
- Type UG pour dérivations de 4/10 à 9/10,
- type UIY pour dérivations de 9/10 à 13/10.

### LA CÉRAMIQUE REGALOX DISPONIBLE EN FRANCE

A la suite d'un accord intervenu entre : ISOCERAM, société anonyme, filiale céramique de l'Appareillage Electrique LEGRAND, Limoges et ROYAL WORCESTER INDUSTRIAL CERAMICS Ltd, Tonyrefail, Angleterre, le REGALOX est maintenant disponible en France.

Ce produit céramique, à base d'alumine frittée de haute qualité, est pratiquement universel. En effet, indépendamment de ses qualités isolantes ce produit est dur, lisse, extrêmement résistant mécaniquement, présente une exceptionnelle inertie aux températures extrêmes, résiste également à la corrosion et à l'abrasion. C'est donc bien un matériau universel.

Les moyens techniques mis en œuvre pour la production de REGALOX permettent d'obtenir des pièces de toutes formes ayant des tolérances très étroites.

REGALOX convient particulièrement à l'Electronique : supports (tubes électroniques, klystrons, etc.), éléments constitutifs des composants et pièces détachées, pièces spéciales pour l'industrie nucléaire, tous problèmes d'isolement, joints et pièces diverses, pièces mécaniques travaillant dans des conditions difficiles, etc.

## COMMUNIQUÉS

### COLLOQUE INTERNATIONAL A.M.P.E.R.E.

Bordeaux, 17-21 Septembre 1963

Le Groupement A.M.P.E.R.E. (Atome et Molécules Par Etudes Radio Electriques) qui réunit plus de 250 laboratoires d'une vingtaine de nationalités, tient annuellement un Congrès. Cette année, le Congrès aura lieu à Bordeaux (France) du 17 au 21 septembre, à la Nouvelle Faculté des Sciences, sous l'égide de l'Université de Bordeaux, de l'Union Internationale de Physique Pure et Appliquée, du Groupement AMPERE, et le Patronage des Pouvoirs Publics. Il aura pour thèmes :

- 1) Résonance paramagnétique électronique (et phénomènes associés).
- 2) Diélectriques solides.

Le Président du Comité d'Organisation est M. le Professeur SERVANT. Pour tous renseignements, s'adresser à : M. André CHARRU, Secrétaire Général du Comité d'Organisation, Faculté des Sciences de l'Université de Bordeaux : 351, cours de la Libération, Talence (Gironde) France.

### COURS DE PERFECTIONNEMENT DU C.E.T.A.E.

Le Centre d'Etudes des Techniques et des Applications de l'Electronique (C.E.T.A.E.) est destiné aux ingénieurs qui n'ont pas pu bénéficier de l'enseignement très récent de l'Electronique. Il se propose de leur faire acquérir des bases solides dans ce do-

maine (compréhension des phénomènes mis en jeu, étude des principales applications), afin que tous ces techniciens, quelle que soit leur spécialité, possèdent les éléments fondamentaux d'une technique en constant développement.

Cours du soir répartis sur deux ans (1<sup>re</sup> année — 16 septembre 1963 - 30 juin 1964, 2<sup>e</sup> année 14 octobre 1963 - 30 juin 1964).

Tous renseignements et inscriptions à l'A.P.C.E.I. (Association pour le Perfectionnement Pratique des Cadres des Entreprises Industrielles) 19, avenue Niel, Paris 17<sup>e</sup>. WAGram 84.42.

### UNE NOUVELLE LICENCE DE FABRICATION FRANCAISE ACCORDÉE A UNE SOCIÉTÉ AMÉRICAINE

La Société Anonyme Intertechnique, Boulogne-Billancourt (Seine), annonce la conclusion d'un accord avec Packard Instrument Company, Inc., La Grange, Illinois (Etats-Unis), qui construira sous licence, aux Etats-Unis, les analyseurs multicanaux d'Intertechnique à 400, 1 024 et 4 096 canaux, les premières livraisons de Packard étant prévues dès le printemps 1963. Plus de 300 analyseurs Intertechnique ont déjà été livrés en Europe.

Les réalisations d'Intertechnique dans le domaine de l'electronique nucléaire ont acquis une large renommée dans les centres nucléaires européens. Avec l'aide du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, la société a acquis une avance technique

notable en réalisant et en livrant les premiers systèmes intégrés « multiparamétriques » permettant l'analyse simultanée sur un grand nombre de canaux d'événements nucléaires en corrélation.

La Packard Instrument Company est particulièrement connue dans le domaine des spectromètres à scintillation liquide pour la recherche biochimique, et le modèle Tri-Carb est reconnu comme l'appareil le plus perfectionné dans ce domaine. Les autres fabrications de Packard comprennent des appareils pour la chromatographie des gaz ainsi que des détecteurs de grand volume pour les applications bio-médicales.

**ERRATUM**

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir rectifier comme suit la valeur donnée pour la vitesse angulaire de l'antenne : dans l'article :

« L'antenne auto-pointée 28 dB du S.E.C.T. », par J. COMBELLES, *l'Onde Électrique* de mars 1963, page 272, 4<sup>e</sup> ligne colonne de droite.

Au lieu de : vitesse angulaire max. 5°/s

lire : vitesse angulaire max. 10°/s

**PETITES ANNONCES**

614 C. — IMPORTANTE SOCIÉTÉ DE  
TÉLÉCOMMUNICATIONS  
PARIS-15<sup>e</sup>  
demande

**CHEF DE GROUPE  
DE CONTROLE  
AGENTS TECHNIQUES  
DE CONTROLE**  
TOUTES CATÉGORIES  
Ayt plus. ann. d'expér.  
industr. en matériel de  
télécommunicat. professionnelle  
Adress. correspond. avec C.V.  
références et présent.  
n° 43.437 CONTESSE Publicité  
20, av. Opéra PARIS 1<sup>er</sup> q. tr.

615 C. — IMPORTANTE SOCIÉTÉ  
D'ÉLECTRONIQUE  
appartenant à un groupe international  
ayant son siège à Paris  
recherche dans le cadre de sa  
DIRECTION COMMERCIALE  
pour son département  
TÉLÉCOMMUNICATIONS CIVILES  
JEUNE INGÉNIEUR  
(POLYTECHNIQUE + TÉLÉCOM-  
MUNICATIONS)  
SITUATION D'AVENIR  
DISCRÉTION ASSURÉE  
Adresser curriculum vitæ et préten-  
tions à n° 44.502  
CONTESSE Publ. 20, av. Opéra  
PARIS-1<sup>er</sup> qui trans.

616 C. — Pour grande ville Sud Est,  
cherchons Ingénieur ÉLECTRONICIEN  
Docteur — Grande école — Capable  
mener équipe de chercheurs — Large  
expérience nécessaire. Écrire à la revue  
qui transmettra.



Revue affiliée au Syndicat  
de la Presse Radioélectrique  
Française - Paris

**ÉDITIONS CHIRON**

C. C. P. PARIS 53-35

LES

**Cahiers de  
l'Électronicien**

COLLECTION DE FASCICULES 21x27

**au service  
du Technicien**

- SEUROT. — CAHIER 1. Paramètres hybrides des Transistors, 32 pages, 23 schémas et figures ..... 8.80
- CAHIER 2. Calcul matriciel élémentaire appliqué à la Technique des Transistors, 32 pages, 16 figures et schémas ... 9.90
- DEJUSSIÉU-PONTCARRAL. — CAHIER 3. Les Sextils, nouvelle méthode de calcul graphique, 48 pages, 15 figures, 10 planches ..... 12.00
- SEUROT. — CAHIER 4. Problèmes de refroidissement des semi conducteurs, 32 pages, 43 figures ..... 8.80

40, RUE DE SEINE — PARIS 6<sup>e</sup>

**ISOLANT ÉLECTRO-TECHNIQUE EN STÉATITE  
COMPRIMÉE A HAUTE RÉSISTANCE MÉCANIQUE**

APPLICATIONS ÉLECTRIQUES, ÉLECTRONIQUES,  
THERMIQUES, CHIMIQUES ET NUCLÉAIRES

**ISOLANTITE**  
20 av. du Plessis - Sceaux-Robinson

Seine - Téléphone : Robinson 33-52

# er salon international du livre et de la presse scientifiques et techniques

**GRAND PALAIS**  
du 22 au 31 MAI 1963  
— PARIS —

## LISTE DES OUVRAGES EXPOSÉS

- Les Cahiers de l'Agent Technique Radio et TV, par Aschen, Chrétien, Quinet, Rousseau, etc. .... 15 CAHIERS
- Les Cahiers de l'Electronicien, par Seurot, Dejussieu, etc. sur les paramètres hybrides, le calcul matriciel, le refroidissement des semiconducteurs, le calcul graphique par sextils (triangles équilatéraux), etc. .... 4 CAHIERS
- Théorie et Pratique de la Radioélectricité, le cours adopté par toutes les écoles techniques, nouvelle édition complète, 1728 pages, un volume relié pleine toile, l'œuvre maîtresse de ..... L. CHRÉTIEN
- Les dispositifs à semiconducteurs : production, emploi, fiabilité, 1660 pages en deux volumes reliés pleine toile (anglais et français) conférences complètes du ..... COLLOQUE INTERNATIONAL
- Traité de Physique Electronique et Nucléaire, le cours qui permet au lycéen d'aborder l'enseignement scientifique ou technique supérieur avec idées claires et précises, 496 pages par ..... L. CHRÉTIEN
- Les Varistances et leur emploi dans l'électronique moderne, toutes les lois d'emploi des résistances variant avec la tension, la température, etc., 248 pages de ..... J. SUCHET
- Le dépannage simple des postes à transistors et à circuits imprimés, nouveauté sensationnelle, un ouvrage d'initiation complète, très illustré, traduit de l'américain, écrit avec le concours de Sylvania par ..... L.C. LANE
- L'Art du Dépannage en Télévision, la méthode cartésienne appliquée au diagnostic : enfin tout devient CLAIR l'un des meilleurs ouvrages de l'écrivain radio français le plus renommé. .... L. CHRÉTIEN
- Guide pratique du Dépannage TV, des tableaux pratiques qui conduisent pas à pas vers la cause des troubles, seul ouvrage pratique de ce genre, 176 pages par ..... F. KLINGER
- Cent problèmes de l'Agent Technique, suivis de leurs cent solutions, le meilleur ouvrage de préparation au brevet d'électronicien et aux différents Concours, 250 pages à très grand succès de ..... ROSTAGNAT
- Technique des amplificateurs BF de qualité, la somme, l'ouvrage de référence, le guide sûr du technicien 1963 devant les différentes solutions offertes par les circuits et les pièges de leur mise au point, 730 pages en un volume relié pleine toile de ..... Ph. RAMAIN
- Transducteurs électro et mécano-acoustiques : haut-parleurs et microphones, un nouvel ouvrage de référence, unique au monde, de la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T., à paraître « été 1963 », pour la première fois en souscription à prix spécial, au Salon, œuvre de ..... R. LEHMANN
- L'ingénieur du SON en Radio, Cinéma et Télévision, ouvrage de formation, bases musicales et physiologiques autant que techniques, relié pleine toile, 296 pages de ..... V. JEAN-LOUIS
- Eléments d'acoustique, le petit ouvrage encore réédité, simple et clair de ..... L. CHRÉTIEN
- La nouvelle pratique des magnétophones : construction et mise au point, la 3<sup>e</sup> édition, mise à jour de l'ouvrage à succès, 300 pages de ..... P. HEMARDINQUER
- L'enregistrement et l'organisation : tous les systèmes de machine à dicter exposés, critiqués et conseillés par ..... A. BARBIER
- Mains autres manuels techniques (BRANS, CERF, DUPERRIER, SUCHET, etc.), maints autres ouvrages scientifiques (GOUDET, LIBOIS, DU CASTEL, GUILLENCHMIDT, etc.).
- Et les revues techniques françaises qui témoignent en ce moment de la plus grande expansion, grâce à la qualité de leurs états-majors d'experts :
  - pour l'enregistrement de la haute fidélité ..... REVUE DU SON
  - pour le matériel « grand public » ..... RADIO et TV
  - pour les télécommunications, l'électronique, et toutes les applications scientifiques de la Radioélectricité ..... L'ONDE ÉLECTRIQUE
  - pour toutes les techniques spatiales ..... REVUE FRANÇAISE D'ASTRONAUTIQUE

RENSEIGNEMENTS ET VENTE AU STAND  
DES EDITIONS

# CHIRON

40, RUE DE SEINE — PARIS 6<sup>e</sup>

C. C. P. PARIS 53-35