

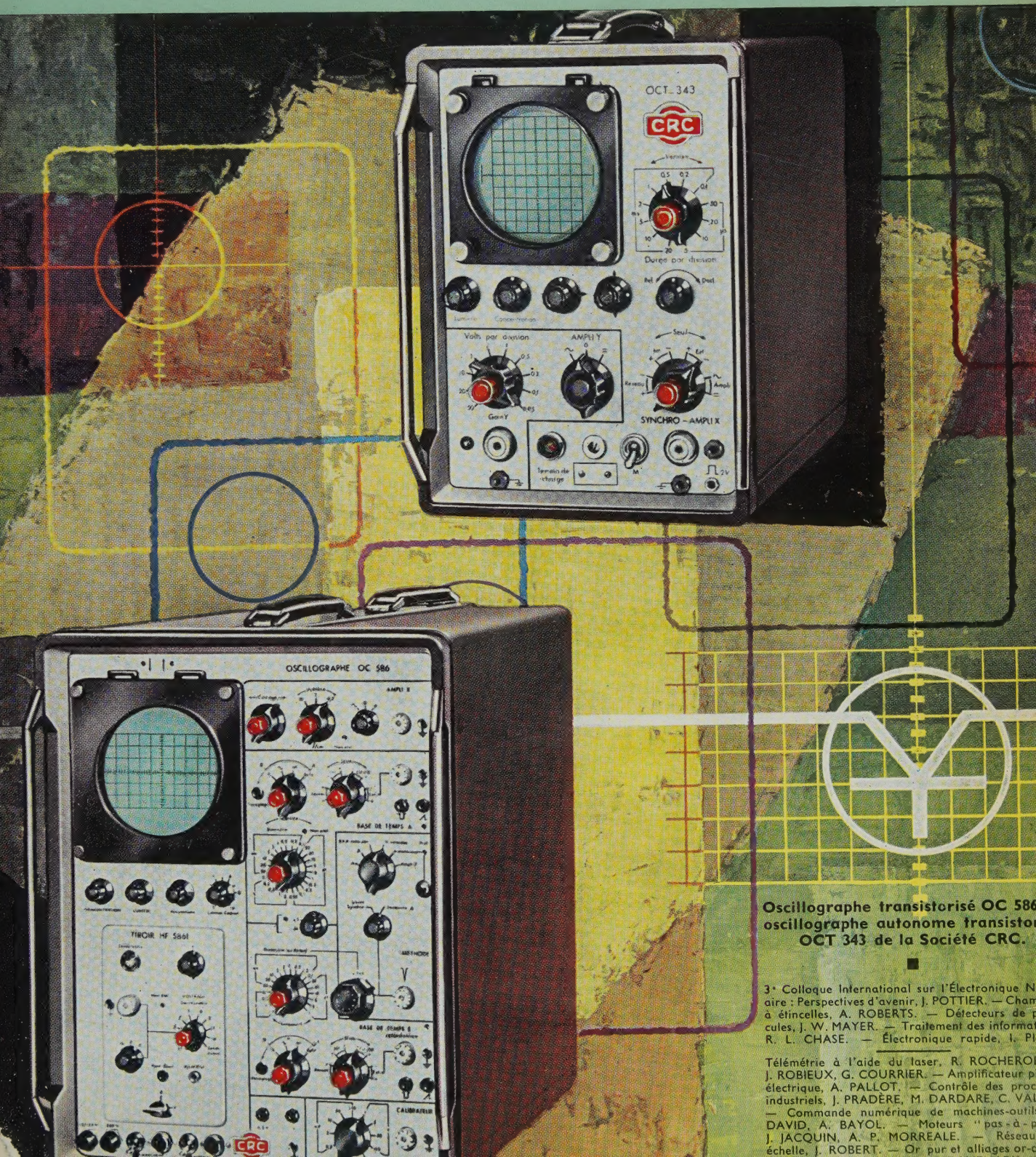
L'ONDE ÉLECTRIQUE

44^e ANNÉE - N° 445

AVRIL 1964

PRIX : 8 F

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



Oscilloscope transistorisé OC 586
oscilloscope autonome transistorisé
OCT 343 de la Société CRC.

3^e Colloque International sur l'Électronique N...
aire : Perspectives d'avenir, J. POTTIER. — Cham...
à étincelles, A. ROBERTS. — Détecteurs de p...
cules, J. W. MAYER. — Traitement des informat...
R. L. CHASE. — Électronique rapide, I. PL...

Téléométrie à l'aide du laser, R. ROCHERON...
J. ROBIEUX, G. COURRIER. — Amplificateur p...
électrique, A. PALLOT. — Contrôle des proc...
industriels, J. PRADÈRE, M. DARDARE, C. VAL...
— Commande numérique de machines-outils...
DAVID, A. BAYOL. — Moteurs "pas-à-pas"...
J. JACQUIN, A. P. MORREALE. — Réseau...
échelle, J. ROBERT. — Or pur et alliages or...

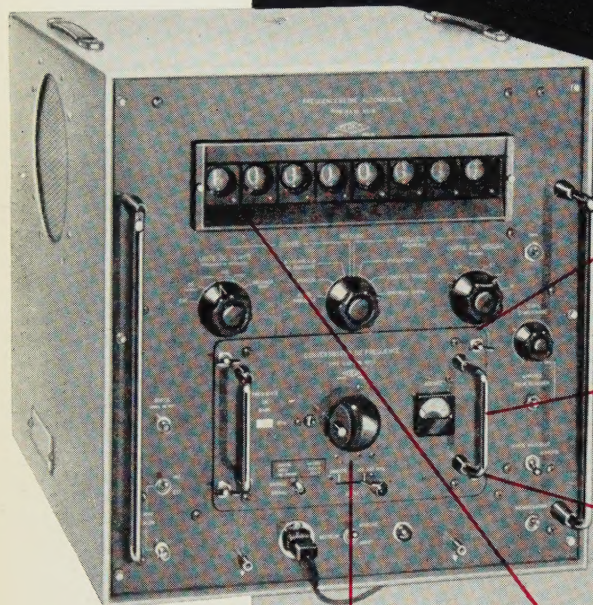
**MESURES DE
FRÉQUENCES**

AVEC LE
NOUVEAU

fréquencemètre-compteur automatique

FER|SOL

**de 10 Hz
à 12000 MHz**



**CONVERTISSEUR
HAF 300
90 à 510 MHz**

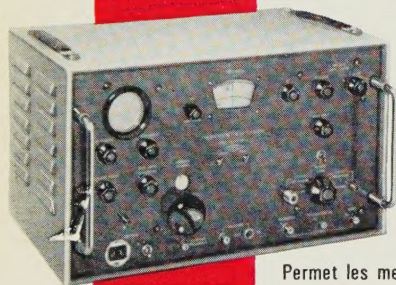
TYPE

HA 101 B

**FRÉQUENCÈMÈTRE HÉTÉRODYNE
de 10 MHz
à 12000 MHz**

TYPE

HS-201



Permet les mesures de fréquences sur signaux modulés en AM, impulsions ou FM Quartz à 1.10^{-4} incorporé. Utilisable comme convertisseur de fréquence pour mesures avec le Fréquencemètre Compteur Automatique type HA 101 B.

TYPE **HA 101 B**
Stabilité

**2.10^{-9} PAR HEURE
 5.10^{-9} PAR JOUR
 5.10^{-8} PAR SEMAINE**



**FRÉQUENCES
HAF 100**

**Convertisseur
10 MHz
à 100 MHz**



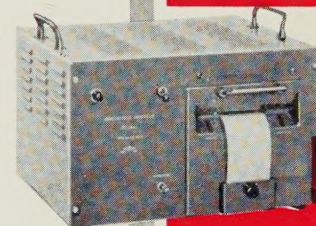
**DURÉES
HAT 100**

**$1 \mu s$
à 10^7 sec.**



**PRÉAMPLI
HAC 100**

**10 Hz
à 10 MHz**



**ENREGISTREUR
IMPRIMANT
BG 100**

**11 colonnes
5 lignes/sec
max.**

affichage mémorisé

lecture directe

**FRÉQUENCÈMÈTRE-COMPTEUR AUTOMATIQUE HA 101 B
ET SES DISPOSITIFS AUXILIAIRES**

Mesure des fréquences 10 Hz à 10 MHz
- Durée de mesures : 1 ms, 10 ms, 100 ms, ou 10 s.

Durée de l'affichage 0,1 s à 10 s ou infini avec déclenchement manuel. Dispositif de mémorisation permettant l'affichage permanent du résultat (8 chiffres) même pendant le cycle de comptage suivant. Précision : ± 1 cycle $\pm$ stabilité du pilote.

Tiroir convertisseur type HAF 100 : 10 MHz à 100 MHz.

Tiroir convertisseur type HAF 300 : 90 MHz à 510 MHz. Mesures jusqu'à 12000 MHz avec le Fréquencemètre type HS 201.

Mesure des périodes : 0 à 10 kHz, précision : $\pm 0,3 \%$ sur une période ou $0,03 \%$ sur 10 périodes.

Mesure des durées à l'aide du tiroir HAT 100 : $1 \mu s$ à 10^7 secondes.

Préamplificateur type HAC 100 10 Hz à 10 MHz - sensibilité 10 mV eff.

Enregistreur imprimant type BG 100 - 11 colonnes ; 5 lignes par seconde maximum, chiffres : de 0 à 9 ; signe -, blanc ; espacement des lignes : réglable.

DOCUMENTATION COMPLÈTE FRANCO SUR DEMANDE

18, AVENUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER - TRAPPES (S.-&-O.)
FRANCE • TÉLÉPHONE : 923-08-00 (5 lignes groupées)

FER|SOL

ETS GEFROY ET Cie
INGÉNIEUR - DOCTEUR

Société Anonyme au capital de 2.750.000 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLIV

AVRIL 1964

N° 445

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

3^e Colloque International sur l'Électronique Nucléaire.

Enseignements et perspectives d'avenir	J. POTTIER	321
Les chambres à étincelles : Etat actuel de développement	A. ROBERTS	328
Détecteurs de particules nucléaires à semiconducteur	J.W. MAYER	342
Le traitement des informations	R.L. CHASE	355
L'électronique rapide appliquée à la physique nucléaire ..	I. PIZER	358
Téléométrie précise à grande distance à l'aide du laser	R. ROCHEROLLES J. ROBIEUX G. COURRIER	361
Essais expérimentaux d'un amplificateur photoélectrique	A. PALLOT	373
Méthodes théoriques et réalisations de contrôle des processus industriels	J. PRADÈRE M. DARDARE C. VALLET	378
Commande numérique de machines outils	R. DAVID, A. BAYOL	388
Théorie et utilisation des moteurs « pas à pas »	J. JACQUIN A.P. MORREALE	396
Note sur le calcul des réseaux en échelle	J. ROBERT	403
Propriétés physiques de l'or pur et des alliages or-cobalt électro-déposés	A.M. DANEMARK	407
Le 7 ^e Salon International des Composants Electroniques (2 ^e partie)		417
Vie de la Société		427
Informations :		
Documentation technique		429
Communiqués		432
Bibliographie		434

Sur notre couverture :

Deux nouveautés de la Société C.R.C. :

Oc 586, oscillographe cathodique, tiroirs, transistorisés, classe laboratoire.

Oct 343, autonome, transistorisé.

Société C.R.C. 19, rue Daguerre, Saint-Etienne (Loire) - Tél. 32.39.77

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

ÉDITIONS CHIRON

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

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France 54 F — Etranger 61 F — Ce n° 8 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, Bd St Germain, Paris 6^e - Tél. BAB 41-97 et 41-98
Secrétariat permanent de la publicité : 13, rue Charles-Lecocq - Paris 15^e - Tél. BLO 88-04 et 05

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1964)
M. L. BRAMEL de CLÉJOLUX, Directeur des Services d'Enseignement des P.T.T.

Président désigné pour 1965
M. P. GRIVET, Professeur d'Électronique à la Faculté des Sciences de Paris.

Vice-Présidents
M.M. P. GRIVET, Professeur d'Électronique à la Faculté des Sciences de Paris.
M. SURDIN, Chef du Département Electronique au C.E.A.
J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.

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

Secrétaires Généraux Adjoins
MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique à l'E.S.E.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

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

Secrétaires
M.M. J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications.
J.M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications à a R.T.F..
A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

GRUPE D'ALGER
GRUPE DE BRETAGNE
Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
GRUPE DE BOURGOGNE
Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J. M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.
GRUPE DE 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.

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

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

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement, Formation et perfectionnement des Ingénieurs et des Techniciens	M. J. DEMONET	
2	Etudes scientifiques générales	M. L. ROBIN	M. M. MENORET
3	Physique de l'état solide	M. Ch. DUFOUR	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. J. LE MEZEC	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. LEHMANN	M. P. RIETY
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. CSECH	M. G. ROTH
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. P. DESNEIGES	Mme KOCH
12	Electronique biologique et médicale	M. E. ALLARD	M. P. SCHURR

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

GROUPES RÉGIONAUX

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

Société*.
2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

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

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

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

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

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

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

Particuliers résidant en France	30 F
Particuliers résidant en France âgés de moins de 25 ans en cours d'études	15 F
Particuliers résidant à l'étranger	30 F + 5,00 F pour frais postaux
Particuliers résidant à l'étranger âgés de moins de 25 ans en cours d'études	15 F + 5,00 F pour frais postaux
Sociétés ou Collectivités	150 F
ou	350 F
ou	750 F

au gré de la Société ou Collectivité.

**NDLR. Cette revue est l'Onde Electrique.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ENSEIGNEMENT ET PERSPECTIVES D'AVENIR, par J. POTTIER, *Chef de la Section autonome d'électronique générale, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 321 à 327).

Le troisième Colloque International sur l'Electronique Nucléaire s'est tenu à Paris du 25 au 27 novembre 1963. Le domaine des sujets traités avait été limité aux études de portée générale et à celles relatives à l'instrumentation pour la recherche en physique nucléaire. Le programme du colloque était divisé en trois journées, la première était consacrée aux détecteurs de radiations, la seconde au traitement des informations, la troisième aux travaux sur l'électronique rapide.

LES CHAMBRES A ÉTINCELLES : ÉTAT ACTUEL DE DÉVELOPPEMENT, par A. ROBERTS, *Argonne National Laboratory*. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 328 à 341).

Les chambres à étincelles ont été introduites en 1958-1960 dans la physique des hautes énergies. Elles ont fait depuis, l'objet de nombreuses améliorations. Les divers types de chambres à étincelles sont de plus en plus nombreux. L'auteur étudie celles qui donnent une visualisation analogique de la trajectoire de la particule ou qui en donnent une représentation partiellement ou entièrement numérique.

DÉTECTEURS DE PARTICULES NUCLÉAIRES A SEMI-CONDUCTEURS, par J.W. MAYER, *Hughes Research Laboratories*. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 342 à 354).

Au cours des dernières années, l'utilisation des détecteurs de particules à semiconducteur a été étendue à la spectroscopie des rayonnements bêta et gamma de même qu'à l'étude de réactions nucléaires de très haute énergie. Cela est d'abord dû à l'existence de structures à barrière de surface p-i-n profondes et à l'amélioration de la passivation des surfaces. L'identification des particules a été facilitée par le développement des détecteurs ΔE minces. De la discussion des principes de fonctionnement, on peut déduire les caractéristiques des différents types de détecteurs, leur temps de montée et l'efficacité de collection des porteurs. La performance des détecteurs à semiconducteur est illustrée par leur réponse aux particules nucléaires, y compris les rayonnements bêta et gamma. L'investigation porte principalement sur la compréhension des effets de l'irradiation et sur le développement de nouveaux matériaux pour la spectroscopie gamma.

LE TRAITEMENT DES INFORMATIONS, par R.L. CHASE, *Brookhaven National Laboratory*. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 355 à 357).

Dans une science expérimentale, tout est enregistrement et interprétation des mesures, en un mot, traitement des informations. L'auteur limite son étude à la physique nucléaire et, dans ce domaine, aux considérations relatives à l'appareillage employé, en grande partie électronique.

L'ÉLECTRONIQUE RAPIDE APPLIQUÉE A LA PHYSIQUE NUCLÉAIRE, par I. PIZER, *C.E.R.N.* L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 358 à 360).

L'auteur résume dans cet article les améliorations apportées aux appareils d'électronique rapide au cours des dernières années.

TÉLÉMÉTRIE PRÉCISE A GRANDE DISTANCE A L'AIDE DU LASER, par R. ROCHEROLLES, J. ROBIEUX, G. COURRIER, *Ingénieurs à la Compagnie Générale d'Electricité*. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 361 à 372).

Pour déterminer avec précision la position d'objets éloignés, on peut effectuer des mesures angulaires ou des mesures de distance. Leurs mérites sont comparés en tenant compte du fait qu'on ne peut avoir les corps célestes qu'à travers l'atmosphère terrestre qui est un milieu hétérogène fluctuant.

L'émission lumineuse du laser déclenché fournit un signal qui convient particulièrement à la télémétrie précise sur le principe du radar.

Le niveau minimal détectable est calculé en fonction de la puissance de bruit reçue en provenance des diverses sources lumineuses que l'on peut s'attendre à rencontrer.

Des exemples de télémètres terrestres et spatiaux sont décrits.

ESSAIS EXPÉRIMENTAUX D'UN AMPLIFICATEUR PHOTOÉLECTRIQUE, par A. PALLOT, *Ingénieur CNAM, SODETEG*. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 373 à 377).

L'idée d'utiliser un photomultiplicateur comme organe actif d'amplification de courants faibles continus ou lentement variables a été suggérée par l'observation de phénomènes connus.

Et c'est dans le but de vérifier la validité de principe de cet amplificateur inédit que des mesures ont été effectuées sur la transmission d'un faisceau lumineux.

Les résultats de mesures étant positifs il s'avère que l'amplificateur, sans vouloir remplacer les méthodes classiques, peut trouver son emploi dans des cas particuliers.

MÉTHODES THÉORIQUES ET RÉALISATIONS DE CONTRÔLE DES PROCESSUS INDUSTRIELS, par J. PRADÈRE, M. DARDARE, C. VALLET, *Compagnie des Machines Bull.* L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 378 à 387).

Le 2^e Congrès de l'I.F.A.C., réuni à Bâle du 27 août au 3 septembre 1963, a mis en présence 1500 spécialistes des techniques modernes de l'automatisme. Ce Congrès triennal nous fournit l'occasion de faire le point sur l'évolution des méthodes théoriques et des technologies, mais aussi de confronter les expériences tentées avec ou sans succès dans le domaine de l'automatisme, où l'efficacité reste la règle fondamentale.

SUMMARIES OF THE PAPERS

HIGH SPEED ELECTRONICS APPLIED TO THE NUCLEAR PHYSICS, by I. PIZER, *C.E.R.N. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 358 to 360).

In this article the writer limits himself to describing the improvements which have come about in high speed electronic apparatus during the course of recent years.

HIGH PRECISION LONG-DISTANCE TELEMETRY USING LASERS, by R. ROCHEROLLES, J. ROBIEUX, G. COURRIER, *Ingénieurs à la Compagnie Générale d'Electricité. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 361 to 372).

In order to determine the position of distant objects with precision one can now measure angles or distances. The merits of these two approaches are compared, taking into account the fact that one can only observe celestial bodies through the terrestrial atmosphere which is a mixed and changing medium.

The luminous emission of an energised laser provides a signal which is particularly suitable for precise telemetry on radar principles.

The lowest detectable level is calculated in relation to the ambient noise received from different luminous sources which can be expected to be encountered.

Examples of terrestrial and spacial telemetry are described.

EXPERIMENTAL TRIALS OF A PHOTO-ELECTRIC AMPLIFIER by A. PALLOT, *Ingénieur CNAM, SODETEG. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 373 to 377).

The idea of using a photo-multiplier as the active amplifying device for weak DC currents or slowly varying currents was suggested by the observation of known phenomena.

It is with the aim of examining the facilitating of this hitherto unknown amplifier that measurements have been made on the transmission of a luminous beam.

The results of the measurements being favourable show that such an amplifier, without being able to replace classical methods, can find a use in these instances.

THE THEORY AND PRACTICE OF INDUSTRIAL CONTROL PROCESSES, by J. PRADÈRE, M. DARDARE, C. VALLET, *Compagnie des Machines Bull. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 378 to 387).

The second Congress of the I.F.A.C. which met at Basle from the 27th August to the 3rd September 1963 brought together 1,500 specialists concerned with modern automation techniques. This three-yearly Congress provides an opportunity for getting up to date on the development of theoretical methods and technologies and also to consider the result of experiments carried out with or without success in this field of automation where the basic rule is efficiency.

THE PRESENT, AND PROSPECTS FOR THE FUTURE, by J. POTTIER, *Chef de la Section autonome d'électronique générale. Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 321 to 327).

The third International Symposium on Nuclear Electronics was held in Paris from the 25th to 28th November 1963. The field of the subjects treated was limited to general studies and to those relative to instrumentation for research in nuclear physics. The programme of the occasion was divided into three days, the first being devoted to radiation detectors, the second to data treatment, and the third to work on high speed electronics.

SPARK CHAMBERS : THE STATE OF THE ART, by A. ROBERTS, *Argonne National Laboratory. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 328 to 341).

Spark chambers were introduced between 1958 and 1960 in the field of high energy physics. Since that time they have undergone many improvements. The various types are now more and more numerous. The writer examines those which give a visualisation analogous to the path of the particle and those which give for it a representation either partially or entirely digital.

SEMICONDUCTOR NUCLEAR PARTICLE DETECTORS, by J.W. MAYER, *Hughes Research Laboratories. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 342 to 354).

In the past few years, the use of semiconductor particle detectors has been extended to beta and gamma ray spectroscopy as well as to higher energy nuclear reaction studies. This is primarily due to availability of deep drifted surface barrier p-i-n structures and improvements in surface passivation. Particle identification has been facilitated by the development of thin, ΔE detectors. From the discussion of operating principles, the characteristics of the various types of detectors and their rise time and carrier collection efficiency can be deduced. The performance of semiconductor detectors is illustrated by their response to nuclear particles, including beta and gamma rays. Major areas of investigation are the understanding of irradiation effects and the development of new materials for gamma spectroscopy.

DATA PROCESSING, by R.L. CHASE, *Brookhaven, National Laboratory. L'Onde Electrique*, April 1964 (pages 355 to 357).

In an experimental science everything revolves around the recording and the interpretation of measurements, or in a word, the data processing.

The writer confines his account to nuclear physics and in this field to the considerations relative to the equipment employed, electronical for the most part.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

COMMANDE NUMÉRIQUE DE MACHINES OUTILS, par R. DAVID et A. BAYOL, Alcatel. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 388 à 395).

Le positionnement point par point consiste à déplacer d'un point à un autre un organe mobile d'une machine-outil. La position de cet organe est repérée par des règles à impulsions, fixées au bâti de la machine-outil et lues par des lecteurs photo-résistants. Les différents ordres à fournir à cet organe mobile sont programmés et élaborés par l'équipement électronique associé à la lecture de position.

THÉORIE ET UTILISATION DES MOTEURS PAS-A-PAS, par J. JACQUIN, Ingénieur Civil des Mines, Directeur Technique de S.F.M.I. (avec la collaboration de A.P. MORREALE, IMC Magnetics Corp.). L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 396 à 402).

La mise au point des moteurs pas-à-pas et des systèmes à impulsions qui leur sont associés a engendré un intérêt considérable dans les bureaux d'études d'aujourd'hui. En l'absence de littérature théorique ou pratique sur ce sujet, nous avons essayé de faire ressortir dans cet article les points importants de cette technique déjà ancienne, mais qui a dû son essor récent à la possibilité de réaliser des moteurs à très hautes performances dans des dimensions très réduites, en particulier dans les tailles 05, 08, 11. Par ailleurs, le développement des commutateurs transistorisés à hautes vitesses a permis d'utiliser pleinement les capacités de ces moteurs, susceptibles par eux-mêmes d'admettre dans certains cas jusqu'à 4 000 impulsions par seconde pour des pas de 15°.

NOTE SUR LE CALCUL DES RÉSEAUX EN ÉCHELLE, par J. ROBERT, Département de Génie Electrique, Université Laval, Québec, Canada. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 403 à 406).

Dans cet article on étudie tout d'abord le comportement des réseaux en échelle au moyen de formules de récurrence. On établit de façon semblable un ensemble de relations permettant l'étude de réseaux plus généraux formés de plusieurs sous-réseaux connectés entre eux comme les éléments d'une échelle. Ces méthodes se prêtent très bien à la programmation de calculatrices arithmétiques.

A titre d'exemple on présente une généralisation de la transformation classique étoile-triangle. On établit aussi des formules qui permettent d'étudier le fonctionnement d'un réseau comprenant un nombre quelconque de cellules en π identiques connectées en cascade.

PROPRIÉTÉS PHYSIQUES DE L'OR PUR ET DES ALLIAGES OR-COBALT ÉLECTRODÉPOSÉS, par A.M. DANEMARK, Chef Research Engineer, Sel-Rex International S.A. L'Onde Electrique d'avril 1964 (pages 407 à 416).

Des recherches ont prouvé que l'or électrodéposé est supérieur aux autres dépôts galvaniques de métaux précieux pour résoudre les délicats problèmes d'anticorrosion. Cet article a pour but de donner un résumé des premiers résultats de recherche sur les propriétés physiques de l'or et des alliages or-cobalt électrodéposés.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

A NOTE ON THE CALCULATION OF LADDER NETWORKS, by J. ROBERT, *Department of Electrical Engineering, Université Laval, Québec, Canada. L'Onde Electrique, April 1964 (pages 403 to 406).*

This paper describes iterative methods of analyzing the performance of ladder networks, and the performance of more general networks consisting of several subnetworks which are connected in the same manner as the elements of a ladder network. These methods may be easily applied to the programming of digital computers.

As an example a generalized star-delta transformation is derived. General relationships are also given for the study of cascade-connected identical π sections.

THE PHYSICAL PROPERTIES OF PURE GOLD AND OF ELECTRO-DEPOSITED GOLD-COBALT ALLOYS, by A.M. DANEMARK, *Chief Research Engineer, Sel-Rex International S.A. L'Onde Electrique, April 1964 (pages 407 to 416).*

Research has proved that electrically-deposited gold is superior to other electrical deposits of precious metals for dealing with the delicate problems of anti-corrosion.

The purpose of this article is to provide a summary of the first research results concerning the physical properties of electrodeposited gold and gold-cobalt alloys.

CONTROL METHODS FOR MACHINE TOOLS, by R. DAVID and A. BAYOL, *Alcatel. L'Onde Electrique, April 1964 (pages 388 to 395).*

Point by point positioning consists of moving from one point to another a mobile part of a machine tool. The position of this part is controlled by impulsing devices associated with the machine tool and read by photo-resistance readers.

The various instructions which are to be provided to this mobile part are programmed and developed by the electronic equipment associated with the position reading device.

THEORY AND APPLICATION OF STEP BY STEP MOTORS, by J. JACQUIN, *Ingénieur Civil des Mines, Directeur Technique de S.F.M.I. with collaboration of A.P. MORREALE, IMC Magnetics Corp. L'Onde Electrique, April 1964 (pages 396 to 402).*

The production of step by step motors and of the impulsing systems which are associated with them has given rise to considerable interest in present-day research organisations. In the absence of theoretical or practical literature on this subject we have tried to bring out in this article the important characteristics of this technique which is already well established, but which owes its recent leap forward to the possibility of manufacturing motors of very high performance within very small dimensions. Also the development of transistorised high-speed switches has made possible the full use of the potentialities of these motors which are themselves capable of accepting, in some cases, up to 4,000 impulses a second for steps of 15°.

ENSEIGNEMENTS ET PERSPECTIVES D'AVENIR*

PAR

J. POTTIER

*Chef de la Section Autonome d'Electronique Générale
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*

1. Introduction

Le troisième Colloque International sur l'Electronique Nucléaire s'est tenu à Paris du 25 au 28 novembre 1963 au Palais de l'UNESCO. Organisé par la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens (S.F.E.R.) il fut présidé par Monsieur Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

En 1958 la S.F.E.R. avait déjà réuni à Paris un premier Colloque International qui avait pour but de compléter, dans le domaine particulier de l'Electronique Nucléaire, les travaux de la Seconde Conférence Internationale de Genève sur l'utilisation de l'Energie Atomique à des fins pacifiques.

De son côté l'Agence Internationale de l'Energie Atomique organisa une Conférence à Belgrade en 1961.

Un point commun à ces trois réunions internationales a été le grand nombre des participants. Au cours de ce dernier colloque 1150 inscriptions furent en effet enregistrées et 1000 spécialistes, de plus de 30 nations assistèrent effectivement aux séances de travail.

Cette importante manifestation n'a été rendue possible que grâce au patronage de nombreuses sociétés privées et des organismes nationaux et internationaux suivants :

- Agence Internationale de l'Energie Atomique (A.I.E.A.).
- Centre Européen pour la Recherche Nucléaire (C.E.R.N.).
- Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.).
- Centre National d'Etudes Spatiales (C.N.E.S.).

— Centre National de la Recherche Scientifique (C.N.R.S.).

— Commissariat à l'Energie Atomique (C.E.A.).

— Direction Générale des Affaires Culturelles et Sociales du Ministère des Affaires Etrangères.

— Electricité de France (E.D.F.).

— Euratom

— Agence Européenne pour l'Energie Nucléaire de l'O.C.D.E. (E.N.E.A.).

— Union Internationale de Physique Pure et Appliquée.

Monsieur PALEWSKY, Ministre d'Etat, chargé de la recherche scientifique et des questions atomiques et spatiales a ouvert le Colloque le 25 novembre.

Monsieur le Duc DE BROGLIE, de l'Académie Française, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel, a bien voulu accepter de présider le Comité d'Honneur.

Monsieur MAILLET, Président Directeur Général de la Société Intertechnique, qui a présidé le Comité d'Organisation et Monsieur WAHL, le Secrétaire exécutif, ont animé le Comité d'Organisation, assurant ainsi la réussite matérielle de ce Colloque.

Les comptes rendus en sont déjà publiés grâce à l'Agence Européenne pour l'Energie Nucléaire de l'O.C.D.E. qui a apporté une importante collaboration au cours du colloque.

1.1. PROGRAMME DU COLLOQUE

Le domaine des sujets traités au colloque avait été volontairement limité aux études de portée générale et à celles relatives à l'instrumentation pour la recherche en physique nucléaire. En étaient exclues les applications particulières telles que, par exemple, les problèmes de contrôle des réacteurs (à l'exception

* Conférence prononcée devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens le 16 janvier 1964.

d'une conférence faisant le point sur le traitement d'informations dans ce domaine, en France), d'utilisation des radioéléments, de prospection, de protection du personnel, qui donnent lieu à des réunions spécialisées.

Il est intéressant de voir quels peuvent être les caractères spécifiques au domaine de l'électronique ainsi défini. Le but d'une expérience de physique nucléaire est toujours d'évaluer la probabilité d'observer un événement nucléaire remplissant certaines conditions en fonction d'autres conditions. D'une façon plus précise, si l'on considère une partition de l'ensemble des événements possibles, on cherche à déterminer la probabilité qu'à un événement d'être un élément d'une des parties. C'est à partir de telles lois de probabilité qu'on peut éventuellement dégager des lois physiques à l'échelle particulière.

On est en définitive ramené à classer des événements qui se produisent au hasard dans le temps (et c'est là peut-être le caractère le plus spécifique de ce qu'on appelle l'électronique nucléaire), et à faire ensuite la statistique de ces événements.

Le classement des événements peut se faire soit immédiatement, au fur et à mesure qu'ils se présentent (comme par exemple on peut classer des cartes au cours même d'une donne), soit après coup, en se contentant de noter successivement les événements qui se présentent. Ce classement peut dans certains cas (photographies de chambres à bulles ou à étincelles) utiliser les propriétés de reconnaissance des formes de l'œil et du cerveau humain, encore sans rivaux artificielles, mais chaque fois qu'il s'effectue selon des critères chiffrables on a intérêt à le faire automatiquement.

Le champ d'application de l'électronique nucléaire peut alors se diviser en les sujets suivants :

Les dispositifs d'acquisition de l'information (les transducteurs des mesures non nucléaires) :

Les chambres (parmi lesquelles ce sont les chambres à étincelles qui concernent le plus l'électronicien).

Les détecteurs.

Les dispositifs de traitement de l'information :

— Codeurs, qui à partir d'un signal élaborent un autre signal d'utilisation plus pratique, souvent mis sous forme numérique.

— Mémoires.

— Dispositifs de classement

soit immédiat (circuit de coïncidence, sélecteurs)
soit différé (conditionneurs).

— Dispositifs de calcul

qui peuvent être « en ligne » et traiter soit chaque événement qui se présente, soit des « paquets » d'événements, ou traiter les événements après coup, avant ou après que la statistique en soit faite.

Le programme du colloque était divisé en trois journées. La première était consacrée aux détecteurs de radiations, la matinée aux chambres à étincelles et scintillateurs, l'après-midi aux détecteurs à jonction, la seconde au traitement des informations. Au cours de la dernière journée étaient exposés les

travaux sur l'électronique rapide, qui se définit plutôt par les techniques mises en œuvre que par les fonctions à réaliser (c'est une difficulté bien connue de ceux qui ont à organiser un laboratoire d'électronique, ou à classer de la documentation, de déterminer si l'on doit procéder à un découpage vertical, selon les buts à atteindre, ou horizontal, selon les techniques employées, et il est en fait généralement impossible de procéder à un classement parfaitement rationnel).

1.2. CHOIX DES EXPOSÉS CITÉS

Le travail de sélection du comité de lecture a été particulièrement ardu, et comporte évidemment la part d'arbitraire due à toute œuvre humaine, d'autant plus qu'il a été effectué en ne disposant en règle générale que de résumés.

Le comité a reçu près de 250 propositions de conférences. Soixante-six ont été retenues pour des exposés oraux.

Il n'est évidemment pas question de citer ici systématiquement tous les exposés, ou même simplement les plus intéressants. On s'est contenté de noter essentiellement ceux qui semblent illustrer une tendance générale.

Ce choix a été fait en tenant compte non seulement de la valeur intrinsèque des travaux communiqués, mais encore de leur valeur d'illustration d'une tendance.

2. Les détecteurs (1^{re} Journée)

2.1. CHAMBRES A ÉTINCELLES (1^{re} session)

Le nombre, l'importance et la qualité des travaux actuellement menés sur les chambres à étincelles, déjà connus des physiciens spécialistes [1], a peut-être été la révélation du Colloque pour beaucoup d'électroniciens présents, non directement impliqués dans ce genre de problème.

Le conférencier invité, M. A. ROBERTS (Argonne National Laboratory, U.S.A.) a exposé les principes de ce genre de détecteur et indiqué les différents modes d'utilisation étudiés actuellement.

L'idée de base est la suivante :

Une particule ionisante laisse derrière elle, dans un gaz, un sillage ionisé. Si on établit alors brusquement entre des plaques parallèles situées dans ce gaz une différence de potentiel suffisante pour observer une décharge celle-ci est amorcée à partir des germes ainsi créés dans la trace de la particule.

Si l'angle de la trajectoire avec le champ électrique n'est pas trop grand, et reste inférieur à 40° par exemple, la décharge suit cette trajectoire (surtout si celle-ci recoupe les plaques). Ce fait, mis en évidence par M. CHARPAK du C.E.R.N. [2] dès 1957, a surtout été exploité par des chercheurs soviétiques.

Si au contraire la trajectoire est sensiblement parallèle aux plaques, on peut observer des décharges allant d'une plaque à l'autre, perpendiculairement à leur plan. Dans le cas où ces plaques présentent une forte résistance superficielle, on peut observer un

grand nombre de telles décharges simultanées et si les plaques sont transparentes (verre conducteur par exemple) une observation effectuée à travers elles montre la projection de la trajectoire sur le plan des plaques selon une direction perpendiculaire.

Une dernière voie de recherche consiste à utiliser un champ de haute fréquence :

Le champ H.F. fait alors osciller les électrons pratiquement sur place, et peut leur communiquer assez d'énergie pour exciter le gaz et même pour créer d'autres électrons. Le système fonctionne en amplificateur de brillance de la trace initiale d'une chambre à scintillation. La difficulté est d'obtenir une amplification assez importante sans observer un élargissement trop important de la trace. Ce type de chambres n'est pas à proprement parler une chambre à étincelles et nous n'en parlerons pas plus ici.

Après une décharge de chambre à étincelles, électrons et ions sont balayés sous les effets conjugués d'un champ électrique et de la recombinaison dans le gaz. Il est important que le temps de balayage soit court pour être en mesure de réutiliser la chambre rapidement, ce qui est un des caractères les plus intéressants de ce type d'appareils. On atteint des temps de l'ordre de $1\text{ }\mu\text{s}$, et même $0,25\text{ }\mu\text{s}$ dans les meilleurs cas, mais le processus de balayage offre encore de nombreux points obscurs.

Enfin, ces chambres requièrent des déclencheurs capables de fournir des impulsions de courant intenses (de l'ordre du kA) sous des tensions élevées (10 kV par exemple) avec des temps de montée très courts (environ 20 ns).

Les plus intéressants progrès dans ce domaine semblent dus à M. KERNS [3].

L'exploitation des chambres à étincelles peut utiliser des moyens optiques (caméras, vidicons, etc.) qui ne semblent pas actuellement pouvoir permettre d'utiliser pleinement les qualités de rapidité de réponse de ces chambres. De plus ces dispositifs requièrent des objectifs à très grande profondeur de champ.

On peut aussi avoir recours à des procédés acoustiques pour localiser les décharges en utilisant les instants d'arrivée de l'onde sonore sur des microphones judicieusement disposés [4].

La précision est du même ordre que celle obtenue avec les procédés optiques (0,5 mm) et là encore l'intervalle de temps séparant deux événements observables est assez long, à cause de la vitesse de propagation du son.

Il existe enfin des procédés purement électroniques.

L'un d'eux, proposé par M. CHARPACK consiste à faire le rapport des courants récoltés aux deux extrémités d'une des plaques constituant la chambre.

Le courant de l'étincelle se divise en deux courants dont le rapport correspond au rapport des impédances présentées par la plaque entre ses extrémités et le point atteint par l'étincelle.

L'autre consiste à utiliser des chambres à fils.

L'exposé des travaux effectués dans ce domaine à Brookhaven par M. FISHER et son équipe a certainement été un des plus remarquables du colloque [5].

Dans le dispositif qu'il a décrit, les électrodes sont constituées de fils répartis en nappes planes, et aux sorties de ces fils on dispose de résultats déjà codés sous forme discrète et capables d'attaquer des tores magnétiques par exemple. On peut de plus utiliser une décharge très faible, pratiquement obscure, qui permet un temps de balayage très court.

La précision possible ne semble pas inférieure à celle obtenue par d'autres dispositifs (0,5 mm).

Il apparaît à l'expérience que les chambres à étincelles sont utilisables même en présence des champs magnétiques forts nécessaires pour courber les trajectoires des particules et permettre d'en déduire des relations entre leur masse et leur énergie.

Il est enfin bon de noter que les chambres à étincelles donnent déjà lieu à des applications pratiques qui ne concernent plus seulement la recherche fondamentale. En particulier, MM. LANSIART et LELOUP, de Saclay, ont décrit l'intéressante chambre à étincelle pour scintigraphie médicale qu'ils ont étudiée.

2.2. DÉTECTEURS A JONCTIONS (2^e session)

Le conférencier invité était M. MAYER (Hughes Research Laboratories, U.S.A.).

De son exposé et des communications sur le sujet il ressortait clairement que les progrès dans ce domaine nécessitent actuellement un intense travail en profondeur.

Les résultats pratiques les plus marquants sont dus à l'augmentation de l'épaisseur des jonctions, rendue possible en particulier par l'emploi de la compensation en profondeur du germanium par la technique de diffusion de lithium.

Ces détecteurs épais permettent d'aborder maintenant les spectrométries β et γ .

En spectrométrie β , les épaisseurs obtenues ne sont pas encore suffisantes pour observer seulement un pic. Certains des électrons, dispersés hors de la zone sensible du détecteur au cours de leur parcours, donnent lieu à des impulsions plus faibles que les autres, ce qui se traduit par l'obtention d'un spectre présentant un maximum assez net mais une longue queue. Une résolution de 14 keV a néanmoins été obtenue par MM. CHASMAN et ALLEN.

En ce qui concerne la spectrométrie γ , la situation est très complexe car les électrons ont trois origines différentes possibles :

L'effet photoélectrique, important aux basses énergies, et qui varie comme Z^5 , Z étant le numéro atomique de l'élément constituant le cristal.

L'effet Compton, qui se manifeste surtout aux énergies moyennes et est proportionnel à Z .

L'ionisation, qu'on observe pour des énergies supérieures à 1 MeV, et qui est proportionnelle à Z^2 .

Ce sujet a donné lieu à deux exposés très intéressants ; celui de M. SAKAI (Tokaimura, Japon) « Beta and Gamma Ray Spectroscopy by use of semiconductor detectors » et celui de MM. DEARNALEY et LEWIS (Harwell, G.B.) « Lithium drifted surface semiconductors ».

Des progrès substantiels ont aussi été enregistrés dans le domaine des détecteurs très minces, utilisés surtout pour identifier les particules d'après leur Z évalué à partir de la connaissance de la perte d'énergie par ionisation ΔE à la traversée d'une couche d'épaisseur ΔZ et de celle de l'énergie totale E .

C'est actuellement dans le domaine de la spectrométrie de précision des particules relativement ionisantes (alphas, par exemple) que les détecteurs à jonction sont sans rivaux. La résolution en énergie est meilleure que celle obtenue à partir de l'ionisation dans un gaz car les potentiels d'ionisation étant de l'ordre de 10 fois plus faibles la statistique des paires créées porte sur sensiblement 10 fois plus de paires et doit donc fournir une précision à peu près trois fois meilleure compte tenu du fait qu'il semble bien que comme dans une chambre d'ionisation ces créations de paires sont corrélées et que les dispersions dans le nombre de paires créées sont plus faibles que ce qu'on pourrait penser à première vue (c'est-à-dire $\pm$ (nombre de paires)^{1/2}). Ceci conduit à un facteur de Fano inférieur à 1 [6].

2.3. AUTRES DÉTECTEURS. EXPÉRIENCES COSMIQUES (2^e session)

Il est bien évident que l'on continue à œuvrer au perfectionnement des autres détecteurs. En particulier les mécanismes de fonctionnement des scintillateurs liquides donnent lieu à des études très poussées.

C'est au cours de la séance consacrée aux détecteurs à scintillation qu'ont été exposées deux communications concernant des équipements destinés à des expériences de physique cosmique.

Au cours de la première de ces communications présentée par MM. LUDWIG et F.B. MACDONALD (Goddard Space Flight Center, U.S.A.) fut décrit un équipement destiné à être placé dans un satellite consistant en un véritable analyseur multiparamétrique mesurant 20 cm au cube, pesant 4,8 kg et consommant seulement 1,7 W, caractéristiques extrêmement remarquables.

La deuxième communication, de MM. BOCLET, DUCROS, GOUPIL, LABEYRIE, RÖCHIA de Saclay, concernait un appareillage de spectrométrie γ qui a permis, porté par une fusée « Véronique » de mettre en évidence le pic à 511 keV d'annihilation électrons-positons cosmiques.

3. Traitement des informations (2^e Journée)

3.1. DOMAINE TRAITÉ - EXPOSÉ GÉNÉRAL

Comme l'a fait spirituellement remarquer Monsieur CHASE (Brookhaven), conférencier invité, on peut, dans un sens extensif, admettre que tout l'ensemble de la recherche expérimentale n'est que du traitement d'informations.

Sans aller jusque là, on a pu voir (parag. 1.2) l'ampleur de ce domaine, et en fait cette journée a été extrêmement chargée.

Les codeurs pour la matinée, l'utilisation de calcu-

latrices universelles pour l'après-midi, ont été les sujets les plus importants traités.

L'exposé de Monsieur CHASE a surtout mis en évidence le débat qui oppose actuellement les champions du traitement d'information par calculatrices universelles en ligne munies des organes périphériques nécessaires, à ceux qui sont partisans d'appareils plus spécialisés, à programme essentiellement câblé ou, pour employer la terminologie anglo-saxonne, les champions du « Software » et ceux du « Hardware ». MM. CHASE non tellement par conviction personnelle que parce que seuls des exposés favorables à la première tendance étaient présentés, s'est fait l'avocat de la seconde. Il fit remarquer qu'il n'y a pas encore d'exemple d'expériences pour lesquelles l'utilisation de calculatrices universelles ait présenté d'avantages décisifs et qui n'auraient pas pu être réalisées autrement aussi bien. Il ne lui apparaît d'autre part pas évident que la préparation de programmes spéciaux pour fonctionner en temps réel ne nécessite pas autant, sinon plus, de travail, pour effectuer une expérience donnée, que la modification ou même la réalisation d'un appareil à programme câblé.

Il ne faut pas oublier que de toutes façons on ne peut traiter que des résultats dont on dispose sous forme numérique. Quel que soit le type de traitement d'informations choisi, des codeurs sont nécessaires, ainsi que généralement des mémoires-tampons.

Le conférencier a surtout soulevé le problème des codeurs d'amplitude.

La quasi-totalité de ceux-ci sont réalisés à partir de deux principes de base différents.

Suivant l'un (méthode de WILKINSON), on charge un condensateur à une tension égale à celle à mesurer, puis ce condensateur est déchargé à courant constant. Le temps qu'il met à se décharger mesuré à l'aide d'une horloge, permet d'obtenir l'amplitude.

Suivant l'autre, très utilisé pour les voltmètres numériques par exemple, la tension à mesurer est opposée à une tension élaborée par un réseau de résistances commandées séquentiellement par un comparateur qui élabore des tensions de raison $1/2$ d'une position à la suivante.

On voit que le temps mis pour effectuer la mesure est proportionnel au nombre de niveaux discernables dans le premier système, au logarithme de base 2 de ce nombre dans le deuxième, qui peut donc être plus rapide dans le cas d'un assez grand nombre de canaux définis par l'écart de tension entre deux niveaux successifs.

Il est facile d'imaginer que deux tensions successives peuvent être élaborées dans certains cas en mettant en circuit ou hors circuit une résistance correspondant au poids le plus faible, et dans d'autres cas en mettant par exemple en circuit une résistance de poids élevé et hors circuit plusieurs de poids plus faible. Si les niveaux peuvent toujours alors être définis avec une bonne précision (erreur absolue ou relative faible), il n'en est pas de même des canaux, définis par la différence entre deux niveaux. L'histogramme des niveaux indiqués en fonction de la tension est une

courbe en escalier qui en moyenne s'écarte très peu d'une droite, mais dont les marches sont de hauteurs inégales.

Cette situation est peu gênante en général, mais l'est dans le cas de la physique nucléaire. En effet, en se reportant alors aux remarques faites au parag. 1-2, on voit que si on observe des impulsions d'amplitudes équiprobables, on en classera plus dans les canaux correspondant à des marches hautes que dans les autres, ce qui fausse la statistique puisqu'on suppose en général a priori les canaux égaux.

Cette difficulté a été tournée de deux façons différentes, par M. FRANZ [7] d'une part, qui à partir de tensions obtenues comme précédemment élabore des canaux tous égaux en y ajoutant une tension constante, et observe si l'impulsion observée se trouve ou non dans un des canaux ainsi définis, par M. COTTINI, GATTI et SVELTO d'autre part, selon un procédé que M. GATTI a exposé au colloque, et que nous résumerons au paragraphe suivant. Selon M. CHASE, toutefois, le procédé de WILKINSON peut, en utilisant des circuits rapides et une fréquence d'horloge élevée, couvrir les besoins actuels.

M. CHASE a toutefois omis de citer un troisième type de codeur utilisant la méthode Mac-Mahon qui consiste à décharger un condensateur par une pompe à diode. On verra (§ 5.2) que ce procédé peut conduire aussi à des résultats intéressants.

3.2. LES CODEURS (3^e session)

Deux exposés illustraient les considérations développées par M. CHASE.

La communication de M. COTTINI, GATTI, SVELTO (CISE, Milan) décrit un système de mesure par oppositions de sommes de tensions de raison $\frac{1}{2}$ les unes par rapport aux autres, selon le processus déjà décrit, mais en utilisant un artifice qui permet de décaler successivement les canaux 60 fois par exemple de sorte qu'au canal virtuel d'ordre i correspondant successivement les canaux réels $i, i + 1, i + 2, i + 60, i$. On voit qu'alors on peut prendre pour largeur du canal virtuel i la moyenne des largeurs des 60 canaux réels qu'on a fait défiler, et qu'on peut alors admettre que cette moyenne est sensiblement la même pour les canaux virtuels $i, i + 1$, etc.

La linéarité différentielle est donc alors très améliorée.

La communication de M. GOURSKY (Saclay), présentée par M. GUILLON, décrivait elle une étude fidèle à l'autre voie indiquée par M. CHASE (codeurs du type Wilkinson). Les caractéristiques (linéarité différentielle $\pm 1\%$, fréquence d'horloge possible 10 ou 20 MHz) sont intéressantes, et la porte linéaire associée à ce convertisseur, d'un principe original, ne détériore pas ses qualités.

Toujours en ce qui concerne la spectrométrie d'amplitude, la communication de MM. DUDLEY, SCARPATETTI (A.I.E.A. Vienne) « The stabilization of a gamma ray scintillation spectrometer against zero and gain drifts », présentée par M. DUDLEY, a été une des plus remarquées.

Pour ce qui est du codage en position, surtout

appliqué aux chambres à étincelles, différentes voies sont explorées. On peut citer en particulier la communication de M. LINGJAERDE (C.E.R.N.) « A cathode ray tube flying spot digitizer for measurement of spark chamber pictures » et celle de M. WHITEHEAD (Harwell) « The use of sonic spark chambers and data handling techniques in a scattering experiments ».

Les codeurs de temps n'étaient pratiquement pas étudiés à cette session, mais à la première session d'électronique rapide. Le seul exposé relatif à ce sujet fut celui de M. THENARD (Saclay), sur le changement de pas programmé de trains d'impulsions, ingénieuse méthode qui permet dans un codeur de temps d'utiliser une largeur de canal variable selon les zones d'énergie, mais qui est susceptible de bien d'autres applications intéressantes au traitement d'informations.

3.3. SYSTÈMES DE TRAITEMENT D'INFORMATIONS (4^e Session)

Le point commun à tous les exposés présentés à cette session était leur complexité.

Il est très difficile de juger sans une étude très détaillée de l'intérêt réel de tel ou tel dispositif utilisant une calculatrice en ligne pour une expérience bien déterminée, le principal avantage revendiqué pour un tel système étant précisément le fait qu'on peut en principe très facilement passer d'un type d'expérience à un autre.

On peut toutefois remarquer qu'assez souvent, pour un problème donné, des solutions extrêmement voisines sont élaborées de façon tout à fait indépendante. Par exemple, l'analyse spectrométrique quantitative bêta et gamma par la méthode des moindres carrés était à l'origine de deux communications proposées, une anglaise et une française (M. LEGRAND, Saclay), dont la dernière seule a donné lieu à un exposé oral car il semblait que le travail qu'elle décrivait était un peu plus avancé.

Enfin, on peut noter au passage que pour l'étude des piles atomiques l'utilisation de détecteurs de neutrons fonctionnant en régime impulsif et le recours aux techniques de comptage, qui fournissent directement des résultats sous forme numérique, a donné lieu à deux communications. Cette technique très prometteuse se heurte encore à quelque difficulté en ce qui concerne les détecteurs.

4. Electronique rapide (3^e Journée)

4.1. CODEURS ET SÉLECTEURS EN TEMPS - DÉTECTEURS A JONCTIONS - MÉMOIRES (1^{re} session).

Le conférencier invité, M. PIZER (CERN) brosse un tableau du domaine couvert par ce qu'on appelle l'électronique rapide, et qu'on peut définir simplement en disant qu'elle est en ce qui concerne la rapidité à la frontière des possibilités techniques au moment considéré, et des progrès réalisés. L'apparition des semiconducteurs et des techniques de circuits imprimés rend les résultats beaucoup plus reproductibles, essentiellement parce que d'une part ces circuits étant très ramassés et les semiconducteurs fonction-

nant sous des impédances assez basses les effets des capacités et des couplages parasites sont très diminués de façon absolue, et parce que d'autre part les détails de réalisation sont pratiquement les mêmes d'un expérimentateur à l'autre.

L'ordre de grandeur de la précision en temps obtenue devient peu à peu inférieur à la nanoseconde.

Au cours de la première session, quatre codeurs de temps utilisant des techniques numériques de traitement d'informations ont été décrits. Deux des exposés concernaient des codeurs à canaux de 1 ns, « A nanosecond time coder with great analysis range for time of flight experiments » communication de MM. KLOPF, MEYER, STUBER, VERELST (EURATOM, Geel) et « Codeur de temps transistorisé, 1 nanoseconde par canal », communication de MM. BRUDERMULLER et RENTER (Karlsruhe, R.F.A.) et MM. DURAND et GIRAUD (INTERTECHNIQUE, France).

Un sélecteur en temps nanoseconde à conversion temps-amplitude a été décrit par M. VAN ZURK (C.E.N. Grenoble).

Deux exposés, l'un de MM. KATZENSTEIN et ALEXANDER (Solid State Radiations Inc., U.S.A.) l'autre de M. NYGAARD (Suède) étaient relatifs à l'utilisation des détecteurs solides en électronique rapide.

MM. ALEXANDRE, ANTIER, GRUNBERG (C.E.N. Grenoble, France) ont exposé leurs travaux sur les mémoires magnétiques à couches minces.

Un très intéressant exposé de MM. FRAYSSE, PROSDOCINI et WINTER (EURATOM, Geel), intitulé « Dispositifs d'électronique rapide utilisée dans des mesures de sections efficaces de fission » comportait en particulier une étude des problèmes de mise en forme des impulsions et du compromis nécessaire entre précision en amplitude et fréquence maximale de fonctionnement possible qui a amené les auteurs à permettre un passage continu d'un mode de fonctionnement « sensibilité à la charge » à un mode de fonctionnement « sensibilité à l'amplitude. »

4.2. PHOTOMULTIPLICATEURS, AMPLIFICATEURS, CODEUR D'AMPLITUDE, COMPTAGE, ETC. (2^e session)

Le photomultiplicateur constitue toujours un chaînon essentiel de la plupart des chaînes d'électronique rapide. M. PIETRI (LEP, France) a exposé les progrès auxquels son équipe travaille dans ce domaine. Le successeur du 56 AVP, le XP 1020, présente un temps de transit de 25 ns et un temps de montée de 1,5 ns.

On peut déplorer qu'un travail de WOUTERS et al [8], à Livermore, soit resté sans suite.

En ce qui concerne les amplificateurs, le travail de MM. DANON (Laboratoire de l'accélérateur linéaire, Orsay, France) et LINVILL (Semi-conductor Lab., Stanford, U.S.A.) intitulé « Application de la méthode des paramètres échantillonnés au calcul et à la réalisation d'amplificateurs transistorisés à larges bandes » décrivait une très intéressante nouvelle méthode pour établir un projet d'amplificateur. Les temps de montée obtenus sont de l'ordre de 1 ns.

Un codeur d'amplitude rapide, de très intéressantes caractéristiques (100 canaux, 500 ns de temps de

conversion), dû à MM. ARNAL et BORCHI (Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, France) emploie la méthode de Mac Mahon (décharge d'un condensateur par pompes à diodes) mais en utilisant de grands pas pour effectuer la majeure partie de la décharge, des petits pour obtenir une définition précise.

Le comptage avec un temps de résolution de 10 ns entre dans une phase industrielle (M. LEBAIL, C.G.E., France).

5. Conclusion

L'impression dominante est que l'électronique nucléaire sort d'une époque en quelque sorte romantique pour entrer dans une ère classique. Les semi-conducteurs ont permis une multiplication par un facteur supérieur à 10 de la complexité des circuits tout en gagnant encore en sécurité de fonctionnement. On a donc pu enfin élaborer des dispositifs auxquels on ne pourrait que rêver il y a quelques années, mais il est nécessaire de remarquer que les idées vraiment neuves sont fort peu nombreuses.

Il faut probablement prendre garde à ne pas se laisser emporter par la facilité technique, à faire de l'art pour l'art, à élaborer des dispositifs d'une complexité croissante et parfois peut-être gratuite.

Dans quelles directions principales peut-on essayer de faire porter les efforts ? C'est là une question à laquelle il est bien difficile de répondre. Néanmoins, actuellement l'ordre de grandeur du délai entre le moment où on aborde une étude vraiment originale et le moment où elle est réellement utilisable par d'autres que son promoteur est de l'ordre de deux ans, et il est donc nécessaire d'essayer de dégager les objectifs essentiels.

La motivation des études d'électronique nucléaire, pour employer un terme à la mode, est double. L'attraction exercée par les besoins extérieurs d'une part, la poussée interne due à l'évolution technique d'autre part.

Les physiciens, préoccupés de mener le plus rapidement possible à bon port leurs recherches, formulent peu de demandes à long terme. Il appartient donc aux électroniciens de s'efforcer de deviner l'évolution de leurs besoins, ce qui est relativement facile dans quelques cas bien déterminés (spectrométrie, expériences de temps de vol), et bien moins dans d'autres cas (physique des hautes énergies par exemple).

On peut raisonnablement prévoir que l'extension des chambres à étincelles, l'utilisation de plus en plus fréquente de sources et de cibles polarisées dans les accélérateurs, la possibilité d'utiliser des arrangements matriciels de détecteurs à semiconducteurs conduiront à donner de plus en plus d'importance aux coordonnées d'espace.

Il est également permis de remarquer que la modulation naturelle du faisceau des accélérateurs (à 10 MHz environ pour les synchrotrons, 3 000 MHz pour les linéaires) est actuellement plutôt considérée comme un phénomène gênant, alors qu'il est probablement possible d'en tirer avantageusement parti.

Quelques considérations très simples peuvent aussi servir de guides, par exemple la suppression des goulots d'étranglement actuels est souhaitable.

En électronique rapide, les limitations proviennent maintenant plutôt des détecteurs. Pour la spectrométrie α , par exemple, au contraire, les circuits (amplificateurs, codeurs) présentent des caractéristiques (linéarité, dynamique, fidélité) qui ne permettent pas d'utiliser pleinement les qualités des meilleures jonctions actuellement fabriquées.

En ce qui concerne le traitement d'informations, il y a eu un gros travail de fourni et il en reste encore beaucoup à fournir, mais les idées de base sont à peu près les mêmes pour tous.

Si la conception des calculatrices destinées à être utilisées en ligne sort du cadre de l'électronique nucléaire, elle doit néanmoins tenir compte de certaines contingences. Par exemple, l'accès aux mémoires doit être autant que possible aléatoire, sinon on est amené à utiliser d'autres mémoires extérieures à la machine, et surtout l'opération « addition de 1 » doit pouvoir s'effectuer très simplement et très rapidement, car on doit l'effectuer chaque fois qu'il se présente un événement utile. Des problèmes de présentation des résultats spécifiques aux expériences nucléaires se posent aussi.

Les chambres à étincelles constituent un important sujet de travail. Il reste à débrouiller et à comparer les avantages et les inconvénients de chaque méthode d'exploitation proposée.

L'électronique nucléaire destinée aux expériences spatiales pose ses problèmes particuliers. Si les performances demandées ne sont en général actuellement pas très poussées, des problèmes de faible consommation, de fiabilité, de faibles encombrement et poids, de tenue aux rayonnements, etc. demandent une technique très évoluée pour être résolus de façon satisfaisante.

Dans des domaines moins gouvernés pour des considérations technologiques, il semble que, comme en radioélectricité, on approche peu à peu des limites naturelles de précision des mesures imposées par les processus de détection même (ionisation, excitation), et qu'il soit très fructueux d'analyser méthodiquement

ces processus d'une façon beaucoup moins superficielle qu'on ne le fait actuellement trop souvent.

C'est semble-t-il, à partir de réflexions de cette nature que M. GATTI a entrepris beaucoup de ses travaux les plus intéressants.

La communication de MM. FRAYSSE et al (citée au § 4.1) fait aussi appel à des considérations de cette nature.

Un effort de réflexion sur le processus même de la mesure, sur ce qui peut caractériser intrinsèquement les grandeurs à mesurer en mettant en œuvre des moyens électroniques aussi simples que possible, compte tenu du caractère aléatoire des phénomènes observés est peut-être un des plus grands facteurs de progrès. C'est la conjonction de cette tournure d'esprit à prendre, de la connaissance des moyens techniques à mettre en œuvre, de l'expérience déjà acquise qui permet de préjuger favorablement ou non de la valeur de telle ou telle solution, sans oublier le facteur peut-être le plus important, l'imagination, sans laquelle les connaissances mathématiques et techniques les plus poussées ne permettent que d'être un bon exécutant, mais non un véritable créateur, qui font de l'électronique nucléaire une véritable discipline.

Le lecteur trouvera ci-après le texte des conférences prononcées par les conférenciers invités, à ce troisième Colloque International sur l'Electronique Nucléaire.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Spark chamber Symposium, *RSI* **32**, 5 (1961).
- [2] CHARPAK G., *J. Phys. Rad.* **18**, 539 (1957).
- [3] KERNS Q., Lawrence Rad. Lab. Report LRL 1963 (non publié).
- [4] MAGLIC. — *Nucl. Inst. and Meth.*, **17**, 49 (1962) et **20**, 165 (1963). FISHER, COLLINS, HIGINBOTHAM. — Characteristics of a digitized discharge hodoscope. Exposé fait au colloque.
- [6] FANO, *Phys. Rev.* **72**, 26 (1947).
- [7] Conference on Instrument Techniques in Nuclear Pulse Analysis Monterey, Calif. avril 1963.
- [8] WOUTERS et al. — *I.R.E. Trans. on Nuclear Science* P. 9, août 1962, vol. NS 9, n° 4.

LES CHAMBRES A ÉTINCELLES : ÉTAT ACTUEL DE DÉVELOPPEMENT

PAR

A. ROBERTS

Argonne National Laboratory

Les chambres à étincelles ont été introduites en 1958-60 dans la physique des hautes énergies ; leur usage s'est ensuite répandu comme une traînée de poudre. Depuis le symposium sur les chambres à étincelles, en 1961 [S-1], elles ont fait l'objet de nombreuses améliorations techniques et, actuellement, il n'y a plus guère d'ensemble électronique pour la détection de particules de haute énergie, qui ne comporte de chambre à étincelles.

Les divers types de chambres à étincelles sont de plus en plus nombreux, ce qui permet de les classer par catégories selon plusieurs paramètres. La décharge peut être enregistrée par des moyens acoustiques, électriques ou optiques ; cet enregistrement peut être analogique ou numérique, sur film, sur ruban magnétique ou sur mémoires à tores magnétiques ; et la chambre, grâce à son principe de fonctionnement même, peut livrer une visualisation analogique de la trajectoire de la particule, ou en donner une représentation partiellement ou entièrement numérique. Cette dernière catégorie est particulièrement intéressante à discuter.

1. Les chambres à étincelles : Mode d'emploi et techniques

a) UTILISATION DES CHAMBRES A ÉTINCELLES POUR LA VISUALISATION DE TRACES

Dans ce chapitre nous verrons les chambres à étincelles utilisées exactement de la même manière que les chambres de Wilson, c'est-à-dire en tant que milieu gazeux dans lequel la trajectoire d'une particule, rendue visible, peut être photographiée.

Les chercheurs qui travaillent avec des chambres à étincelles savent, depuis un certain nombre d'années, qu'en conditions appropriées l'étincelle suit la particule sur son parcours. CHARPAK [C-1], le premier, en démontra la réalité, puisqu'en 1957 il vérifia qu'une décharge à étincelles retraçait la trajectoire d'une particule α .

Cet aspect du fonctionnement d'une chambre à étincelles, à ne pas confondre avec un autre mode d'utilisation, plus répandu, en tant que chambre à échantillonnage (c'est-à-dire dans laquelle l'étincelle sert à échantillonner un point sur la trajectoire de la particule), a été mis au point récemment, par des savants russes notamment. Des études de chambres à grand espace interélectrode sont décrites par GOVOROV et collaborateurs [G-1] et leurs résultats préliminaires ont été divulgués à la Conférence de 1960 sur l'Instrumentation, à Berkeley. BOROSOV et son équipe [B-1] ont constaté que des chambres avec espace interélectrode de 4,5 à 10 cm, dans lesquelles on envoyait des impulsions suffisamment brèves, permettaient de suivre des trajectoires inclinées à des angles allant jusqu'à 40°, par rapport au champ électrique. Ces auteurs avaient pris du néon ou de l'argon comme gaz de remplissage et de l'alcool comme agent autocoupeur. Plus récemment, ALIKHANIAN et collaborateurs [A-1] ont publié des rapports sur des chambres avec espaces interélectrodes allant de 20 à 50 cm, et pouvant être placées dans un champ magnétique. Ils disent que leurs mesures de la quantité de mouvement d'après le rayon de courbure de la trajectoire étaient en bon accord avec d'autres valeurs mesurées indépendamment pour la même particule.

Dans la chambre de visualisation de traces à grand espace interélectrode, le « streamer » de décharge doit toujours traverser l'intervalle entre les électrodes, même si la particule n'en fait pas autant. Une particule donc, qui sort de la chambre par une paroi latérale, laissera une trace qu'il faudra prolonger à l'aide d'une décharge le long de la paroi. On ne sait pas encore expérimentalement ce qui se produit lorsqu'une particule neutre engendre, par interaction ou désintégration, une trace commençant au milieu de la chambre ; on est en droit de supposer que dans ce cas, il faudra compléter la décharge par un « streamer » courant dans le sens d'une ligne de force du champ électrique, afin de pouvoir déterminer la trajectoire. Si tel est le cas, l'interprétation d'événements comme celui-ci risque d'être incertaine.

Chambres lumineuses

Une autre méthode de visualisation de traces consiste à appliquer des champs électriques oscillants capables d'inciter tout électron primaire à émettre de la lumière en accélérant suffisamment pour qu'il excite le gaz de remplissage. Il s'agit là d'un type de décharge provoquée sans électrodes, et pour cette raison aucun « streamer » ne traversera l'espace interélectrode. Dans une chambre comme celle-ci, la trajectoire de la particule devient lumineuse ; les sommets et les fins de trajectoire sont visibles sans intervention d'une décharge additionnelle. FUKUI [F-1] décrit des études conduites dans ce sens, à l'aide d'une source d'excitation à micro-ondes.

ARECCHI, CAVALLERI, GATTI et REDAELLI [A-3] à Milan, étudient ce mode de visualisation de traces depuis 1960, en se servant d'une chambre à espace interélectrode étroit, qu'ils appellent « chambre lumineuse » ou « chambre à scintillations avec amplification lumineuse par gaz ». Les particules traversent l'intervalle séparant les électrodes selon une direction approximativement parallèle aux plaques. La chambre est excitée au moyen d'une décharge HF amortie. Ces auteurs [C-2] ont obtenu des trajectoires lumineuses de particules alpha, mais la lumière totale produite était si faible qu'une photographie directe de l'événement en devenait problématique. En outre, les traces étaient plutôt diffuses ; en effet, vu les conditions de fonctionnement de la chambre, le diamètre apparent de la trace augmentait de 0,2 cm en 0,2 μ s, dans le sens des lignes de force du champ électrique, par suite de diffusion d'électrons. La même équipe, ayant étudié le comportement de mélanges binaires et ternaires de divers gaz rares, en a conclu qu'un mélange de néon, d'argon et de xénon, donnait la meilleure intensité lumineuse [A-4]. Tout récemment, CHARPAK a obtenu des traces auto-lumineuses avec des particules de très faible pouvoir ionisant [C-8].

Dans ce type de chambre, l'effet attendu d'une impulsion HF, c'est d'émettre de la lumière par oscillation forcée des électrons libres dans le gaz ; l'intensité lumineuse ainsi obtenue devrait être proportionnelle au nombre d'électrons libres. Or il apparaît, d'après ces travaux, que la production par cette méthode de traces suffisamment larges avec une bonne définition, ceci au moyen de particules à très faible pouvoir ionisant, sera une entreprise hasardeuse, à moins qu'on ne parvienne à réaliser des conditions expérimentales permettant d'accroître notablement l'amplification lumineuse dans le bref instant qui précède l'élargissement excessif de la trace par diffusion d'électrons. On peut, bien sûr, utiliser des amplificateurs de lumière pour amplifier les signaux lumineux faibles ; mais, ce faisant, on augmente considérablement la complexité du système, tout en limitant fortement la résolution possible.

Une comparaison de ces deux modèles de chambres à visualisation de traces montre que la chambre à grand espace interélectrode donnant naissance à un « streamer » qui poursuit la trajectoire d'une particule est plus commode à réaliser peut-être, mais qu'elle risque de soulever des difficultés dans l'observation

des fins de trajectoires. La précision globale de détermination des fins de trajectoires est meilleure qu'avec les chambres à échantillonnage, lorsqu'il s'agit de trajectoires courtes. La résolution des sommets de courbes est meilleure également. La chambre à large espace interélectrode promet d'être particulièrement utile pour observer la désintégration de particules chargées produites au cours des réactions $\pi \rightarrow \mu$ ou $\Sigma^\pm \rightarrow n + \pi^\pm$.

La chambre à amplification lumineuse totalement exempte de « streamers » présente, par rapport à la chambre dans laquelle la décharge suit la trace, l'avantage de donner une vision nette de tous les points au sommet et aux extrémités des trajectoires. On devrait de plus pouvoir effectuer, grâce à cette chambre, des mesures assez précises de densité d'ionisation. Les espoirs sont permis, quant à des progrès ultérieurs dans cette voie.

Chambres à projection

Nous allons parler maintenant d'un type de chambre que FUKUI et MIYAMOTO [F-7] appellent « chambre à décharge », et dans laquelle les trajectoires des particules sont approximativement parallèles aux plaques, et rendues visibles par des « streamers » qui courent dans le sens des lignes de force du champ électrique. Si les plaques de la chambre sont transparentes, les traces apparaîtront parallèlement au champ électrique, et la projection de chaque « streamer » sera ponctuelle, de sorte que la trajectoire sera visualisée par une guirlande de points lumineux, comme dans une chambre de Wilson. Une telle chambre peut logiquement porter le nom de « chambre à projection », puisqu'elle livre la projection de la trajectoire sur une surface équipotentielle du champ électrique appliqué.

Parmi les publications récentes concernant les chambres à projection de traces, nous citerons un article de FUKUI et ZACHAROV [F-2], où l'on décrit des chambres à plaques de verre, avec électrodes transparentes de haute résistance. Ces chambres sont conçues principalement pour recevoir des faisceaux intenses de particules, et à cet égard leurs performances sont remarquables. Pour des faisceaux incidents allant jusqu'à 107/cm².s, on ne note aucune diminution de leur efficacité (protons de 13 MeV, avec ionisation d'environ 6 fois supérieure à l'ionisation minimale). A partir de 10⁸, les traces cessent d'être visibles. Avec un temps de balayage de quelques microsecondes, on a pu accepter jusqu'à une vingtaine de traces par cm². Près de 100 électrons/cm² ont été aperçus dans des gerbes denses ayant traversé l'air*.

CHARPAK et MASSONET [C-3] décrivent une chambre à projection un peu différente. Ils avaient utilisé des électrodes métalliques grillagées au lieu de verre, et ils avaient ajouté au mélange gazeux de l'iode, agent autocoupeur très efficace. L'iode limite le

* Les remarques de ces auteurs, qui contestent l'efficacité des chambres à plaques métalliques quant à la mise en évidence de traces multiples, ne sont pas vérifiées ; les grandes chambres à plaques métalliques ont une efficacité de détection élevée, puisqu'elles permettent la visualisation de 20 particules simultanées ou davantage [B-2, B-3, F-3].

courant de décharge, faisant ainsi apparaître de nombreux "streamers" simultanés. Par contre, il ralentit notablement le rythme de la chambre puisque, en présence d'iode, la décharge met plusieurs microsecondes pour se développer après application de l'impulsion, ce qui représente un inconvénient certain, lorsqu'il s'agit d'observer des faisceaux intenses de particules. Naturellement, il n'est plus nécessaire dès lors que le temps de montée de l'impulsion soit aussi rapide, ce qui simplifie la conception du générateur d'impulsions. Au cours d'une expérience ultérieure, CHARPAK a trouvé qu'en choisissant un espace interélectrode d'environ 5 cm, on pouvait se passer d'iode, et accélérer ainsi la cadence de la chambre.

Si l'on met au point la chambre à projection, c'est parce qu'on la juge intéressante à cause de sa bonne résolution, bien qu'elle ne puisse fournir aucun renseignement sur la troisième dimension. Il est évident qu'avec ce type de chambre on ne gagne rien en prenant deux vues d'une même trajectoire, puisque celle-ci ne renferme aucune information concernant la troisième dimension. Ces chambres servent principalement, on le devine, à observer une région restreinte, avec une bonne résolution ; on recueille ainsi des informations sur la profondeur, soit en limitant l'observation à un plan, soit en adjoignant au système une chambre auxiliaire à échantillonnage.

On peut aussi envisager une chambre à projection ayant une géométrie cylindrique coaxiale avec cible placée dans le cylindre central. Ce dispositif permet d'avoir une haute résolution dans une région proche de la cible, sans préjudice de l'angle solide, et promet d'être utile dans l'observation des produits de réaction à vie courte.

Chambres à échantillonnage

Jusqu'à ce jour toutes les expériences impliquant l'usage de chambres à étincelles faisaient intervenir ces dernières en tant que chambres à échantillonnage, c'est-à-dire dans lesquelles l'interprétation d'une étincelle isolée se fait en observant un point d'échantillonnage sur la trajectoire de la particule considérée.

Les chambres utilisées pour l'échantillonnage ont un espace interélectrode étroit, ne dépassant pas 1 cm en règle générale.

On connaît actuellement de nombreux systèmes pour réaliser des chambres à étincelles, et le lecteur intéressé par ce sujet pourra consulter la littérature pour tous détails [voir, par exemple, S-1, B-3, R-4]. Nous verrons d'abord quelques perfectionnements apportés aux chambres à étincelles afin de permettre la visualisation d'un plus grand nombre de particules.

Temps de balayage

La possibilité offerte par la chambre à étincelles, d'examiner des faisceaux intenses, entre en ligne de compte plus particulièrement pour les chambres destinées à définir le parcours d'une particule frappant une cible. Dans des chambres avec espacement interélectrode habituel de 6-100 mm et mélange gazeux néon-hélium usuel, le temps de balayage minimal est souvent de 0,5 μ s, selon qu'on fait varier la tension de balayage. Pour diminuer le temps de balayage, on peut réduire l'espace interélectrode. Avec des espacements de 3 mm, PHELAN et collaborateurs [P-1] ont réussi à abaisser le temps de balayage jusqu'en dessous de 0,25 μ s (voir figure 1). Cette durée peut, probablement être encore réduite ; mais elle cesse alors d'être pratique dans les conditions expérimentales habituelles, où le retard total au déclenchement, dû au temps de transit dans le photomultiplicateur, au retard dans les circuits, au temps de formation des étincelles, etc., est en général plus long.

La solution de l'agent chimique d'effacement (gaz électronégatif), pris seul ou combiné avec un champ électrique, n'a jamais été étudiée à fond. MURPHY et O'NEILL [M-1] ont trouvé qu'on pouvait utiliser SO_2 à cet effet, et leurs temps de balayage variaient de 1,5 à 2,0 μ s. Mais ils ne donnent pas l'allure de leurs courbes d'effacement. Par un agent chimique on doit s'attendre à un effacement moins brusque que par un champ électrique, puisque dans le premier cas la disparition des électrons devrait être

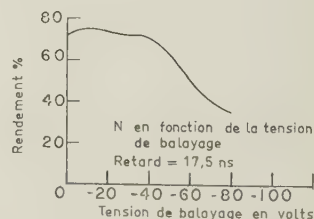
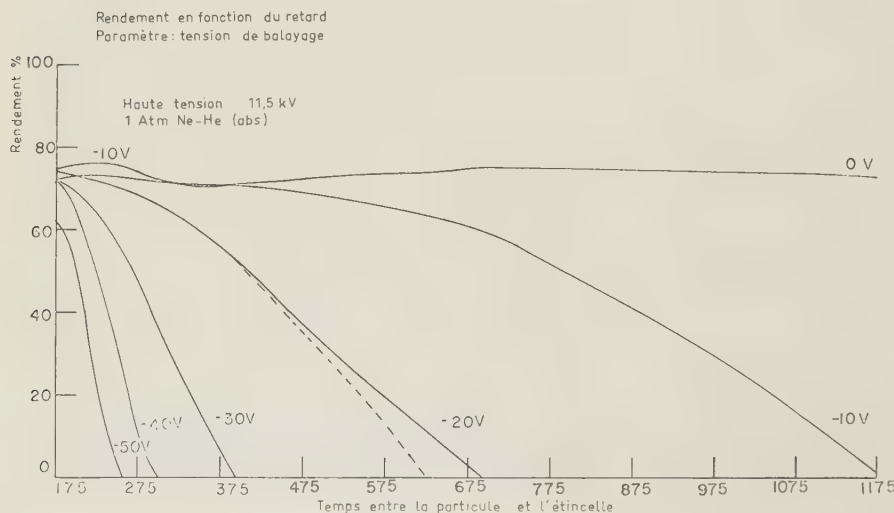


FIG. 1. — Temps de restitution d'une chambre avec espace inter-électrode de 3 mm, remplie d'un « gaz pour chambre à étincelles » (mélange de néon et d'hélium à 90/10 pour cent, en fonction de la tension de balayage.

une fonction du temps, exponentielle et non pas linéaire. MIYAMOTO [M-2] suggère que la probabilité de capture des électrons pourrait varier avec leur vitesse, cela pour expliquer le minimum sur la courbe de variation du temps de balayage en fonction du champ électrique [C-4, S-4, B-2].

Désensibilisation

Il est souvent souhaitable de pouvoir observer des produits de réaction vers l'avant et près de la cible. Dans ce cas on peut laisser le faisceau incident tout entier traverser la chambre ; et, lorsqu'il s'agit d'un faisceau intense, il arrive qu'une ou plusieurs particules en moyenne soient présentes simultanément pendant l'instant de sensibilisation. Etant donné que les traces récentes ont tendance à effacer les précédentes, diminuant ainsi l'efficacité de détection et parasitant l'image vers l'avant, on recommande de désensibiliser le petit volume gazeux traversé par le faisceau, surtout si ce dernier est bien focalisé. SCHLUTER [S-2] fut le premier à procéder de la sorte en découpant des trous, ouverts vers l'avant, dans les plaques de la chambre. PHELAN et collaborateurs [P-1] y parvinrent en recouvrant la surface impliquée avec du mylar ou quelque autre couche d'isolant.

REIBEL et SCHULTER [R-2] échouèrent lorsqu'ils voulurent faire fonctionner une chambre à étincelles avec de l'hélium liquide, mais ils réussirent en utilisant comme gaz de remplissage de l'argon comprimé sous 8 atm. MICHAEL et SCHLUTER [M-3] ont trouvé que l'efficacité de formation d'étincelles en vue de la production de traces multiples dans une chambre à remplissage de néon était fonction du temps de montée de l'impulsion, ce rendement étant plus élevé pour des temps de montée plus brefs.

b. EQUIPEMENT AUXILIAIRE POUR CHAMBRES A ÉTINCELLES. GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS

Vu les dimensions croissantes des chambres à étincelles, on a presque entièrement renoncé au thyatron à hydrogène, remplacé par un système de commande de l'éclateur. Si l'on veut réaliser des temps de montée brefs, il faut fournir à la chambre un courant intense. C'est ainsi qu'avec une chambre à étincelles de 1 m², avec espace interélectrode de 1 cm, il faut un courant de 1 000 A pour obtenir un temps de montée de 20 ns. Le dessin du système doit être très étudié, si l'on veut utiliser des courants aussi élevés. Les progrès les plus importants réalisés au cours des dernières années en ce qui concerne les éclateurs sont dus, semble-t-il, à KERNS [K-1] et collaborateurs, au Lawrence Radiation Laboratory, où ces chercheurs ont construit un système fonctionnant avec de l'air à la pression atmosphérique, peu sensible à la distance interélectrode de l'éclateur, système dont le retard est faible et le "jitter" négligeable, comparés à ceux d'autres modèles. Si l'on utilise de tels éclateurs disposés en cascade, la nécessité de disposer d'étages de commande plus importants se trouve éliminée, et le retard dans ces étages en est diminué. Le retard global entre une impulsion de 1 V à l'entrée et une impulsion de

déclenchement de 10 kW à la sortie est d'environ 35 nanosecondes.

Pour rendre l'éclateur indifférent à la distance interélectrode (dans ce cas on a l'avantage de pouvoir utiliser l'éclateur pour de nombreuses impulsions sans réajustement), on l'éclaire avec la lumière ultraviolette émise par un tube corona synchronisé sur l'impulsion de déclenchement.

STAHLBRANDT [S-3] décrit un générateur de déclenchement ne comportant que des composants solides. Il prend un déclencheur de 2 volts, et se sert de redresseurs au silicium à avalanche contrôlée, pour engendrer des impulsions de sortie sous 6-8 kilovolts. Son montage peut être adapté à des tensions plus élevées.

Optique

En ce qui concerne la visualisation photographique classique des événements des chambres à étincelles, on note quelques développements récents qui promettent d'être intéressants. La firme « Photoelectronics », à Santa Monica [N-1], a mis au point une caméra beaucoup plus rapide que toutes celles qu'on trouve dans le commerce actuellement. Cette caméra n'en est pas encore au stade de la fabrication de série, mais les performances du prototype sont très prometteuses [P-2]. L'importance de cette amélioration réside dans le fait que la vitesse maximale à laquelle un ensemble classique (donc d'échantillonnage) avec chambres à étincelles peut rassembler les données, est limitée à l'heure actuelle du fait des caméras.

Avec les meilleures caméras disponibles sur le marché, la cadence d'images du film est au minimum de 30 à 60 ms, durée beaucoup plus longue que le temps de restitution de la chambre à étincelles (égal à 5-10 ms environ). Les nouvelles caméras dont il vient d'être question ont une cadence d'images ne dépassant pas 6 à 8 ms pour le format en 35 mm et de 10 à 12 ms pour les photographies en double format. On prévoit aussi le format en 70 mm. Dès que ces caméras seront mises en vente, on pourra augmenter la cadence de prises de vues de tous les types de chambres à étincelles et la synchroniser avec l'impulsion de l'accélérateur.

Quelques développements récents portant sur l'optique associée aux chambres à étincelles valent d'être notés. Auparavant, pour des événements de chambres cylindriques, on obtenait une deuxième vue stéréoscopique en plaçant à la base de la chambre un jeu de miroirs disposés en éventail, pour livrer une réflexion stéréoscopique à petit angle, de l'intervalle entre la cible et la paroi du cylindre [W-2]. On ne pouvait travailler avec des angles très ouverts, car les rayons réfléchis n'auraient pas réussi à quitter l'intervalle. Ce système, qui permet d'observer la chambre cylindrique latéralement, sous un angle de 90° par rapport à l'axe, a été adopté par plusieurs groupes de chercheurs [W-1] ; il ne donne pas, d'habitude, de vision directe de l'étincelle mais, si les plaques ont été soigneusement polies, on peut apercevoir l'étincelle dans l'espace entre la cible et le cylindre, par

suite de réflexions internes multiples. L'image est estompée latéralement, ce qui ne réduit pas la précision de localisation dans la direction axiale.

L'équipe de la chambre à étincelles à champ magnétique du Laboratoire d'Argonne [P-1] a adapté le dispositif à miroir à un autre type de chambre (voir figure 2). Dans ce cas, le miroir placé à la base de la chambre est associé à une chambre très longue. L'avantage de ce système, c'est de permettre à une seule caméra de prendre deux ou plusieurs vues d'une même étincelle et ceci de manière à pouvoir les distinguer nettement l'une de l'autre, par exploration soit manuelle, soit mécanique. Le but visé n'est pas uniquement dans une économie de film (bien que ce point risque de devenir sous peu un argument non négligeable), mais aussi de faire intervenir des lentilles sphériques au lieu de cylindriques, ce qui réduit la distorsion tout en simplifiant l'exploration manuelle ainsi que la programmation de la calculatrice, en vue de la reconstitution géométrique. L'inconvénient majeur, c'est qu'il faut doubler la définition de film requise, ce qui exige des films plus rapides et des ouvertures de caméra plus petites.

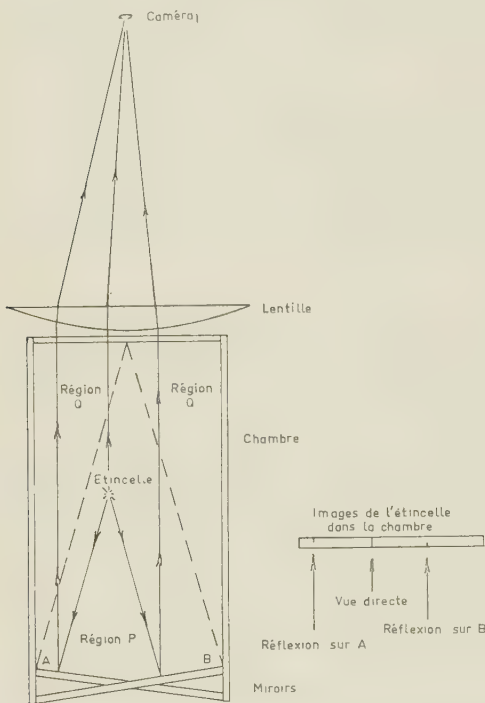


FIG. 2. — Lentilles à champ sphérique et miroirs réfléchissants utilisés pour obtenir deux ou trois vues distinctes d'un éclateur sur le même film. L'étincelle est normale au plan de la bande ; à la base de chaque espace interélectrode, les miroirs A et B occupent, chacun, une demi-largeur de l'intervalle. Les régions Q et P sont visibles respectivement, en B et A seulement ; la région P est visible à la fois en A et en B.

2. Théorie de base et fonctionnement des chambres à étincelles

Peu d'ouvrages ont paru à ce jour sur les mesures fondamentales intéressantes des décharges dans les gaz, du point de vue du fonctionnement des chambres à étincelles. Les caractéristiques d'une chambre à étincelles remplie d'un mélange de néon et d'alcool

ont été mesurées soigneusement par BURNHAM et son équipe [B-4], dont les résultats sont en bon accord avec ceux trouvés par FISCHER et ZORN [F-5] pour des chambres contenant du néon pur, en ce qui concerne la vitesse de formation des étincelles en fonction de la tension appliquée. Dans ces chambres, le temps de balayage décroît régulièrement, semble-t-il, en raison inverse du champ électrique, ce qui est en contradiction avec les résultats ci-dessus cités, de CRONIN et collaborateurs [C-4, B-2]. En outre, on répète dans ce travail les mesures destinées à vérifier la précision avec laquelle l'étincelle permet de situer la trajectoire de la particule, et ce avec des résultats absolument conformes à ceux obtenus par de précédentes mesures [R-1, S-1].

Le problème qui consiste à déterminer pour différentes conditions, quelle est la partie de l'étincelle devant servir à l'échantillonnage de la trace, n'est pas encore entièrement résolu. D'après les conclusions de BURNHAM et de son équipe, lorsqu'il s'agit de mesurer la direction d'une particule, c'est le centre de l'étincelle qui fournit les indications les plus précises ; mais si l'on veut connaître le tracé de la trajectoire, la queue de l'étincelle permet une évaluation plus précise. Pour des particules traversant la chambre selon la normale ou presque, il n'y a guère de différence entre les résultats de ces deux modes de repérage. Dès que l'angle devient grand on aperçoit souvent l'effet du changement de signe du déplacement.

Dans la pratique, on peut esquisser la difficulté lorsqu'il s'agit de trajectoires rectilignes, et ce en moyennant les étincelles dans des espaces interélectrodes juxtaposés, à champs électriques opposés : le décalage se trouve ainsi compensé. BURNHAM et collaborateurs proposent une explication qualitative pour la décharge oblique qu'on aperçoit lorsqu'on applique la méthode de visualisation des traces. D'après ces auteurs, les avalanches déclenchées par les différents électrons grandissent et réagissent entre elles, et la charge d'espace due aux électrons positifs de chaque avalanche déforme le champ de manière à rapprocher les avalanches l'une de l'autre. Aucune évaluation quantitative de ce modèle n'a été tentée.

MIYAMOTO [M-2] a évalué l'intensité du champ de claquage et le temps de claquage en application de la théorie de MEEK. Il note que l'effet Penning met une durée déterminée pour agir et, lorsque les temps de claquage sont brefs, la teneur en impuretés telles que l'argon dans le néon, qui sert à dépister la réaction de Penning, doit être beaucoup plus forte que la teneur normalement exigée quand on travaille avec des champs statiques. On peut de même tolérer des concentrations plus importantes d'oxygène ou de quelque autre gaz électronégatif comme contaminant, lorsqu'on applique des impulsions brèves. Nous avons mentionné plus haut la théorie de MIYAMOTO sur la variation, en fonction de la vitesse des électrons, de la section efficace de capture d'électrons par les impuretés négatives, théorie proposée pour expliquer le phénomène de temps de balayage minimal.

MIYAMOTO a étudié aussi les conditions d'apparition de décharges multiples dans des chambres à plaques métalliques. Une décharge se produit en deux étapes, l'avalanche d'abord, le "streamer" ensuite.

Ce dernier apparaît en une fraction de temps de l'ordre du dixième de la durée totale de formation de la décharge. Si la fluctuation du temps de claquage se prolonge au-delà de la durée requise pour le développement des "streamers", les décharges multiples auront tendance à disparaître ; d'où la nécessité, dûment constatée, d'un temps de montée bref [voir par exemple M-3]. Le temps de fluctuation correspond au temps pendant lequel un électron éjecte un autre électron d'une molécule gazeuse ; MIYAMOTO en a conclu qu'il fallait de nombreux électrons primaires et de fortes intensités de champs pulsés pour obtenir des traces multiples.

3. Ensembles d'enregistrement des informations pour chambres à étincelles

Nous allons examiner maintenant différents systèmes de mise en mémoire et d'analyse des informations que l'on peut recueillir avec des chambres à étincelles. Nous nous limiterons presque exclusivement aux chambres à échantillonnage, qui sont les seules employées à l'heure actuelle dans les expériences. La technique classique avec caméras s'applique à tous les types ou presque, de chambres à étincelles. Il convient d'accorder une attention particulière aux chambres à fils.

a) MOYENS OPTIQUES D'ENREGISTREMENT

La méthode usuelle fait intervenir deux ou plusieurs caméras ou films, avec exploration, mesures et analyse par des moyens classiques ou automatiques. Une autre façon d'opérer, qui mérite d'être essayée sans retard, consiste à remplacer la caméra photographique par une caméra de télévision, du type vidicon ou orthicon. L'écran de télévision fait office de mémoire temporaire pour chaque vue de film. On décide ensuite si l'on veut projeter une image semblable de l'événement, par balayage et transmission classiques de télévision, ou "digitaliser" l'image au moment de la lecture, ou la stocker sur ruban magnétique sous forme de données numériques, ou encore l'introduire directement dans la mémoire à tores de la calculatrice. Aucun de ces systèmes n'a jamais été mis à contribution pour des expériences, aussi n'en connaît-on aucune performance. Mais ils sont à l'étude dans divers laboratoires et la partie électronique — probablement la plus facile à réaliser — fonctionne d'ores et déjà dans un au moins de ces laboratoires.

Parmi les arguments invoqués en faveur du balayage de l'image par une caméra de télévision nous allèguons : premièrement, qu'on peut se dispenser de monter des jeux de miroirs élaborés — raison qui ne paraîtra futile qu'à ceux qui n'ont jamais essayé d'aligner les miroirs d'un ensemble compliqué — ou d'analyser les images qu'ils renvoient ; en second lieu, la télévision permet de numériser les données immédiatement et au fur et à mesure, pendant leur transfert depuis la mise en mémoire temporaire par le tube vidicon ou orthicon, jusqu'au stockage permanent sur ruban magnétique ou directement jusqu'à la mémoire de la calculatrice. De cette manière la calculatrice est à même, en principe du moins, de

traiter rapidement une partie ou l'ensemble des données à mesure qu'elles lui parviennent, retournant ainsi à l'expérimentateur les informations sans retard, ce qui est un avantage inestimable ; le chercheur connaîtrait ainsi les résultats à temps pour ajuster éventuellement le dispositif expérimental. Notons enfin que cette méthode permet des économies de film.

Ceux qui préconisent la mise en mémoire photographique répondent que le stockage numérique sur bande magnétique se fait au détriment de la fidélité de reproduction (format excepté), qui caractérise les vues de film, vues aisément interprétables par l'œil humain, toujours mieux doué quant à la faculté de discernement. L'identification automatique des événements intéressants est une nécessité dans les deux cas ; par conséquent, le stockage numérique des données n'est utile que pour les chercheurs qui disposent d'un programme pour calculatrice utilisable dans la pratique et permettant d'interpréter et d'évaluer ces données stockées (presque pas de partisans). Les rares chercheurs possédant de tels programmes pourront les utiliser tout aussi bien pour traiter les données à la sortie des instruments de mesure manuels ou automatiques, qui numérisent les photographies. La durée totale requise pour développer les films, effectuer les mesures automatiques, et traiter les données dans la calculatrice, peut ne pas excéder une heure ou deux, ce qui ne réduirait pas la vitesse du circuit de contrôle. Ce dernier circuit est en mesure de s'adapter à cette rapidité, par contre l'expérimentateur, bien souvent, ne peut suivre le rythme auquel la calculatrice délivre les données traitées. Ce raisonnement risque de susciter un regain d'intérêt, lorsque des montages avec téléviseur seront terminés et fonctionneront effectivement.

On notera qu'il n'existe pas d'argument pour ou contre les qualités de résolution et de linéarité ; les téléviseurs actuels sont limités à un maximum de 1 000 lignes, ce qui se traduit par une diminution de précision pour des chambres dont la longueur dépasse 30 cm. Or, maintes chambres à étincelles actuellement en service sont jusqu'à 10 fois plus longues, ce qui rend très malaisées les techniques de balayage par télévision, lorsqu'elles sont associées à de telles chambres.

b) ENREGISTREMENT MICROPHONIQUE DES INFORMATIONS

Aucun ouvrage n'a paru sur ce sujet depuis l'exposé de MAGLIC et KIRSTEN lu à la conférence du C.E.R.N. sur l'instrumentation, en 1962 [M-6]. Différentes études sont en cours.

Dans la méthode acoustique, le son accompagnant l'étincelle est recueilli par un ou plusieurs microphones placés dans chaque espace interélectrode, et le temps de vol du son sert à calculer la position de l'étincelle. La numérisation de cette mesure se fait d'une façon très simple, à l'aide d'une horloge numérique. Cette technique ne s'applique qu'à des chambres d'échantillonnage à petit intervalle interélectrode. Il est démontré que la précision [M-4] est aussi bonne que celle des mesures effectuées par les méthodes optiques (0,5 mm, ou meilleure).

Pour une importante catégorie d'expériences, celles en particulier qui n'étudient qu'une seule trace par espace interélectrode, cette méthode promet d'être intéressante. Son principal avantage est la facilité avec laquelle on numérise les données. Si l'on utilise des traducteurs analogiques de petites dimensions pour donner une approximation des points, on prend comme coordonnées des cercles entourant chaque point ; et, abstraction faite d'une double ambiguïté aisément éliminée, il suffit de deux traducteurs analogiques pour chaque espace interélectrode. Lorsqu'on observe plus d'une trace dans un intervalle interélectrode, les ambiguïtés surgissent lorsqu'il s'agit de faire correspondre les coordonnées circulaires à leurs points respectifs, comme avec les faisceaux de fils ou les odoscopes à compteurs croisés. Si l'on enregistre l'intensité lumineuse, il est possible de s'en servir comme dans la méthode optique, pour lever le doute (bien qu'on ne semble pas avoir essayé ce moyen). Sinon, on aura recours à la méthode classique des coordonnées redondantes, en ajoutant des traducteurs analogiques.

On peut utiliser des capteurs linéaires au lieu de capteurs ponctuels [J-1], pour traduire les points en coordonnées cartésiennes. Mais les ambiguïtés dues aux étincelles multiples restent.

Lorsqu'on veut relever les coordonnées de plus d'une étincelle, il faut utiliser des traducteurs analogiques convenablement amortis, ce qui soulève des difficultés non négligeables [M-6].

c) RASSEMBLEMENT ÉLECTRONIQUE DES DONNÉES

Réseaux de fils parallèles

Les chambres dans lesquelles on remplace soit l'une, soit les deux plaques par des faisceaux de fils parallèles permettent de mettre en œuvre plusieurs modes nouveaux de détection de traces. Si l'on remplace les deux plaques par des faisceaux de fils parallèles, la numérisation est à deux dimensions. En disposant les ensembles de fils à angle droit, on peut numériser les trois dimensions. On parvient au même résultat en utilisant deux détecteurs formés, chacun, d'une plaque et d'un ensemble de fils, ces derniers disposés à angle droit. Il s'ensuit qu'on lit les coordonnées x et y à des valeurs légèrement différentes de z , mais tous les fils sont à la masse ; l'impulsion haute tension est appliquée à la plaque.

Si l'on observe la décharge par la méthode optique, il suffit de la chambre à étincelles, qui sera numérisée selon les trois dimensions. Si l'on applique la méthode la plus courante de lecture électronique, le dispositif utilisé ressemble de très près à un odoscope à compteur, où chaque fil représenterait un compteur. Dans ce dernier cas le courant de décharge peut être réduit notablement et cependant rester suffisant pour l'enregistrement. Avec un courant de décharge réduit, le temps de restitution tombe de 5 millisecondes à 100 microsecondes environ, ce qui augmente de presque un facteur deux la capacité de rassemblement d'informations [F-6]. Une réduction plus poussée du courant de décharge se heurterait au temps demandé par les machines à mémoires à tores pour traiter les données à la sortie de l'ensemble des fils.

Beaucoup d'efforts sont consacrés à la mise au point de tels détecteurs de traces, à réseaux de fils ; et des indices précis font bien augurer de leur utilité pour des événements simples, tels que la diffusion. On ne signale à ce jour aucune tentative en vue de recueillir des informations sur l'intensité, à partir de la décharge. On préfère la solution qui consiste à faire passer chaque fil au travers d'un tore de ferrite, la réponse étant alors du type tout ou rien. Etant donné qu'en général quelques tores seulement sont commutés lors d'un événement, on peut simplifier la lecture des tores en les interrogeant par groupes, pour trouver les quelques tores portant des informations. Ce mode de traitement des données est indiqué lorsqu'il s'agit d'interpréter des événements complexes, et les mémoires à tores habituellement utilisées [K-4, L-2] pour stocker les événements vus pendant la durée d'une impulsion de la machine, peuvent être adaptées à l'usage présent.

Etant donné que la grille constitue un odoscope, elle donne lieu aux mêmes ambiguïtés que ce dernier dans l'interprétation de traces multiples, et le remède est le même, à savoir : mettre plus de grilles qu'il n'est strictement nécessaire. La résolution spatiale n'est pas forcément inférieure à celle du système optique, puisqu'on réalise une précision de 0,5 mm.

L'emploi d'électrodes en grillages ou fils métalliques au lieu de feuilles uniformes introduit une incertitude de plus dans le calcul des erreurs de diffusion ; l'épaisseur de la substance traversée n'est plus dès lors nettement définie, mais suit une distribution statistique. Les expérimentateurs qui élaborent des projets de systèmes dans lesquels l'analyse des erreurs est appelée à jouer un grand rôle, devraient tenir compte de cette variable supplémentaire, lorsqu'ils utilisent des électrodes à grillage ou fil métallique, ce qui est particulièrement indiqué lorsque les erreurs dues à la diffusion prédominent.

La première étude de quelqu'envergure concernant les grillages de fils métalliques a été décrite par KRIENEN [K-2] et par NEUMANN [N-2] ; d'autres études sont en cours, à Brookhaven notamment [F-6], et ailleurs.

Détecteur à rapport de courants

CHARPAK, FAVIER et MASSONET [C-5] appliquent un nouveau principe de détection électronique des coordonnées de l'étincelle. L'écoulement du courant d'étincelle vers la masse se divise en deux branches qui se développent dans la même direction le long de la plaque de la chambre ; or, étant donné que le courant de chaque branche est inversement proportionnel à l'impédance du chemin considéré, le rapport des courants est une fonction (presque linéaire) de la position le long de la plaque. On ne peut déterminer qu'une coordonnée pour chaque conducteur ; si l'on divise la plaque en fils, on peut trouver la position d'une étincelle sur un fil, et c'est ainsi qu'on détermine à la fois x et y à l'aide d'un seul ensemble de fils.

Cette méthode promet de rendre de grands services. Non seulement la précision de localisation s'avère très grande, mais la chambre peut être incorporée

dans un circuit logique de déclenchement et sélection, puisque le signal de sortie est délivré avec un retard d'une fraction de microseconde seulement, et qu'on peut abréger le temps de restitution de la chambre en diminuant le courant d'étincelle. Cette chambre est aussi en mesure de visualiser des traces multiples, si on l'assortit d'un ensemble de fils, avec, comme unique condition limitative, qu'il n'y ait qu'une seule étincelle par fil.

Systèmes d'analyse des informations

Les informations recueillies avec une chambre à étincelles sont stockées dans des mémoires plus ou moins permanentes, telles que films ou rubans magnétiques. Pour les analyser, il faut les en extraire, les numériser (à moins qu'elles n'aient été déjà numérisées) et les introduire dans des éléments d'entrée pour calculatrice, tels que cartes perforées, bandes de papier, rubans magnétiques, etc. Plusieurs programmes pour calculatrice doivent être prêts, si l'on veut interpréter les informations d'entrée ; il s'agit de reconstituer l'événement dans l'espace et de l'analyser en se basant sur une hypothèse concernant sa nature. Ce mode opératoire est très semblable à celui qui est associé d'habitude à d'autres types de détecteurs à visualisation de traces, telles les chambres à bulles ; et souvent on peut se servir du même code pour la calculatrice, dans les deux cas. On peut parfois simplifier considérablement le processus, en particulier lorsqu'il s'agit d'événements simples.

a) MÉTHODES CLASSIQUES

A une exception près, décrite plus loin, toutes les expériences sur chambres à étincelles dont les résultats ont été publiés à ce jour, ont été faites en prenant des photographies avec une caméra classique et en mesurant les photographies par des procédés analogues à ceux utilisés pour les vues prises dans des chambres à bulles.

Etant donné que les photographies de chambres à étincelles sont presque exemptes de parasites, il est aisé, au prix de quelques précautions, de les dépouiller et de les mesurer, soit manuellement, soit automatiquement. A l'aide d'un système à miroirs multiples on peut transporter les vues sur le film en leur donnant un format approprié, et y superposer des échelles pour faciliter les mesures. On n'apprécie pas toujours à sa juste valeur l'importance de ces détails successifs, lorsqu'on a en vue la rapidité du traitement des données.

La vitesse à laquelle on peut dépouiller des images de chambres à étincelles est étonnamment élevée. Le dépouillement d'événements complexes est plus rapide que celui des événements simples, lorsqu'ils présentent une configuration unique et facilement reconnaissable à l'œil. Des cadences de dépouillement de 500-1 000 vues par heure ne sont nullement exceptionnelles ; le dépouillement, ici, n'est donc pas aussi long et fastidieux que pour les films de chambres à bulles qui, du reste, s'accompagnent généralement de parasites bien plus nombreux. Dans bien des cas on peut imaginer des tables de mesures simplifiées,

en particulier pour les chambres dans lesquelles toutes les trajectoires sont rectilignes. Il n'est pas difficile d'atteindre une cadence de mesure de 18 événements par heure, et on cite même des cadences de 30 à l'heure.

b) SYSTÈMES DE MESURE AUTOMATIQUE

On a souvent fait remarquer que les photographies de chambres à étincelles renfermaient moins d'informations que celles des chambres à bulles, du point de vue de la théorie de l'information, c'est-à-dire si l'on considère le nombre de "bits" requis pour décrire l'image entière ; ce fait étant la conséquence directe d'une résolution moindre. Cela signifie, non pas que lesdites photographies enregistrent moins de données utiles se rapportant à un événement intéressant, mais que les informations utiles y sont beaucoup plus diluées. Elles se prêtent donc mieux que les photographies de chambres à bulles, à la mesure automatique et même, au dépouillement automatique. Non seulement les instruments mis au point pour les mesures de chambres à bulles devraient-ils pouvoir servir pour les images de chambres à étincelles, mais il devrait être possible de construire et de faire fonctionner des appareils d'une conception spéciale, plus simple.

A cet égard divers projets ont été mis en route. Chacun d'eux prévoit un appareillage de dépouillement relié à une calculatrice et généralement commandé par cette dernière. Il est de pratique courante de combiner la mesure et l'analyse de l'événement dans la calculatrice, les deux fonctions étant ainsi simultanées.

Spass

Le seul système de ce type qui fonctionne effectivement, appelé SPASS, a été mis au point par DEUTSCH [R-3]. Les résultats d'une expérience sur la diffusion Compton des rayonnements gamma par les protons ont été analysés sur SPASS [D-1]. C'est un système essentiellement constitué par un tube à rayons cathodiques qui effectue un balayage par spot du film ; le tube est commandé par une calculatrice, programmée, numérisée. La calculatrice de commande, du type PDP-1, est aussi chargée du traitement des informations. L'ensemble se caractérise par un minimum d'équipement spécial et un maximum de « quincailerie » du commerce. Le dispositif de balayage par spot est un élément numérisé d'un type standard de 21 pouces. Il est fourni à titre facultatif avec la calculatrice. Sa précision est limitée (grille de 1024×1024). Il s'est toutefois révélé satisfaisant en l'occurrence. Ce dispositif est prévu pour permettre la surveillance et l'intervention de l'opérateur à tout moment, ce qui facilite considérablement le dépistage des défauts de fonctionnement.

Les photographies prises durant l'expérience précédente représentent les vues de deux chambres, chacune renfermant une trace. La première trace est celle d'un proton capturé dans l'une des chambres ; la deuxième est une petite gerbe produite par un gamma de diffusion. Le programme était chargé, dans le premier cas, de trouver quelle était la plaque ayant arrêté le proton,

et dans le deuxième cas, de retrouver la plaque responsable de la production de la gerbe. Par la même occasion on déterminait la direction de chaque particule.

La complexité des programmes de mesure et de balayage automatiques est illustrée par le fait suivant : en effet, bien qu'on n'imagine guère de problème plus simple que celui dont il vient d'être question, la programmation requise pour garantir une solution satisfaisante exigea une ou deux années de travail humain. La mémoire de la machine PDP-1, d'une capacité de 12 000 mots, suffisait tout juste à cette tâche. Il est évident que, dans un système destiné à des usages plus variés, la calculatrice associée sera plus grande encore.

Chloe

Notons que le système SPASS assure trois fonctions différentes : il reconnaît un événement selon des critères préétablis ; il fait des relevés de mesures automatiques ; il analyse ces mesures. Les trois fonctions sont distinctes dans un appareil bien plus compliqué, CHLOÉ, décrit pour la première fois par BUTLER [B-5] lors de la Conférence du C.E.R.N. en 1962. CHLOÉ explore deux vues d'un événement dans une chambre à étincelles, à l'aide d'un dispositif de balayage par spot, programmé et numérisé, commandé par une petite calculatrice ASI-210, dotée d'une mémoire de 8096 mots à 21 éléments binaires. Cette mémoire est insuffisante pour accumuler le grand nombre de données traitées par cet ensemble, aussi la calculatrice ASI-210 est-elle reliée directement à la mémoire d'une calculatrice universelle du type CDC-3600, bien plus volumineuse. Cette dernière permet une répartition de l'horaire d'utilisation, autrement dit CHLOÉ peut traiter les informations provenant d'une expérience de chambre à étincelles, sans pour autant interdire à d'autres usagers le service normal de la calculatrice.

CHLOÉ est prévue pour traiter des événements bien plus complexes que Spass ; cette machine n'est donc pas destinée à reconnaître ces événements ; du moins ce n'est pas là son utilisation première. On introduit dans CHLOÉ, pour y être mesurés et analysés, des événements préalablement dépouillés. Ce dispositif est très sensible lorsqu'il s'agit de traiter des événements de chambres à étincelles, l'identification d'événements même complexes étant effectuée auparavant, et très rapidement, par dépouillement de la chambre à étincelles.

On envisage d'utiliser CHLOÉ comme suit : après avoir été exploré, le film comprenant une série de vues à mesurer par la calculatrice est monté sur le dispositif de balayage. Un programme appelé AROMA, pour calculatrice ASI-210, enseigne au dispositif de balayage où trouver les repères et où chercher les étincelles, pour lire ensuite les informations relatives à chaque événement sur les deux vues. Les données sont transférées dans la mémoire de la calculatrice CDC-3600, d'où elles sont introduites dans un ensemble de traitement des données appelé Airwick. Les deux premiers programmes destinés à Airwick portent les noms de Link et Pair ; ils comparent et font cadrer

les étincelles d'un même espace interélectrode sur les deux vues, et relient les étincelles apparues dans deux espaces interélectrodes adjacents, pour reconstituer les trajectoires. Ils utilisent à cette fin non seulement la position de l'étincelle sur le film, mais des indications d'intensité, ces dernières s'avérant indispensables dans l'identification des étincelles correspondantes. Lorsque les étincelles ont été correctement triées et attribuées aux trajectoires, le programme restant — à savoir, la géométrie et la cinématique — se déroule de façon suivie comme celui des chambres à bulles. Et on propose effectivement, pour l'analyse cinématique, des programmes comme Grind, prévus pour des chambres à bulles.

Quelques parties du système ont été mises à l'essai ; les dispositifs de balayage, en particulier, ont fonctionné pendant quelque temps, montrant qu'ils étaient en mesure d'identifier et de localiser exactement les repères sur un film pris au cours de l'expérience Argonne conduite au C.E.R.N., film qu'on n'avait pas eu l'intention de soumettre à un traitement automatique pour lequel, du reste, il n'était pas particulièrement adapté.

D'autres projets de mesures automatiques pour expériences sur chambres à étincelles sont à l'étude à Berkeley, à Brookhaven et au C.E.R.N. Le projet de Brookhaven est l'adaptation, aux chambres à étincelles, du dispositif de balayage de la chambre à bulles Hough-Powell ; les autres projets prévoient l'utilisation de systèmes de balayage CRT.

c) ANALYSE IMMÉDIATE « ON-LINE » DES INFORMATIONS

Les développements les plus récents en fait de dispositifs de mesure et de balayage automatiques se concrétisent en un système d'analyse immédiate (« on-line ») des données, grâce auquel les résultats d'une expérience sont mis sur le champ ou presque, à la disposition des expérimentateurs, de même que dans les expériences utilisant des compteurs. Quel retard peut-on tolérer et quelle fraction des données peut être traitée immédiatement : voici des questions encore discutées. La caractéristique essentielle du système, c'est que les informations retournées à l'expérimentateur sont en nombre suffisant pour lui permettre d'améliorer l'appareillage ou de l'ajuster, et de modifier l'expérience en cours. On note des progrès continuels dans ce sens, et le jour n'est pas loin, où l'on pourra traiter sans délai les résultats d'expériences portant sur des événements simples.

5. Applications des chambres à étincelles

Au cours des deux dernières années on a vu se multiplier les utilisations des chambres à étincelles. On a effectué différentes expériences significatives et mis au point des techniques nouvelles, fournissant des renseignements expérimentaux sur la précision qu'on pouvait atteindre dans les mesures de la quantité de mouvement.

a) MESURES DE LA QUANTITÉ DE MOUVEMENT AVEC DES CHAMBRES A ÉTINCELLES

Le fait que la localisation d'un point isolé sur la trajectoire d'une particule est moins précise dans une chambre à échantillonnage que dans une chambre à bulles a fait croire que les mesures de chambres à étincelles étaient moins précises que celles faites avec des chambres à bulles. Cette impression, renforcée par l'impossibilité de faire la distinction entre la résolution et la précision des mesures, est cependant erronée ; on s'aperçoit en effet depuis peu, que dans bien des cas les mesures avec des chambres à étincelles peuvent être plus précises qu'avec n'importe laquelle des chambres à bulles existantes, et que la précision d'une mesure individuelle relative à la localisation d'une étincelle n'est pas nécessairement un critère limitatif quant à la précision qu'on peut obtenir.

Pour analyser la cinématique d'un événement de haute énergie, il faut déterminer la localisation des traces, leur direction, et l'énergie ou quantité de mouvement de la particule. La précision de localisation dépend de la précision avec laquelle on localise les différents points pris isolément, de la longueur de la trace et de son rayon de courbure. Dans maintes expériences avec des chambres à étincelles, telles que les expériences de diffusion, la trajectoire d'une particule peut être suivie sur une longue distance. Supposons que l'on mesure deux points distants de 1 m, avec une précision de 0,5 mm chaque, la direction de la trajectoire sera alors déterminée avec une marge d'erreur inférieure au milliradian (en admettant que la trajectoire soit rectiligne). Dans une chambre à bulles à hydrogène liquide par contre, la diffusion moyenne d'une particule qui traverse un mètre de gaz liquéfié se fera selon un angle supérieur (à 1 milliradian), aussi longtemps que la quantité de mouvement n'aura pas dépassé 5 GeV/C. Considérons maintenant ce problème de plus près.

b) CHAMBRES PLACÉES DANS UN CHAMP MAGNÉTIQUE

Si, dans une chambre à bulles, on veut mesurer la quantité de mouvement, il n'existe qu'un recours, c'est de plonger l'ensemble dans un champ magnétique. Ce n'est pas la seule solution possible, lorsqu'on travaille sur une chambre à étincelles. Cette dernière, en effet, permet de choisir les événements, d'incorporer des détecteurs de grandes dimensions tels que les compteurs Cerenkov, pour opérer ce choix ; d'utiliser des champs magnétiques dans des parties déterminées du système ; et enfin, de modifier le montage à chaque expérience nouvelle. Tous ces critères réunis offrent des possibilités variées. Il convient donc de justifier la création d'un champ magnétique entourant la chambre à étincelles, puisque ce n'est pas la seule possibilité offerte.

On a constaté qu'une raison suffisante pour placer la cible dans un champ magnétique, c'était de pouvoir étudier des événements — ceux, en particulier, caractérisés par une faible section efficace de production — pour lesquels il fallait mesurer la quantité de mouvement de particules ayant, selon toute probabilité, des angles d'émission fort différents les uns des autres. Citons, comme exemple, l'étude de la production

associée ($\pi^- + p \rightarrow \lambda^0 (\Sigma^0) + K^0$), réaction durant laquelle les produits de désintégration de la particule K^0 et de l'hypéron peuvent être émis selon tous les angles de l'espace. Le champ magnétique n'est pas exigé par contre, pour des expériences sur la diffusion élastique, réaction dans laquelle la relation entre les angles d'émission des particules est fixe. Pour garantir à l'aimant un maximum de maniabilité, il doit être construit de manière à ménager l'accès de tous côtés, ce qui permettra de faire pénétrer commodément des faisceaux dans le champ magnétique et d'en extraire des particules, et d'agrandir le système en y ajoutant des composants extérieurs à l'aimant. La figure 6 représente un tel aimant, actuellement en construction à Argonne.

Une autre raison faisant opter pour une chambre placée entièrement (ou en grande partie) dans un champ magnétique, c'est que la chambre à étincelles peut être utilisée là où la chambre à bulles ne peut servir ; par exemple dans l'étude des interactions produites par des faisceaux de particules K de très haute énergie ou par des antiprotons. On ne connaît pas, à l'heure actuelle, de méthode permettant de produire, avec une séparation satisfaisante, des faisceaux de ces particules, à des énergies de beaucoup supérieures à 6 ou 10 GeV/C respectivement. Les compteurs Cerenkov permettent la sélection et l'observation visuelle des événements induits par lesdites particules, qui ne représentent qu'une faible proportion des faisceaux.

c) ENSEMBLES DÉFLECTEURS

La meilleure précision de mesures de traces enregistrée à ce jour a été atteinte avec des chambres à étincelles dans lesquelles la trajectoire de la particule était déterminée avec précision avant et après son passage dans un aimant déflecteur. Dans de tels systèmes, l'erreur angulaire décroît proportionnellement à la longueur d'une trajectoire rectiligne et non pas comme le carré de cette longueur. Grâce à cette méthode on a obtenu des valeurs comparables, par leur précision, aux meilleures mesures avec chambres à bulles ; on a d'ores et déjà atteint une précision de 0,7 % sur des mesures de quantité de mouvement [C-6] de la désintégration de particules K^0 , et de 0,25 % pour des mesures du même ordre ayant porté sur un faisceau de 19 GeV [L-1]. Une difficulté pouvant se présenter, c'est que le nombre total de matériau diffusant se trouve réduit à tel point qu'une épaisseur d'air de 1 ou 2 m constitue un milieu d'une densité intolérable, point auquel il n'est plus exact de parler de diffusion multiple, d'une diffusion qui en d'autres termes serait la résultante statistique de nombreuses diffusions simples. Mais on peut réaliser des conditions de diffusion simple et plurale, avec distribution non gaussienne des angles de diffusion. Cette région pose des problèmes quant à l'analyse et à la spécification des erreurs. Ce genre de difficulté n'est toutefois pas dépourvu d'intérêt.

Dans les systèmes de ce type, l'erreur de mesure sur l'angle θ de déflexion est donnée par $\Delta\theta_m/\theta$, avec :

$$\theta = \theta_2 - \theta_1$$

$$\Delta\theta_m = [(\Delta\theta_2)^2 + (\Delta\theta_1)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

où $\Delta\theta_1 = D/l_1$, $\Delta\theta_2 = D/l_2$; D est lié à l'erreur de mesure d'un point sur une trajectoire, et l_1 , l_2 représentent les longueurs des sections droites, respectivement.

L'erreur est inversement proportionnelle à la longueur l des sections droites, plutôt qu'au carré de cette longueur, comme pour les mesures dans un champ magnétique. Par analogie avec les résultats, cités ci-après, de mesures d'arcs de cercle, nous supposons que, la direction des courbes droites étant déterminées par la mesure de N points à chaque extrémité (comme par exemple, dans une chambre à N espaces inter-électrodes), l'erreur D sera donnée par $(2/N)^{1/2} d$, où d représente l'erreur sur une mesure individuelle. L'erreur de mesure partielle sera alors :

$$\Delta\theta/\theta = (2/N l_1^2 + 2/N l_2^2)^{1/2} d/\theta \quad (2)$$

d) PRÉCISION DE LA QUANTITÉ DE MOUVEMENT MESURÉE AVEC UNE CHAMBRE À ÉTINCELLES ENTOURÉE D'UN CHAMP MAGNÉTIQUE

Nous connaissons maintenant les premiers résultats de l'expérience conduite au C.E.R.N. par l'équipe d'Argonne qui, la première, utilisa une chambre entourée d'un champ magnétique [B-6]. Afin de pouvoir évaluer la précision des mesures de la quantité de mouvement, on avait élaboré un programme Monte-Carlo appelé Trackgen [P-3], grâce auquel on réalisait des traces artificielles simulant les résultats de mesures effectuées avec une chambre à étincelles. On introduisait des erreurs de mesure aléatoires, puis la quantité de mouvement était calculée par la même méthode que lors de l'analyse des résultats réels, ce qui permettait d'évaluer la précision réalisable par le calcul.

Les résultats connus à ce jour peuvent être résumés comme suit :

Supposons un arc de cercle de N points, l'erreur quadratique moyenne individuelle étant égale à d , et la flèche étant désignée par s ; l'erreur partielle sur le rayon peut alors être représentée par l'équation empirique :

$$\Delta r/r = \frac{3,5 d}{N^{1/2} s} \quad (3)$$

Les résultats expérimentaux obéissent assez bien à cette équation, si l'on prend la valeur de 0,5 mm pour l'erreur quadratique moyenne de mesure, légèrement supérieure à la valeur réelle. Aucune précaution spéciale n'avait été prise pour éliminer les erreurs systématiques propres aux chambres à échantillonnage, tel le déplacement alternatif qui se compense en première approximation; cette question fait l'objet d'une étude en cours. On peut donc considérer que l'équation (3) conserve sa validité.

e) EVALUATION DE LA PRÉCISION SUR LA QUANTITÉ DE MOUVEMENT

Nous sommes dès lors en mesure d'évaluer l'erreur globale escomptée pour la quantité de mouvement.

La quantité de mouvement d'une particule est proportionnelle à son rayon de courbure Γ , dans un champ magnétique statique.

L'angle au centre θ de cet arc est donné par $\theta = l/\Gamma$, où l est la longueur de la trajectoire, l'erreur partielle sur l'angle étant la même que sur la quantité de mouvement, voir (3).

$$\frac{\Delta\theta_m}{\theta} = \frac{3,5 d}{N^{1/2} s} \quad (4)$$

Etant donné que dans la pratique on n'a guère intérêt à choisir une valeur élevée pour N , nous posons arbitrairement que N varie de 25 à 35 et que $3,5 d/N^{1/2} = 0,25$;

On aura alors :

$$\Delta\theta_m/\theta = 0,25/s = 0,25 r/l^2 \quad (5)$$

Supposons, pour le moment, qu'il s'agit de diffusion multiple et non pas plurale, et l'erreur quadratique moyenne sera (pour une longueur de radiation L et une quantité de mouvement p , en MeV/C) :

$$<\Delta\theta_{sc}> = \frac{15 (l/L)^{1/2}}{p\beta}$$

Si on pose $\beta = 1$, $p = Br$, cette égalité devient :

$$\Delta\theta_{sc} = \frac{15 \sqrt{l/L}}{Br} = \frac{15}{B} \frac{\theta}{\sqrt{lL}}$$

de sorte que :

$$\frac{\Delta\theta_{sc}}{\theta} = \frac{15}{B(lL)^{1/2}} \quad (6)$$

Les deux erreurs sont égales pour une longueur de trace critique l_c ,

$$l_c^{3/2} = 0,0167 B L^{1/2} r = 0,0167 p L^{1/2} \quad (7)$$

Au-dessus de cette valeur, la diffusion prédomine; au-dessous d'elle, c'est l'erreur de mesure qui prévaut. La figure 3 représente une série de courbes, pour différentes longueurs de radiation et différents rayons de courbure.

La figure 3 fait ressortir qu'il est très avantageux d'avoir des trajectoires longues atteignant la région où la diffusion prédomine, pour les quantités de mouvement présentant de l'intérêt. Or, des longueurs de radiation de l'ordre de 50 m sont réalisables sans trop de difficultés; autrement dit, avec des longueurs de 1 m ou davantage, la précision des mesures sera supérieure à celle obtenue avec une chambre à bulles placée dans le même champ magnétique.

C'est ici qu'apparaît l'avantage potentiel de la chambre à étincelles. Dans une chambre à bulles, le facteur qui limite la précision des déterminations de direction ou de quantité de mouvement est rarement l'erreur de mesure statistique; en général, il est dû

à la diffusion. Dans des liquides plus lourds que l'hélium, il est difficile d'atteindre une précision même de 5 % ; avec des chambres à hydrogène, une erreur de 1 % représente la meilleure valeur courante. La chambre à bulles sera supérieure à la chambre à échantillonnage lorsqu'il s'agit de traces courtes, pour lesquelles les erreurs de mesure jouent effectivement un rôle dans la précision ; mais on préférera la chambre à étincelles pour les traces longues. Ces assertions supposent que les mesures faites avec des chambres à échantillonnage ne sont pas entachées d'erreurs systématiques graves ; la réalité expérimentale semble confirmer cette hypothèse jusqu'à présent.

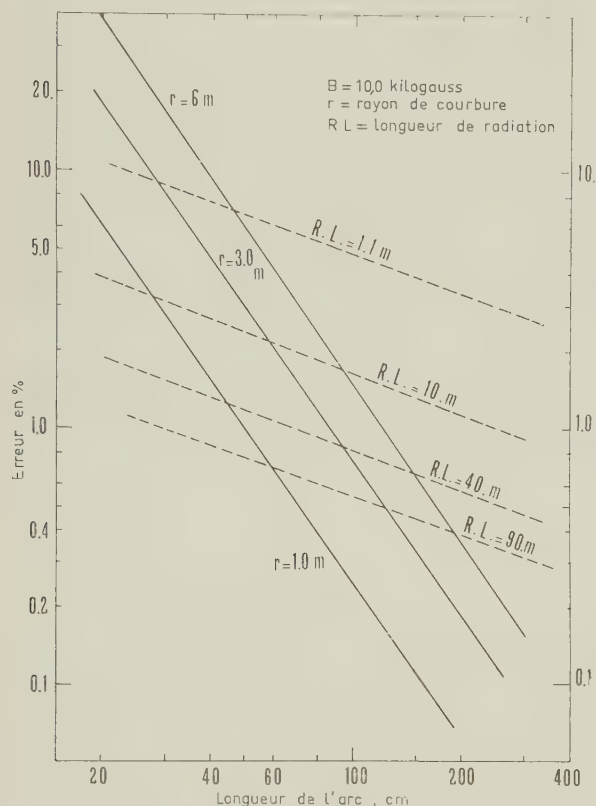


FIG. 3. — Erreurs partielles sur les mesures de quantité de mouvement, dues aux erreurs de mesure dans les chambres à échantillonnage (traits pleins) et aux erreurs imputables à la diffusion multiple (traits en tirets) respectivement. Pour les premières, on donne le rayon de courbure et pour les secondes, la longueur de radiation. Pour des valeurs de champ autres que 10 kG, l'erreur due à la diffusion est inversement proportionnelle au champ ; l'erreur de mesure reste la même, pour un rayon de courbure donné.

A défaut de résultats expérimentaux, nous n'avons pas cru devoir discuter de la précision des chambres à visualisation de traces ou des chambres à projection, avec lesquelles une mesure isolée risque d'être beaucoup moins bonne qu'avec une chambre à échantillonnage.

f) COMPARAISON AVEC LES RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les figures 4 et 5 comparent les mesures de quantités de mouvement de traces laissées par des pions incidents doués des quantités de mouvement moyennes de 1,17 et 1,32 GeV/C respectivement. La courbe du haut sur chaque figure correspond à une longueur de tra-

jectoire d'environ 40 cm, qui équivaut à un arc de cercle dont l'angle au centre est d'environ 8°. La quantité totale de matière traversée, y compris la cible en polyéthylène épaisse de 2 cm, correspondait à une longueur de radiation d'environ 0,1. L'erreur de diffusion était donc de 4 milliradians, ou 2,5 % de l'arc de cercle de 140 milliradians. L'erreur de mesure calculée d'après l'équation 4 est de 4,00 % et l'erreur totale combinée est égale à 4,5 %. La concordance est excellente, avec l'erreur observée de 5 %, si l'on tient compte de l'étalement connu de la quantité de mouvement du faisceau, égal à $\pm 1,7$ %.

La courbe du bas sur chaque figure correspond à un arc de cercle plus long que les précédents, pris dans un angle au centre d'environ 12°, mais dans ce cas le pion incident traverse une plaque de plomb placée dans la chambre, plaque qui diffuse selon un angle d'environ 0,5°. Cette augmentation de la diffusion compense exactement la plus grande précision de mesure due à l'allongement de l'arc de cercle ; il s'ensuit que l'ouverture totale de l'arc reste à peu près

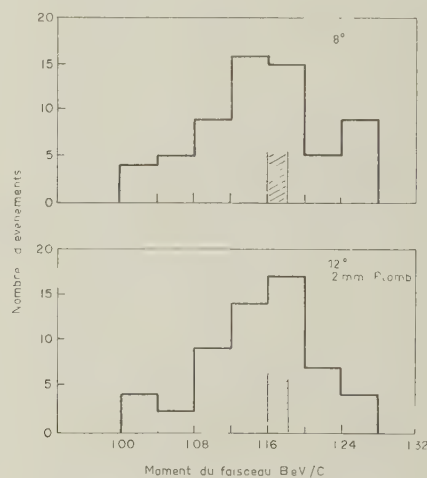


FIG. 4. — Erreur de mesure globale pour des trajectoires en arc de cercle correspondant à des angles au centre de 8° et 12° respectivement, dans un champ magnétique de 13 kG ; les traces mesurées sont celles de pions incidents avec quantité de mouvement de 1,17 GeV/C $\pm 1,7$ %.

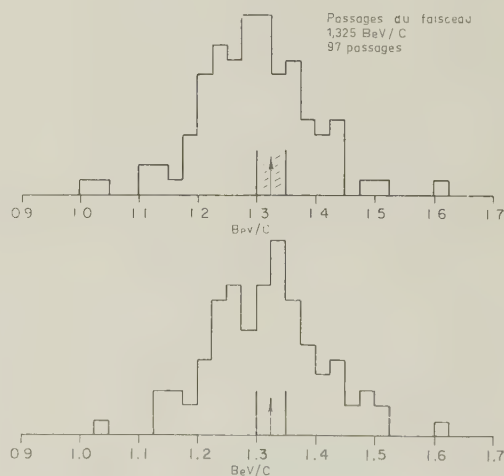


FIG. 5. — Idem., pour un faisceau de 1,32 GeV/C.

est précieuse dans bien des cas ; c'est ainsi qu'elle peut nous renseigner sur le nombre de pions neutres émis au cours d'un événement donné. Il serait utile sans conteste de calculer la précision requise pour les mesures d'énergie de chacun des quatre ou six gammas émis, si l'on veut reconstituer sans ambiguïté les deux ou trois pions neutres qui leur ont donné naissance. Ce problème ne peut être résolu si l'on ne possède aucun renseignement sur l'énergie. Si par contre on connaît les énergies des rayonnements gamma, les données pour le circonscrire sont en surnombre ; mais si les énergies sont moins bien connues, que peut-on déterminer ? Cette question intéresse directement l'étude des interactions aux hautes énergies, susceptibles de donner lieu à l'émission de plusieurs pions neutres.

Un problème connexe a été étudié par Mac LEOD et collaborateurs [M-5], qui ont essayé de déterminer le degré de certitude avec lequel une particule productrice de gerbe pouvait être identifiée comme électron, pour des quantités de mouvement allant de 80 à 330 MeV/C. Tous les électrons ou presque produisent des gerbes ; mais une partie des pions chargés doués de la même quantité de mouvement suscitent, eux aussi, des événements, difficiles à distinguer des gerbes. Cette proportion de pions augmente proportionnellement à la quantité de mouvement, se maintenant en dessous de 1 % à 160 MeV/C. Ce critère de discrimination est utile lorsqu'il s'agit d'identifier certaines particules, par exemple au cours des phénomènes de désintégration leptonique.

BIBLIOGRAPHIE

- [A-1] ALIKHANIAN A.I., ASATIANI T.L., MATEVOSIAN A.M. et SHARKHUTANIAN R.A. — *Phys. Lett.*, **4**, 295 (1963).
- [A-2] ALIKHANIAN A.I., KOZODAEV M.S. — Comptes rendus de la conférence sur l'instrumentation en physique des hautes énergies, Berkeley 1961.
- [A-3] ARECCHI F.T., CAVALLERI G., GATTI E., REDAELLI G. — *Energ. Nucl.*, **8**, 13, 213 (1961), **8**, 8, 539 (1961).
- [A-4] ARECCHI F.T., CAVALLERI G., GATTI E., REDAELLI G. — *Energ. Nucl.*, **9**, 12, 713 (1962).
- [A-5] ANDERS H., MAEDER D., WISKOTT D. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 414 (1963).
- [B-1] BORISOV A.A., DOLGOSHEIN B.A., LUCHKOV B.I. — *Exper. techn. and Meas. (Priboi)*, n° 2, p. 170, 1962 (traduction).
- [B-2] BURLESON G., ROBERTS A., ROMANOVSKI T.A. — Symposium sur l'instrumentation nucléaire, Harwell 1961, p. 184 (Heywood et Cie., Londres).
- [B-3] BURLESON G., HOANG T.F., KALMUS P.I.P., KUSKOWSKI R.L., NIEMELA L.Q., ROBERTS A., ROMANOVSKI T.A., WARSHAW S.D. et YURKA G.E. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 180, 185 (1963).
- [B-4] BURNHAM J.U., ROGERS I.W., THOMPSON M.G. et WOLFENDALE A.W. — *Jour. Sci. Instr.*, **40**, 296 (1963).
- [B-5] BUTLER J.W. — Conférence du C.E.R.N. sur le dépouillement automatique des données (« Conference on track data processing »), C.E.R.N., 62-37, p. 73 (1962).
- [B-6] BURLESON G., HOANG T.F., KALMUS P.I.P., NIEMELA L.Q., ROBERTS A., ROMANOVSKI T.A. et WARSHAW S.D. — *Bull. Am. Phys. Soc.* (Session N.Y., janvier 1964, sous presse).
- [B-7] BACKENSTOSS G., HYAMS B.D., KNOP G. et STIERLIN U. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **21**, 155 (1963).
- [C-1] CHARPAK G. — *Jour. Phys. et Rad.*, **18**, 539 (1957).
- [C-2] CAVALLARI C., GATTI E., REDAELLI G. — *Nuovo Cim.*, **25**, 1282 (1962).
- [C-3] CHARPAK G. et MASSONET L. — *Rev. Sci. Instr.*, **34**, 664 (1963).
- [C-4] CRONIN J.W. — *Rev. Sci. Instr.*, **32**, 496 (1961).
- [C-5] CHARPAK G., FAVIER J. et MASSONET L. — C.E.R.N., tirage provisoire, non publié (envoyé à *Nucl. Instr. and Meth.*).
- [C-6] CRONIN J.W. — Communication faite à titre privé.
- [C-7] CRONIN J.W., ENGELS E., PYKA M. et ROTH R. — *Rev. Sci. Instr.*, **33**, 946 (1962).
- [C-8] CHARPAK G. — Communication à titre privé.
- [D-1] DEUTSCH M. — *Phys. Rev. Lett.*, (1963).
- [F-1] FUKUI S., HAYAKAWA S., TSUKISHIMA T. et NUKISHIMA H. — Comptes rendus de la conférence internationale sur l'instrumentation en physique des hautes énergies, Berkeley 1960, p. 267.
- [F-2] FUKUI S., ZACHAROV B. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **23**, 24 (1963).
- [F-3] FAISSNER H., FERRERO F., GHANI A., KRIENEN F., NOVEY T.B. et REINHARZ M. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 161 (1963).
- [F-4] FISCHER J., ZORN G.I. — *Rev. Sci. Instr.*, **32**, 499 (1961).
- [F-5] FISCHER J. — Communication à titre privé.
- [F-6] FISCHER J., COLLINS G. et HIGINBOTHAM W. — Exposé au cours de cette conférence.
- [F-7] FUKUI S., MIYAMOTO S. — *Nuovo Cim.*, 1953.
- [G-1] GOVOROV A.M., NIKANOROV V.I., PETER G., PISAROV A.F. et POZE Kh. — *Prib. i Tekh. Eksp.*, n° 6, p. 49 (1961) (traduction).
- [J-1] JONES B.P., NALOS G., MANNING et GALBRAITH W. — (NIRNS), communication faite à titre privé.
- [K-1] KERNS Q. — Lawrence Rad. Lab., rapport LRL, 1963 (non publié).
- [K-2] KRIENEN F. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **16**, 202 (1962).
- [K-3] KAGEKAWA R. — Université de Nagoya, tirage provisoire (à paraître prochainement).
- [K-4] KIRSTEN F. — Rapport LRL.
- [L-1] LILLETHUN E., MAGLIC B., MANNING G., STAHLBRANDT C.A., TAYLOR A.E., WALKER G.T. et WETHEL A.M. (à paraître prochainement).
- [L-2] LINDENBAUM S. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20** (1963).
- [M-1] MURPHY F.V. et O'NEILL G.K. — *Nuovo Cim.*, Suppl. **26**, n° 2, 286 (1962).
- [M-2] MIYAMOTO S. — *Nuovo Cim.*, **27**, 1325 (1963).
- [M-3] MICHAEL D.N. et SCHLUTER R.A. — ANL, rapport DNM/RAS-1, 15 août 1963 (non publié).
- [M-4] MAGLIC B. et KIRSTEN F. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **17**, 49 (1962).
- [M-5] MacLEOD D.W., PHELAN J.J., ROBERTS A. et YURKA C.E. — *Bull. Am. Phys. Soc.* (Session N.Y., janvier 1964, sous presse).
- [M-6] MAGLIC B. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 165 (1963).
- [N-1] NEMETH O. — Photoelectronics Inc., Santa Monica, Calif.
- [N-2] NEUMANN M.J. et SHERRARD H. — *IRE Trans. Nucl. Sci.*, NS-9, n° 5, 51 (1962).
- [P-1] PHELAN J.J., COMFORT J.R., Mc LEOD D.W., ROBERTS A. et YURKA G.E. — *Bull. Am. Phys. Soc.* (Session N.Y., janvier 1964, sous presse).
- [P-2] Rapport LRL non publié.
- [P-3] PENNOCK P. et ROYSTON R. — Rapport ANL 1963 (non publié).
- [R-1] RUTHERGLAN J.G. et PATTERSEN J.M. — *Rev. Sci. Instr.*, **32**, 519 (1961).
- [R-2] REIBEL K. et SCHLUTER R.A. — ANL, rapport MR/RAS-1, mars 1963 (non publié).
- [R-3] RUDLOE H., DEUTSCH M. et MARRILL T. — *Comm. A.C.M.*, **6**, 332 (1963).
- [R-4] REY C. et PARKER S. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 173 (1963).
- [S-1] Symposium sur les chambres à étincelles. *Rev. Sci. Instr.*, **32**, 5 (1961).
- [S-2] SCHLUTER R.A. — Communication à titre privé.
- [S-3] STAHLBRANDT C.A. — Exposé au cours de cette conférence.
- [S-4] SCHNEIDER F. et HOHNE K.H. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 152 (1963).
- [W-1] WENZEL W., FRISCH D.H. — Communications faites à titre privé.
- [W-2] BEALL E.F., HOLLEY W., KEEFE D., KERTH L.T., THRESHER J.J., WANG C.L. et WENZEL W.A. — *Nucl. Instr. and Meth.*, **20**, 205 (1963).

DÉTECTEURS DE PARTICULES NUCLÉAIRES A SEMI-CONDUCTEUR

PAR

J.W. MAYER

Hughes Research Laboratories

Introduction

Au cours des deux années qui ont suivi le dernier colloque sur l'électronique nucléaire, des progrès assez impressionnants ont été faits dans le développement et l'utilisation des semiconducteurs comme détecteurs de particules nucléaires. L'utilisation de ces détecteurs dans l'étude des réactions nucléaires et des spectres bêta de conversion a été étendue aux particules de très hautes énergies avec le développement de jonctions à barrières de surface à diffusion de lithium, dont les régions actives sont plus larges. Des perfectionnements dans l'art de réaliser des détecteurs ΔE minces ont rendu plus courantes les mesures $\frac{dE}{dx} \propto E$ pour l'identification des particules. Des possibilités très séduisantes pour la spectroscopie γ apparaissent clairement à la suite des travaux récents sur les détecteurs au germanium à diffusion de lithium. Un autre facteur qui a conduit à augmenter l'utilisation des détecteurs à jonction est la facilité avec laquelle on peut se procurer, dans le commerce, des unités de tous types.

Les principes de base de l'utilisation des détecteurs de particules nucléaires à semiconducteur ont été décrits dans plusieurs articles de revues [1-7] et plus récemment dans un livre [8]. Le but de cette présentation est de discuter des performances de ces détecteurs, pour introduire les prochains exposés de la conférence, et aussi pour définir un choix des domaines qu'il faudra approfondir. Elle n'a pas l'intention d'être une étude d'ensemble de l'utilisation des détecteurs à semiconducteur dans les mesures nucléaires.

Dans quelques détecteurs à semiconducteur, tels que jonction à barrière de surface, jonction $p-n$ diffusée, jonction $p-i-n$ à déplacement d'ions, ou compteur à grande conductivité, les principes qui régissent le fonctionnement sont les mêmes et, de

fait, analogues à ceux d'une chambre d'ionisation. Les particules nucléaires pénétrant dans un semiconducteur tel que le silicium ou le germanium créent approximativement 3×10^{-5} paires « électron-trou » par MeV transféré au cours du processus d'ionisation. Lorsqu'une jonction est polarisée en sens inverse, les champs électriques élevés présents dans la barrière provoquent le déplacement des porteurs mobiles, ce qui se traduit par une différence de potentiel mesurable aux bornes du détecteur. C'est parce qu'il est apparu très tôt que l'amplitude des impulsions était proportionnelle à l'énergie perdue dans la barrière, et qu'elle était en première approximation indépendante de l'ionisation spécifique de la particule, que ces détecteurs ont été utilisés très rapidement. Tout aussi importante, peut-être, fut la reconnaissance du fait que des porteurs plus mobiles et des dimensions plus petites que celles des chambres d'ionisation devaient conduire à des temps de collection de charges plus courts.

Types de détecteurs

Afin de formuler une description qualitative de la réponse des jonctions de semiconducteurs aux particules nucléaires, il est nécessaire de ne considérer que quelques aspects des caractéristiques des jonctions. A cet égard, les paramètres critiques sont la profondeur de la barrière qui détermine le volume sensible aussi bien que le temps de transit des porteurs, la capacité de la barrière, et la résistance série du matériau de base, l'ensemble contrôlant le temps de réponse du détecteur et le courant de fuite qui affectera le bruit de fond. Il convient de classer les différents types de détecteurs en deux groupes, comme indiqué sur la figure 1. Les techniques de fabrication des différents types de détecteurs sont décrites dans des articles et ne seront pas traitées en détail ici.

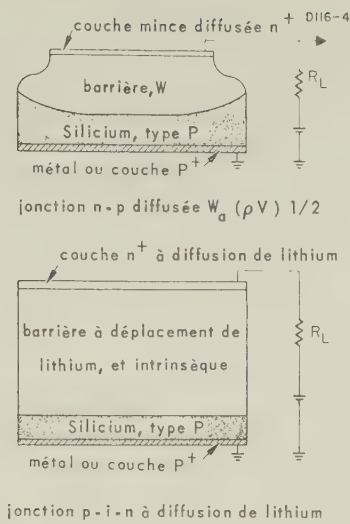


FIG. — a) Schéma d'un détecteur à jonction p-n diffusée. La barrière est proportionnelle à $(\rho V)^{1/2}$.
b) Diagramme d'un détecteur à jonction p-i-n dans lequel la barrière est approximativement indépendante de V.

1) BARRIÈRE DE SURFACE ET JONCTIONS p-n DIFFUSÉES SUPERFICIELLEMENT

En polarisation inverse, ces éléments sont caractérisés par un champ électrique non uniforme dont le maximum se situe près de la surface de jonction, et par une largeur de barrière W commandée par la tension appliquée V et la résistivité ρ du matériau de base. En première approximation :

$$W \cong 0,3 (\rho V)^{1/2} \text{ pour le type } p,$$
$$W \cong 0,5 (\rho V)^{1/2} \text{ pour le matériau type } n.$$

Des largeurs de barrière de 0,5 mm sont normales, cependant, avec des dispositifs à haute résistivité, Fox et BORKOWSKI [9] ont obtenu des largeurs de 1,5 mm pour des jonctions à barrière de surface avec des matériaux de 6 000 Ω/cm , en appliquant 4 000 V. Utilisant une extension de leur technique, KLEMA [16] a obtenu 3,5 mm de largeur sur une unité de 20 000 Ω/cm à 2 000 V de polarisation inverse. La variation de la barrière avec la tension appliquée a été vérifiée expérimentalement à partir des mesures de capacité et en observant la hauteur des impulsions dues à des particules dont le parcours R était comparable à W . Dans les mesures nucléaires il est quelquefois commode de faire varier la profondeur de la barrière pour identifier des particules dont les énergies sont comparables et les parcours différents [17, 18]. Il faut remarquer que des variations de la résistivité de base peuvent conduire à des différences appréciables dans la largeur de la barrière [4]. En fabriquant des détecteurs minces pour des mesures dE/dx , la barrière est étendue au contact postérieur, formant ainsi une unité dans laquelle tout le volume est sensible aux radiations [14]. L'épaisseur normale pour de telles unités est 0,005 cm (0,002 pouce).

2) JONCTIONS p-i-n A DÉPLACEMENT D'IONS, ET COMPTEURS A GRANDE CONDUCTIVITÉ

Ces dispositifs peuvent être considérés comme un matériau intrinsèque sur les faces opposées duquel des contacts redresseurs (non injecteurs) sont formés. Désormais, le champ à travers la plus grande partie du matériau est constant et est donné par V/W . Les variations de la tension appliquée ne changent pas la largeur de la barrière.

Les éléments les mieux réussis de ce type ont été obtenus par la technique du déplacement d'ions lithium dans le silicium [10, 13, 19, 20] et le germanium [21, 22], qui normalement donnent des profondeurs de 2 à 4 mm. Par l'utilisation de techniques plus élaborées [11, 12], des profondeurs de barrière jusqu'à 1 cm peuvent être obtenues. Bien que des compteurs à grande conductivité aient été réalisés en introduisant des niveaux bas dans le silicium par adjonction d'or ou par traitement thermique [23, 24], ils n'ont eu qu'un usage limité à cause de la faible collection des charges et des effets de polarisation.

Caractéristiques électriques

La nature de la distribution du champ peut être déduite de la relation tension-capacité mesurée comme le montre la figure 2, dans laquelle une fonction en $V^{-1/2}$ caractérise une jonction « à étage » (step jonction), et une tension indépendante de la capacité représente une jonction p-i-n. La largeur de la barrière peut aussi être déterminée à partir des mesures de capacité et est donnée par :

$$W = \frac{kA}{4\pi C}$$

où k est la constante du diélectrique statique et A la surface de la jonction.

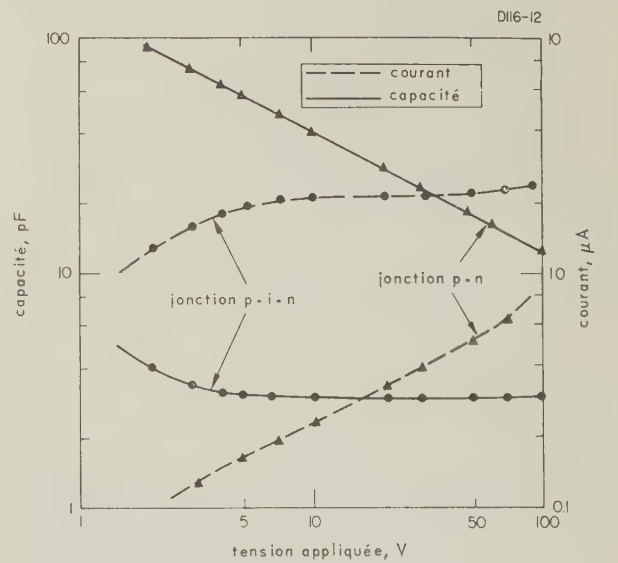


FIG. 2. — Caractéristiques courant-tension (courbe en tirets) et capacité-tension (trait continu) d'un détecteur à jonction p-i-n.

Il est important de considérer le courant en fonction de la tension, parce que le bruit de fond et la résolution sont souvent limités par l'amplitude du courant. Il faut toutefois remarquer que, bien qu'expérimentalement la loi courant-résolution puisse changer d'un détecteur à l'autre, généralement une augmentation du courant se traduit par une réduction de la résolution.

Bien qu'il y ait plusieurs sources de courant continu dans les jonctions polarisées en sens inverse, la source principale, dans le matériau de base, prend naissance dans la région de charge d'espace (barrière), où l'agitation thermique crée des paires « électrons-trous » qui sont entraînés par le champ électrique. Ce courant est proportionnel à la largeur de la barrière.

La relation qui lie I et W peut se voir sur la figure 2 qui, pour la jonction à étage (step junction), montre que I croît lorsque C décroît. Dans les jonctions $p-i-n$ les courants inverses varient en général peu avec la tension, parce que V et W sont indépendants. Dans des dispositifs à barrière large tels que des structures $p-i-n$ à qui une bonne résolution est demandée, cette composante du courant peut être diminuée substantiellement par refroidissement. Comme on le verra plus loin, il faut refroidir les détecteurs à jonction au germanium, car l'énergie de liaison des trous y est plus faible, ce qui augmente les concentrations en porteurs créés par agitation thermique, donc le courant.

Dans les détecteurs ΔE minces, lorsque la barrière est proche du contact postérieur, il a été constaté une augmentation importante du courant due à l'injection de porteurs [4]. Le contrôle de ce courant par la mise au point de contacts qui n'injectent pas de porteurs (contacts redresseurs) a été une des améliorations les plus importantes dans la production de ces éléments [14, 25, 27].

En général toutefois, le courant de fuite en surface domine. Le contrôle de ces courants est un facteur majeur dans la fabrication de détecteur et par conséquent de sa fiabilité [9, 28]. La limitation de la tension qui peut être appliquée à la jonction est due presque entièrement à ces courants.

Comme l'ont montré GOULDING et HANSEN [29], une méthode pour tourner cette difficulté consiste à utiliser un anneau de garde. Les techniques pour l'utilisation des anneaux de garde ont été décrites dans les revues [29, 30]. Dans les diodes à barrière de surface, l'utilisation de résines époxy dopées a permis d'obtenir des courants de surface très faibles [9, 16]. Grâce à cette technique, des éléments ont été fabriqués, qui peuvent opérer sous 4 000 V de polarisation.

Réponse transitoire

La réponse transitoire d'un semiconducteur aux particules nucléaires est déterminée, d'une part par le mouvement des trous et des électrons sous l'effet du champ dans la barrière, d'autre part par les constantes de temps du circuit détecteur-amplificateur. Dans les jonctions à étages, le temps de montée de l'impulsion est généralement commandé par les constantes de temps du circuit, tandis que dans les jonctions

$p-i-n$ c'est le temps de transit qui joue le plus grand rôle.

Le détecteur lui-même peut être considéré comme un circuit RC de type montré figure 3, où R_b et C_b représentent la résistance effective et la capacité associée avec la barrière, et R_s et C_s la résistance et la capacité du matériau semiconducteur en dehors de la barrière. Pour simplifier, la résistance de contact est aussi incluse dans R_s .

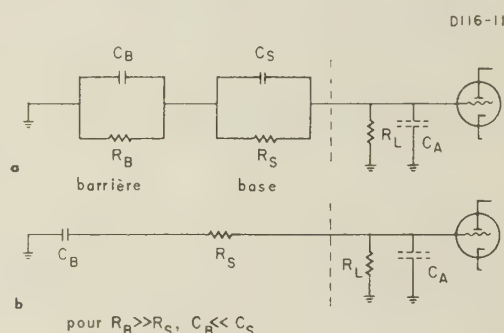


FIG. 3. — a) Circuit équivalent : R_b et C_b sont la résistance et la capacité de la barrière R_s et C_s sont les valeurs propres au matériau.

b) Circuit simplifié pour $R_b \gg R_s$ et $C_s \gg C_b$.

Il est instructif de considérer le cas où $R_b \gg R_s$ et $C_s \gg C_b$. Le circuit équivalent est montré sur la figure 3 (b), où C_A est la capacité parasite totale et R_L la résistance de charge extérieure. Dans ce cas la tension monte avec une constante de temps τ donnée par [31].

$$\tau = R_s \frac{C_A C_b}{C_A + C_b} \quad (3)$$

L'influence de la résistance série et de la capacité de barrière (les deux sont fonction de la tension appliquée) a été vérifiée expérimentalement [31, 32] comme on le voit figure 4. WILLIAMS et WEBB [5] ont observé des différences avec la réponse prévue par l'équation (3). Dans les jonctions à étage, le temps de montée de l'impulsion peut être réduit en utilisant un matériau de base de faible résistivité ou des détecteurs minces avec une barrière s'étendant jusqu'au contact postérieur. SIFFERT et al. [33] ont appliqué la dernière technique avec succès, obtenant des temps de montée inférieurs à 2 ns. Des structures minces $p-i-n$ ont aussi donné des temps de montée brefs [34].

Au contraire, si les constantes de temps du circuit sont négligeables, le temps de transit des porteurs à travers la barrière détermine le temps de montée des impulsions. Comme cela a été vu dans les premiers travaux, le déplacement d'un porteur mobile dans un champ électrique induit une charge Q sur le matériau bordant la barrière ; cette charge est proportionnelle à la chute de potentiel dans la région traversée par les porteurs mobiles. Dans le cas où la distribution du champ n'est pas uniforme, comme dans les jonctions à étage, et en général là où les trous et les électrons ont des mobilités différentes comme dans le

germanium et le silicium, le front de montée de l'impulsion dépendra de la distribution spatiale des paires « trou-électron » créées par les particules ionisantes.

TOVE et FALK calculèrent la forme de l'impulsion dans le cas d'une jonction à étage en silicium [35]. Dans l'exemple le plus simple ils montrèrent que dans une jonction à étage n sur p , si les paires sont créées à la jonction (près de la surface), la charge induite sera déterminée par le mouvement des trous à travers la barrière, et l'impulsion sera donnée par :

$$Q = \frac{e}{V} \mu_p E_m^2 \exp\left(\frac{-2\mu_p E_m t}{W}\right) \quad (4)$$

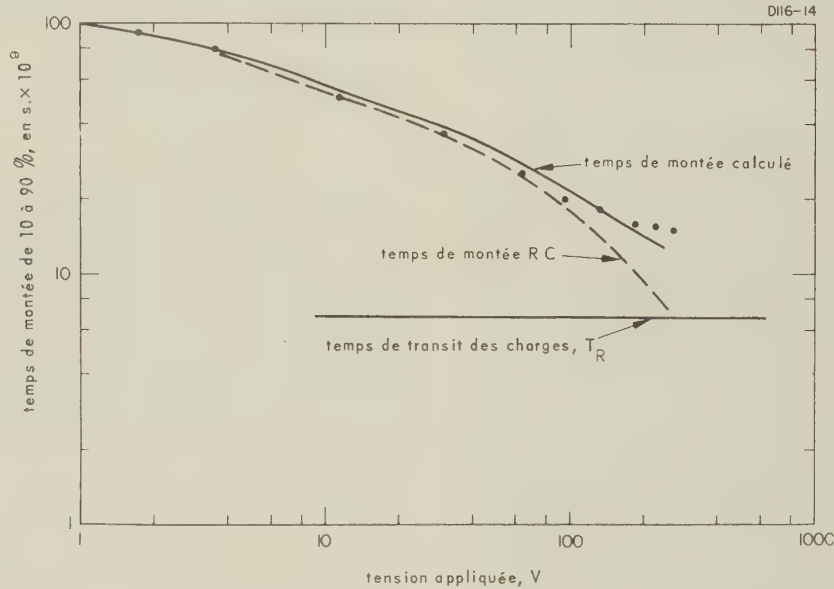


FIG. 4. — Temps de montée de 10 à 90 % d'un détecteur à jonction p-n en fonction de la tension appliquée. Le temps de montée RC est calculé à partir du circuit de la figure 3(a), et le temps de transit des charges est pris dans TOVE et FALK [35]. Les points expérimentaux représentent la réponse à des particules alpha de 5 MeV.

On notera que dans la jonction à étage le temps de montée dépend seulement de la résistivité (ρ) et non du potentiel appliqué V . Cela est dû au fait que le champ maximal E_m est proportionnel à $(V/\rho)^{1/2}$. L'épaisseur de barrière W est proportionnelle à $(\rho V)^{1/2}$ et les facteurs dépendant du temps contiennent des expressions proportionnelles à E_m/W . Pour le temps de montée de 10 à 90 % des impulsions dues à des particules incidentes sur la surface, cela conduit à :

$$T_{10-90} \cong 10^{-12} \rho \text{ (type n ou p)} \quad (5)$$

où ρ est en Ω/cm .

Des expressions plus détaillées sont nécessaires quand le parcours de la particule devient comparable à $W/4$. En supposant que les mobilités sont indépendantes du champ, TOVE et FALK ont tracé un abaque qui donne le temps de montée théorique (10 à 90 %) [35].

Dans les jonctions $p-i-n$, la forme de l'impulsion pour des particules créées à la jonction $n-i$ ou $p-i$ est donnée par [2,36] $Q = e\mu Vt(W)^{-2}$ et le temps de transit par $T_R = W^2(\mu V)^{-1}$.

La figure 5 montre le temps de montée de 10 à 90 % obtenu par ZIEMBA F.P., dans des détecteurs $p-i-n$ de 6 mm et 1,3 mm ; elle illustre l'effet de la tension et de l'épaisseur de barrière sur le temps de montée.

Puisque la mobilité de l'électron est approximativement quatre fois celle du trou, le temps de transit pour des porteurs créés près des jonctions $p-i$ est quatre fois celui de la jonction $n-i$. En conséquence la réponse transitoire dépendra du parcours de la particule. Le changement dans la hauteur de l'impulsion avec l'augmentation du parcours des particules a été décrit en détail par AMMERLEAN [36] et al.

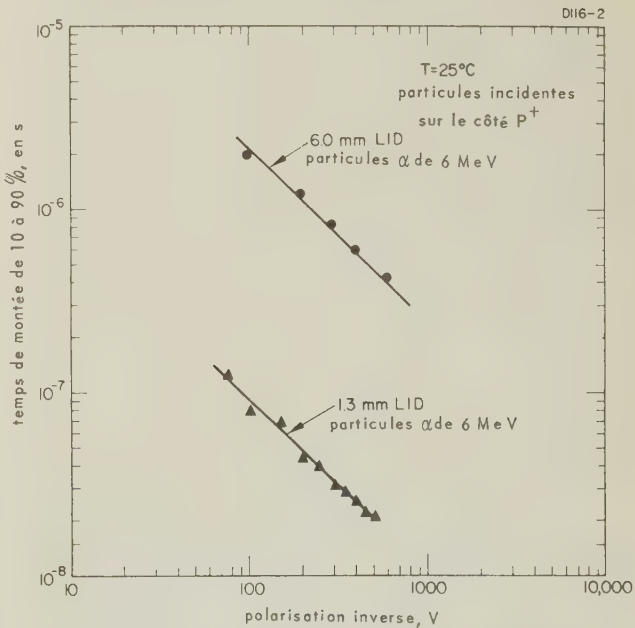


FIG. 5. — Temps de montée de 10 à 90 % d'une jonction p-i-n de 6 mm et de 1,3 mm. Le temps de montée est déterminé par le temps de transit des porteurs.

La figure 6 montre l'augmentation du temps de montée avec celui du parcours de deutérons et de particules α arrivant sur le bord $p-i$. Cela ajouté au fait que le temps de transit dépend de la tension, montre que la différence entre les temps de montée de particules dont les parcours sont différents peut être mesurée directement. KOERTS [36] a utilisé la relation entre la forme de l'impulsion et le parcours pour identifier les particules.

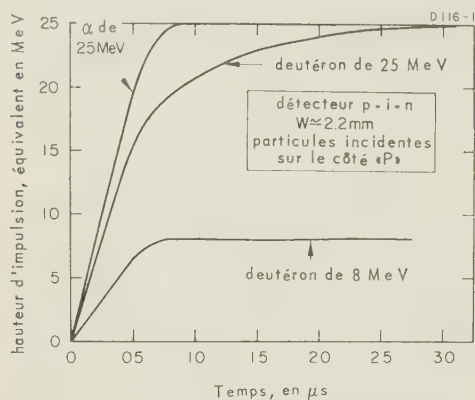


FIG. 6. — Réponse transitoire d'un détecteur à jonction $p-i-n$ aux particules α et aux deutérons. La réponse plus lente avec les deutérons de 25 MeV est due aux déplacements des trous (AMERLAAN et al. [36]).

Comme JACKSON [6] le mentionne, la dispersion des temps de collection, quand des particules arrivent sur le bord de la barrière, peut avoir un sérieux effet sur la résolution. Cet effet peut être fortement réduit si les constantes de temps de l'amplificateur sont au moins deux fois aussi longues que le temps de collection le plus long.

Ci-dessus, dans l'analyse de la réponse transitoire des détecteurs à semiconducteur, on avait supposé que les processus d'ionisation ne se produisaient que dans la région du champ élevé. Une particule qui pénètre à travers la barrière produit des paires « électron-trou » qui diffusent vers la barrière [37]. Puisque les processus de diffusion sont, en général, d'une durée plus longue que le temps de transit à travers la barrière, ils allongent l'impulsion [18]. De ce fait, la barrière paraît plus large quand les détecteurs sont utilisés avec des circuits à constante de temps longue. FUNSTEN [38] a décrit des circuits discriminatoires de forme d'impulsions pour distinguer les particules stoppées complètement dans la barrière de celles pénétrant au-delà.

Efficacité de collection des charges

L'analyse de la réponse transitoire est intimement liée au processus de recombinaison et de « piégeage » qui se traduisent par une réduction de l'efficacité de collection, puisqu'alors tous les porteurs ne sortent pas de la barrière. Dans ce cas, le piégeage ne peut conduire à une diminution de la collection des charges que si le temps pendant lequel les porteurs sont piégés est long, comparé à la montée et à la décroissance de l'impulsion de tension. Comme l'ont montré

MILLER et GIBSON [39], il convient de distinguer le « piégeage » des particules qui traversent la barrière de la recombinaison avant que les paires « électron-trou » ne soient sorties de la barrière.

Piégeage

Bien que l'influence du piégeage dans les jonctions à étage ait été examinée en détail [39], il n'y a pas d'étude expérimentale d'ensemble de cet effet, en partie parce que l'efficacité de collection ne dépend pas de la tension, comme cela a été dit à propos du temps de transit. D'autre part, la collection de charges dans les compteurs à forte conductivité, particulièrement dans les cristaux ioniques, a été étudiée largement [40, 42].

L'efficacité de la collection de charges pour des porteurs créés près d'une jonction est :

$$\eta = \frac{\mu\tau E}{W} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{W}{\mu\tau E}\right) \right\} \quad (6)$$

où le produit $\mu\tau E$ est appelé le parcours de piégeage de « Schubweg ». Comme cela a été démontré pour le chlorure d'argent, les siliciums dopés à l'or [23] et les structures au lithium $p-i-n$, le parcours de piégeage est un paramètre important pour l'étude des performances des détecteurs. NORTHRUP et SIMPSON ont étudié le problème en détail [41]. La figure 7

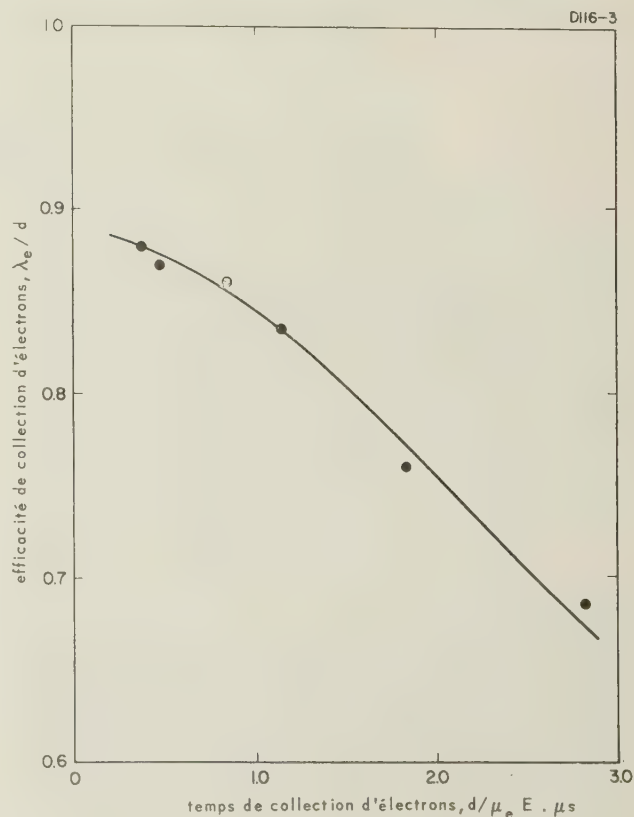


FIG. 7. — Efficacité de collection en fonction du temps de collection pour un détecteur compensé refroidi à 78 °K (GIBBONS et NORTHRUP [42]).

permet d'apprécier l'amélioration de l'efficacité de collection obtenue par GIBBONS et NORTHROP [42] en augmentant le champ électrique dans des compteurs à conduction à la température de 78 °K ; le matériau compensé était obtenu par traitement thermique. MILLER [43] et ses collaborateurs ont trouvé récemment que dans la jonction *p-i-n* qu'ils étudiaient le parcours de piégeage correspondait à une vie de quelques μ s. Ils croient que cette valeur est faible parce que la section efficace de capture des pièges est plus grande dans la barrière, car les porteurs dus à l'agitation thermique en sont extraits. Cela expliquerait les champs assez élevés (de 400 à 700 V/cm) qu'il faut employer pour collecter toutes les charges dans les structures *p-i-n* [44, 45]. Evidemment, des travaux ultérieurs sont nécessaires pour éclaircir ce point.

Recombinaison

On a montré que la recombinaison des paires « électron-trou » le long de la trajectoire ionisée de la particule est négligeable, sauf peut-être dans la réponse aux produits de fission, où le défaut de hauteur d'impulsion est observé. BRITT et WEGNER [46] ont montré que le défaut de hauteur d'impulsion décroît lorsque le champ dans la jonction augmente (fig. 8). Cela est raisonnable si l'on suppose que plus le champ est élevé plus il tend à entraîner rapidement les trous et les électrons.

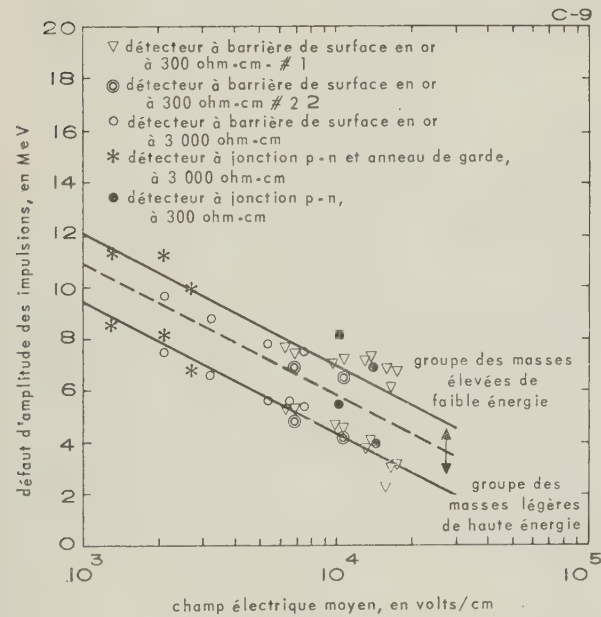


FIG. 8. — Défaut d'amplitude des impulsions dans la réponse aux fragments de fission en fonction du champ électrique (BRITT et WEGNER [46]).

Il faut noter qu'il y a d'autres mécanismes qui peuvent conduire à un défaut de hauteur d'impulsion. FLICKER [47] suggère que les produits de fission peuvent dissiper plusieurs MeV d'énergie en collisions atomiques non ionisantes. Cela produira un défaut de hauteur d'impulsion indépendant du champ.

Effets de fenêtre

Dans l'étude de la réponse d'un détecteur à jonction aux particules nucléaires, il faut tenir compte, en dehors de la barrière, des régions diffusées métalliques et sans champ. Par analogie avec les compteurs à gaz, l'épaisseur de matériau équivalent à la perte d'énergie observée est appelée l'épaisseur de fenêtre. Dans les détecteurs à semiconducteur à barrière de surface, l'épaisseur de fenêtre est déterminée presque entièrement par l'épaisseur de la couche de métal.

Dans les jonctions *p-n* diffusées, peu profondes, l'épaisseur de fenêtre est en général de l'ordre de $0,5 \mu$ ($\approx 0,1$ mgm/cm²) et est déterminée par la profondeur de diffusion. Des détecteurs ont été fabriqués avec des fenêtres diffusées inférieures à $0,1 \mu$; ils ont permis de détecter des protons d'énergie inférieure à 100 keV [30].

Parce que la constante de diffusion du lithium dans le silicium est grande, les premières structures *p-i-n* avaient des épaisseurs de fenêtre de plus de 100μ . Bien que ces éléments aient de grandes barrières, leur épaisseur de fenêtre rend peu intéressant leur emploi dans la spectroscopie à résolution élevée des particules chargées. BLAKENSHIP [11] développa une technique de diffusion de quantités contrôlées de lithium à travers une couche n^+ où du phosphore était déjà diffusé ; elle lui permit d'obtenir des épaisseurs de fenêtre de 7μ ou moins. Par la suite, MILLER [12], MANN [13] et d'autres [15, 48] essayèrent de résoudre ce problème soit par d'autres diffusions vers le contact postérieur, soit en supprimant la couche *p* après l'apport et en formant une barrière de surface sur le matériau intrinsèque. La dernière technique a produit des éléments dont les épaisseurs de fenêtre étaient essentiellement celles de la couche d'or. C'est cette technique qui est probablement la plus facile à adapter aux procédés simples de laboratoire.

Résolution en énergie

Pour la spectrométrie d'énergie l'un des principaux facteurs qui déterminent l'utilité d'un détecteur donné est la largeur du spectre d'amplitude d'impulsions, lorsqu'il est dans un flux de particules mono-énergétiques. C'est la résolution remarquable des détecteurs à semiconducteur à barrière de surface et à jonction diffusée qui a donné un tel élan à l'utilisation de ces dispositifs en recherche nucléaire.

La limite fondamentale à l'étroussure d'un pic est due aux fluctuations statistiques dans le nombre des paires « électron-trou ». A cet égard le silicium dans lequel il faut environ 3,5 eV pour former une paire a un avantage intrinsèque sur les chambres d'ionisation ou les photomultiplicateurs avec scintillateurs. Le groupe d'OAK RIDGE, dans des séries de mesures soigneuses, tente de vérifier le bien-fondé de l'hypothèse de procédés indépendants dans la production de paires, en déterminant la forme de la courbe (i.e., si $\pm$ [nombre de paires]^{1/2} est un critère raisonnable). Des résultats comparables à ceux montrés figure 9 où, pour le cobalt 57 une largeur de 2,8 keV a été obtenue (détecteur et préamplificateur) indiquent que l'hypothèse simple ne tient pas et que des largeurs

plus faibles peuvent être obtenues. Ceci revient à poser que le facteur FANO [50] utilisé dans le calcul des fluctuations statistiques est inférieur à 1.

Un fait tout d'abord discuté par AMSEL [51], qui a été une source d'embarras, est que la largeur de la distribution des hauteurs d'impulsions croît avec la masse de la particule. Cela est plus net si l'on compare la résolution pour des particules α et des particules β . La cause en est vraisemblablement les interactions vers la fin du parcours de la particule, dans lesquelles les collisions de plein fouet (« whole body collisions ») peuvent conduire à des fluctuations appréciables dans le total de l'énergie transférée dans les processus non ionisants [43].

centres de recombinaison ne causera pas un élargissement appréciable si les particules incidentes sont parallèles aux lignes du champ. Une cause plus sérieuse de l'élargissement de la courbe vient de la géométrie, quand les particules ne sont pas orientées parallèlement au champ électrique. Dans le cas le moins favorable où les particules sont perpendiculaires aux lignes de champ, ils trouvent que les deux porteurs doivent être collectés avec une grande efficacité pour obtenir des résolutions de quelques pour-cent.

Il est évident que la résolution générale et le rapport signal/bruit dépendent des sources de bruit de fond dans le détecteur et du bruit dû au courant grille et à

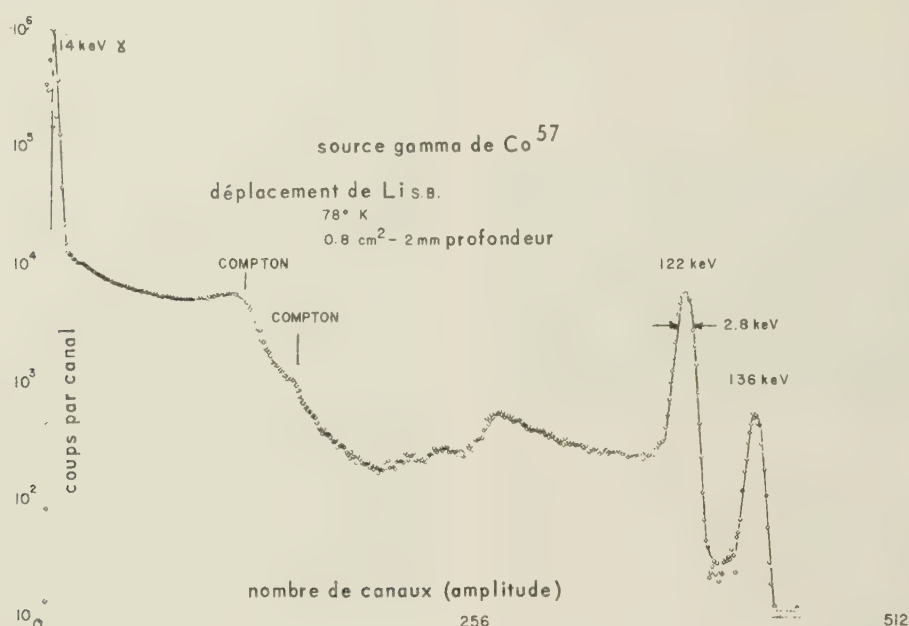


FIG. 9. — Spectre d'amplitude du Co^{57} avec une jonction à barrière de surface $p-i-n$ fonctionnant à 78 °K (Données de BLANKENSHIP [49]), du Laboratoire National d'Oak-Ridge).

Un autre phénomène, rapporté en premier par CHETHAM-STRODE et al. [52], qui n'a pas été expliqué d'une façon satisfaisante, est la queue vers les basses énergies qui apparaît dans le spectre d'amplitude des impulsions. Le nombre d'impulsions dans la queue est supérieur à 1 % de celui dans le pic ; en conséquence, l'identification d'un spectre faible est rendue difficile.

Dans les détecteurs où l'épaisseur de fenêtre est appréciable, l'élargissement du pic peut être attribué à la diffusion LANDAU dans la couche de ralentissement [6]. MANN [44] a obtenu une bonne concordance entre la largeur de la couche diffusée et l'élargissement dû à la diffusion LANDAU, dans l'étude d'une série de détecteurs dont l'épaisseur de fenêtre était comprise entre 0,5 et 3 μ .

Dans les jonctions $p-i-n$ avec barrières profondes ou les compteurs à haute conductivité, la possibilité de collection incomplète des charges doit être considérée. Comme le montrent NORTHROP et SIMPSON [41], une distribution homogène de collecteur ou de

l'effet de grenaille dans l'étage d'entrée du préamplificateur. GOULDING et HANSEN [29], qui utilisaient un anneau de garde, ont trouvé une assez bonne concordance entre leur calcul du bruit théorique et les mesures expérimentales. Des améliorations ultérieures de la théorie des sources de bruit de fond dans les détecteurs à semiconducteur sont nécessaires. Comme le fait remarquer BLANKENSHIP [49], la résolution ne peut être obtenue qu'en adaptant l'amplificateur au détecteur.

Effets de l'irradiation

Après une irradiation prolongée, une réduction très prononcée des performances est observée [4, 53-55]. Elle est caractérisée par un accroissement du courant inverse, une diminution de l'amplitude des impulsions et de la résolution. Ces deux derniers points sont illustrés figure 10 où apparaît le spectre α d'un détecteur à barrière de surface irradié par des neutrons de 14 MeV. La décroissance de l'amplitude des impulsions et l'apparition de multiples pics dans le spectre

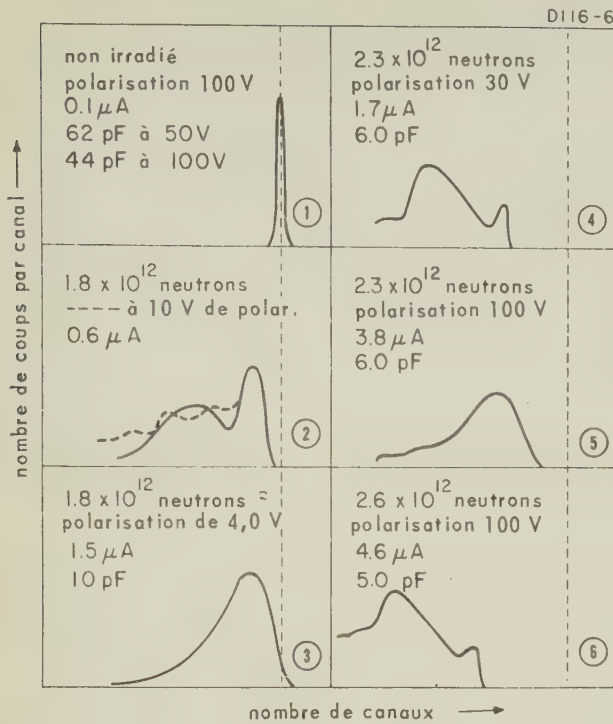


FIG. 10. — Spectre d'amplitude de particules alpha avec une barrière de surface, en présence d'un flux de neutrons de 14 MeV (GEORGE et GUNNERSON, Aldermaston [55]).

sont visibles. Les autres paramètres affectés par l'irradiation sont la largeur et la capacité de barrière ainsi que le temps de montée de l'impulsion. Ces changements apparaissent après exposition à des flux α de $10^9/\text{cm}^2$ et des flux de neutrons de $10^{11}/\text{cm}^2$.

Bien que DEARNALEY [53] ait relié les effets de l'irradiation aux défauts de densité de FRENKEL, les mécanismes causant la détérioration du détecteur n'ont pas été clairement définis. Ceci est dû dans une large mesure à l'indépendance de l'efficacité de la collection vis-à-vis de la tension. GEORGE et GUNNERSEN [55] ont fait, en fonction de l'irradiation, des mesures soigneuses de la vie des porteurs, du coefficient HALL et de la mobilité dans le silicium puis

dans des lingots du type n utilisés pour la fabrication des détecteurs à barrière de surface. Ils interprètent les effets nuisibles dans les détecteurs comme des changements locaux dans la distribution du champ autour des zones désordonnées.

Il est assez surprenant que les effets de l'irradiation dans les structures *p-i-n* n'aient pas été étudiés en détail. La distribution du champ dans ces éléments se prête par elle-même à de telles études. MANN [44], dans des études préliminaires avec les structures *p-i-n*, trouva que les performances pouvaient être retrouvées après rediffusion pendant 3 heures.

Spectroscopie des particules chargées

L'utilisation des détecteurs à semiconducteur dans les études de réactions nucléaires est maintenant très courante. Des spectres semblables à celui de la figure 11 (donnés par BLAIR et ARMSTRONG, Los Alamos S.L.) ont démontrés très tôt l'utilité de ces détecteurs. L'identification des particules a toujours été un problème. Les méthodes qui reposent sur la discrimination (basée sur les différences de parcours des particules) au moyen de la variation de profondeur de la barrière [17, 18], ou par la discrimination de la forme de l'impulsion [36] dans les détecteurs *p-i-n* sont seulement utilisables quand il y a une différence marquée dans les parcours des particules. La dernière technique a été traitée en détail par AMMERLAAN et al. [36].

Le premier travail de WEGNER [56] utilisant un compteur ΔE à chambre d'ionisation et un compteur E à semiconducteur, conduisit à un développement assez intense des détecteurs minces à semiconducteur ΔE . Bien que les dispositifs obtenus à la suite des premiers travaux n'aient pas été uniformes et que les techniques employées n'aient pas permis d'obtenir des éléments reproductibles, il est maintenant possible de fabriquer assez normalement des éléments uniformes. La figure 12 montre la réponse à des protons de 16 MeV, des deutérons et des tritons d'un détecteur à transmission de 0,02 cm réalisé par BRAID et HEINRICH [56]. Des résolutions inférieures à 10 % peuvent normalement être obtenues à la sortie de détecteurs à transmission. Quelques non-uniformités peuvent

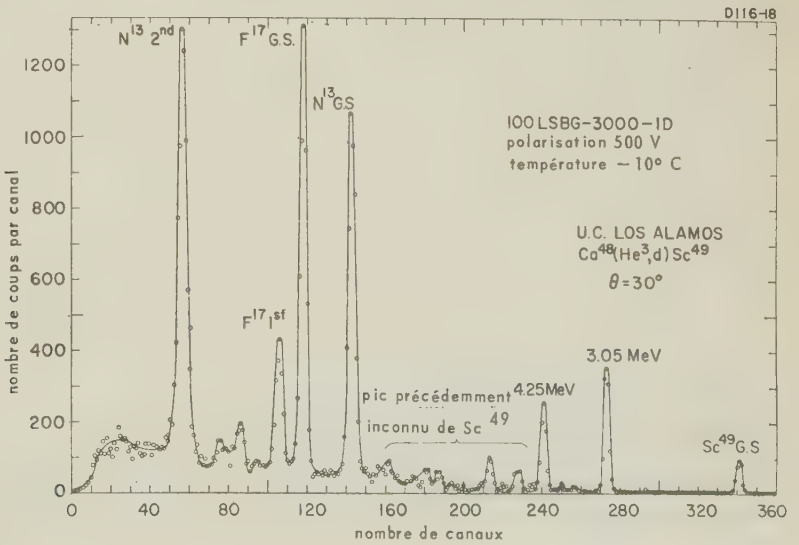


FIG. 11. — Spectre obtenu avec un détecteur à barrière de surface à 3 mm de barrière, dans la réaction $\text{Ca}^{48}(\text{He}^3, d)\text{Sc}^{49}$. (Données de BLAIR et ARMSTRONG, Los Alamos).

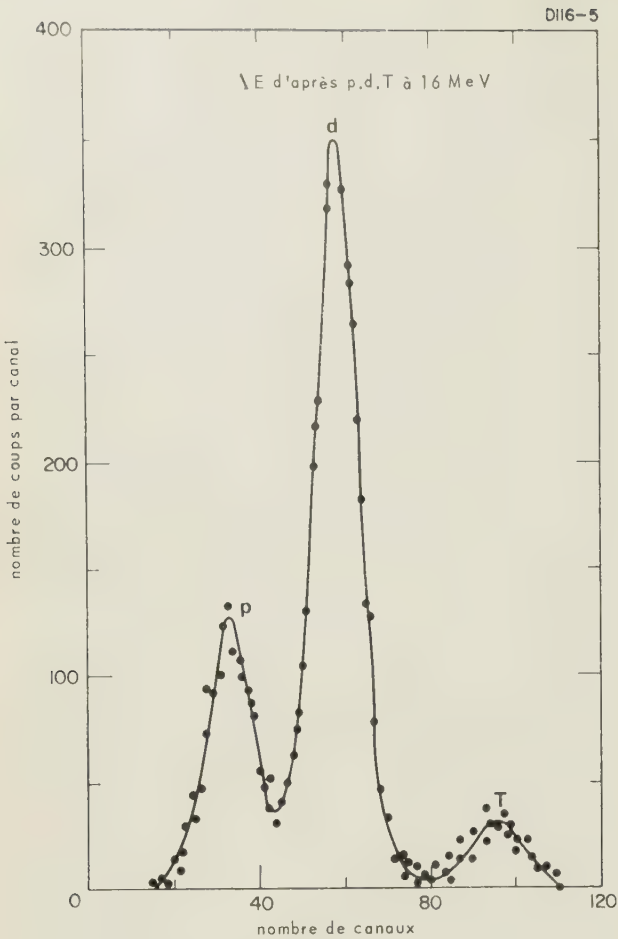


FIG. 12. — Réponse d'un détecteur à transmission de 0,02 cm à des protons de 16 MeV, à des deutérons et à des tritons (BRAID et HEINRICH [56]).

être tolérées si les impulsions ΔE et E sont additionnées.

Spectroscopie bêta

Dans la spectroscopie des particules β , le grand angle de diffusion des électrons lors de la rencontre avec la particule permet la mesure du spectre de

conversion interne quand le parcours extrapolé R_E de la particule dépasse la profondeur de la barrière. (Le parcours d'un électron de 1 MeV $\approx$ 1,7 mm, et $\approx$ 5 mm pour 2,5 MeV). Comme le montrent les travaux de MCKENZIE et EWAN [58], quand $R_E > W$, on obtient un pic correspondant aux particules qui sont totalement absorbées, et une longue queue vers les faibles amplitudes d'impulsion, due aux particules diffusées hors du volume sensible. BOSCH et al. ont mesuré les coefficients de conversion de la transition 0,265 MeV du Mo 93 m en utilisant un détecteur à barrière de surface. Après avoir mesuré soigneusement l'efficacité en fonction de l'énergie de l'électron, ils trouvèrent une précision comparable à celle obtenue par coïncidences électron-gamma avec les spectromètres magnétiques. Si l'on trace les niveaux de FERMI, la retrodiffusion doit être considérée comme l'a fait BOSCH et al. [60].

Les dispositifs $p-i-n$ à déplacement de lithium sont d'une importance considérable dans l'étude des spectres d'électrons de plus grande énergie. A cause de l'élargissement statistique de la courbe, causé par la diffusion dans l'épaisseur de la fenêtre en dehors de la barrière [6], une fenêtre mince ou des dispositifs à barrière de surface à déplacement de lithium doivent être utilisés pour obtenir la résolution maximale. La figure 13 montre la réponse d'un détecteur à barrière de surface $p-i-n$ aux électrons de conversion interne du Cs^{137} . Dans ce cas, BLANKENSHIP [49] a obtenu la résolution FWHM pour la courbe K de 3,8 keV. La figure 14 illustre le spectre de conversion interne du Bi^{207} obtenu par CHASMAN et ALLEN [61] avec un détecteur à barrière de surface $p-i-n$. La résolution dans ce cas était 14 keV.

Spectroscopie gamma

Les rayonnements gamma agissent sur les solides en créant des électrons secondaires par effet Compton, par effet photoélectrique, et production de paires. L'importance relative de ces trois processus dépend de l'énergie du rayonnement gamma et du nombre atomique Z du détecteur. L'effet photoélectrique est plus important dans les basses énergies et l'efficacité du processus varie comme Z^5 , l'effet Compton domine

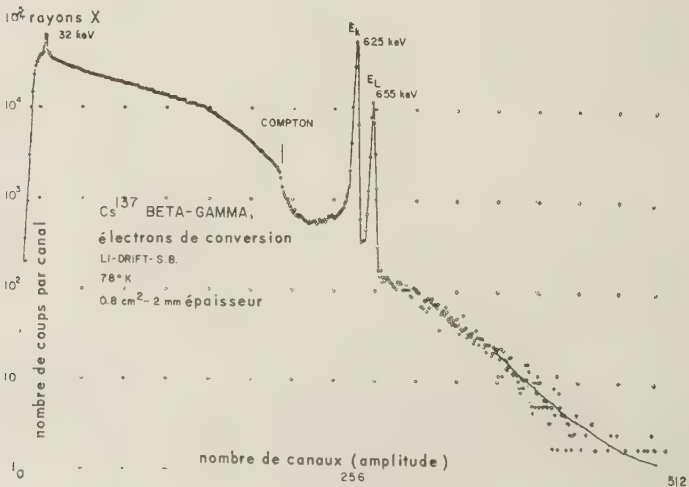


FIG. 13. — Spectre de conversion interne du Cs^{137} avec un détecteur à barrière de surface $p-i-n$ de 2 mm de barrière à 78 °K. Le FWHM pour la couche K est de 3,8 KeV. (Données de BLANKENSHIP [49], Laboratoire National d'Oak Ridge).

aux énergies intermédiaires et varie comme Z . La production de paires varie comme Z^2 et joue seulement un rôle pour les énergies au-dessus de 1,02 MeV.

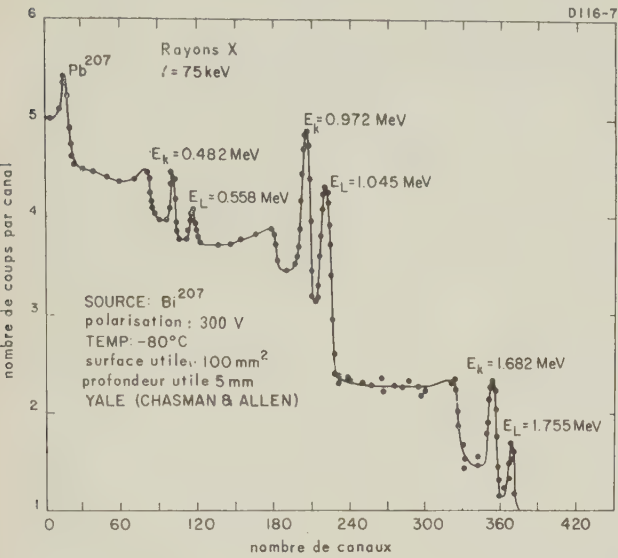


FIG. 14. — Spectre de conversion interne du Bi^{207} obtenu avec un détecteur à barrière de surface p-i-n. (Données de CHASMAN et ALLEN [61], Université de Yale).

A cause du faible Z (14) du silicium, l'effet Compton est dominant pour les énergies de 0,4 MeV et au-dessus. Les rayonnements gamma diffusés produisent des électrons avec un spectre étendu d'énergie, dont le maximum est donné par :

$$T_{\text{max}} = h\nu_0 \frac{2h\nu_0/mc^2}{1 + 2h\nu_0/mc^2}. \tag{7}$$

BROMLEY [3] suggère d'utiliser l'excitation Compton pour la spectroscopie plutôt que le pic photoélectrique. CHASMAN et ALLEN [61] montrèrent qu'il était impossible d'utiliser cette technique, comme on le voit figure 15, qui montre le spectre du Bi^{207} (avec le même détecteur que dans la figure 14) en utilisant un absorbeur d'électrons.

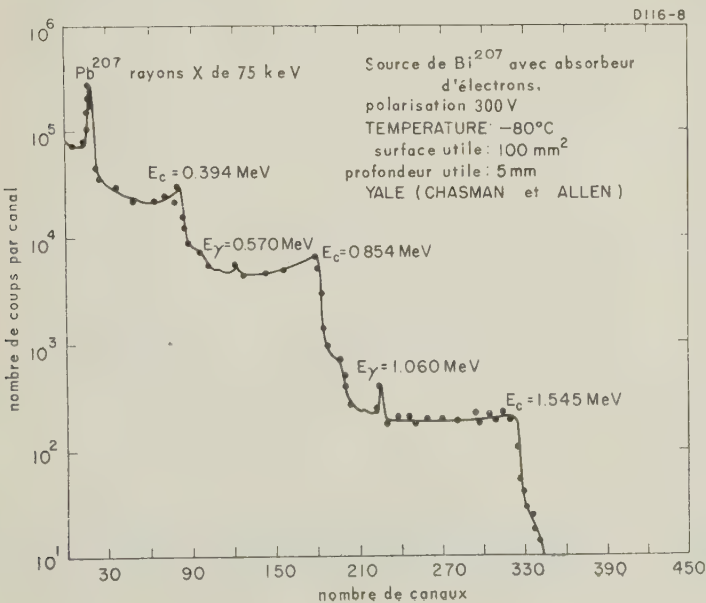


FIG. 15. — Spectre gamma du Bi^{207} (si l'on utilise un absorbeur d'électrons), obtenu avec le détecteur de la figure 14. (Données de CHASMAN et ALLEN [61]).

HICK et al. [62] ont construit un spectromètre à effet Compton utilisant un détecteur p-i-n de 8 mm de profondeur pour mesurer les électrons Compton créés dans la barrière, et un scintillateur à iodure de sodium, en coïncidence, pour détecter les Comptons retrodiffusés. Ils obtinrent une efficacité comparable à celle obtenue en utilisant un scintillateur pour les électrons Compton ($\approx 0,1 \%$ par quantum incident), mais avec une résolution bien meilleure, comme le montre la figure 16.

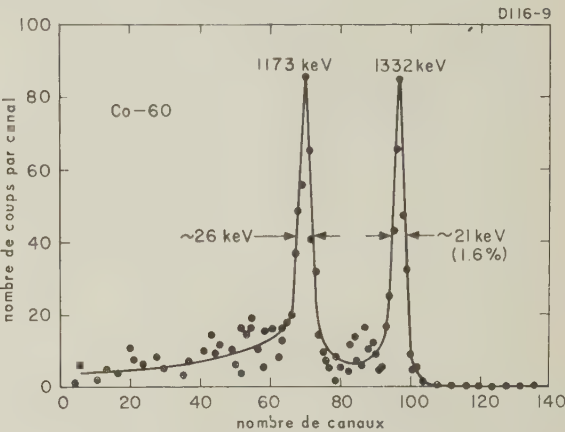


FIG. 16. — Données obtenues au moyen du Co^{60} , avec un spectromètre à effet Compton dans lequel étaient utilisés en coïncidence un scintillateur INa et un détecteur p-i-n à 8 mm de barrière (pris bord dessus). (Hick et al. [62]).

La mesure du pic photoélectrique, quand il n'est pas couvert par les électrons Compton des gammas de très haute énergie, peut produire des pics bien distincts comme on peut le voir par le travail de BLANKENSHIP [49] et ses collaborateurs au Laboratoire National d'OAK RIDGE, qui est la réponse à l' Am^{241} , et est montré figure 17. Comme l'a montré JACKSON [6], une amélioration dans la hauteur relative du pic photoélectrique par rapport au Compton peut être

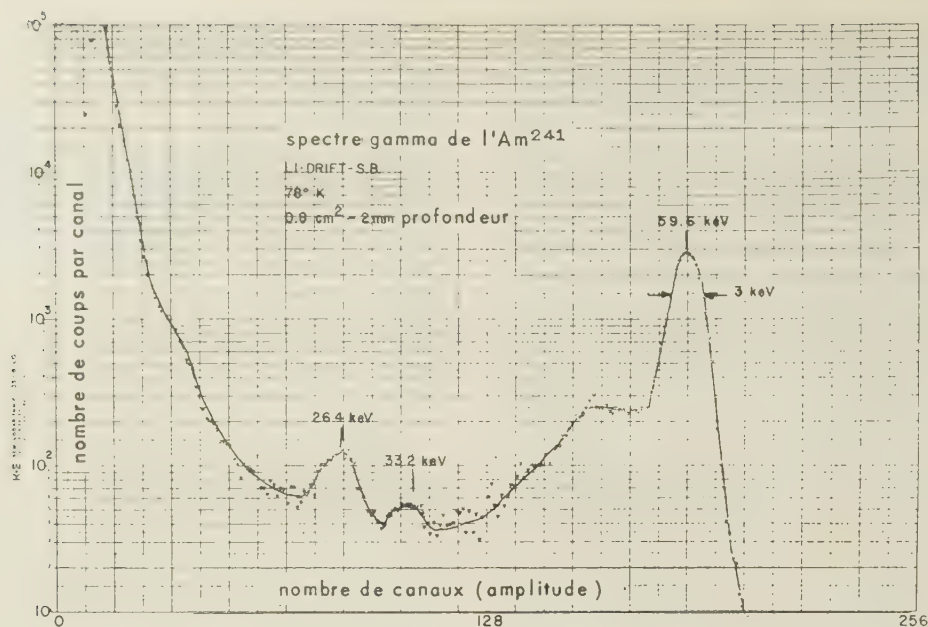


FIG. 17. — Spectre gamma de l'Am²⁴¹, obtenu avec un détecteur à barrière de surface de 2 mm. (Données de BLANKENSHIP [49], Laboratoire National d'Oak-Ridge).

obtenue en utilisant des barrières très larges, cela parce qu'est absorbée avec un meilleur rendement l'énergie restant au γ qui en a perdu une partie dans une ou plusieurs collisions Compton.

La proportionnalité à Z^5 du processus d'absorption photoélectrique suggère qu'il devrait y avoir un agrandissement du pic photoélectrique dans le germanium. FRECK et WAKEFIELD [21] démontrèrent cet effet dans le germanium à déplacement de lithium. Plus récemment, WELB et WILLIAMS [22] ont observé des pics photoélectriques deux fois plus hauts que le front Compton dans des structures *p-i-n* du germanium, de 5 mm de profondeur. Leurs travaux montrés figure 18 (b), peuvent être comparés avec les mesures dans le silicium par MANN et al. [13], figure 18 (a). Il y a un accroissement marqué dans la hauteur du pic photoélectrique.

TAVENDALE et EWAN [63] ont fait des études détaillées de spectres de rayonnement gamma de haute énergie, en utilisant des détecteurs au germanium *p-i-n* similaires. Dans leurs travaux ils comparèrent le spectre de rayonnement gamma du Co⁶⁰ dans un élément de 8 mm de profondeur (obtenant une résolution de 6 keV), avec un bon scintillateur INa 3" $\times$ 3". Les résultats sont portés sur la figure 19. L'amélioration dans la résolution est plutôt frappante. L'efficacité du pic d'énergie mesurée intrinsèquement à 1 333 keV est 0,2 %, et à 661 keV, 0,7 %. Les efficacités correspondantes pour le cristal INa étaient $\approx$ 100 fois plus grandes.

Il faut remarquer que les détecteurs au germanium doivent être refroidis (la température de la glace sèche est souvent suffisante) parce que la bande d'énergie étant plus étroite, la concentration des porteurs dus à l'effet thermique est plus grande. Dans les éléments au germanium à déplacement de lithium, le très grand pouvoir de diffusion se traduit par la détérioration des propriétés de la jonction quand ils sont conservés à la

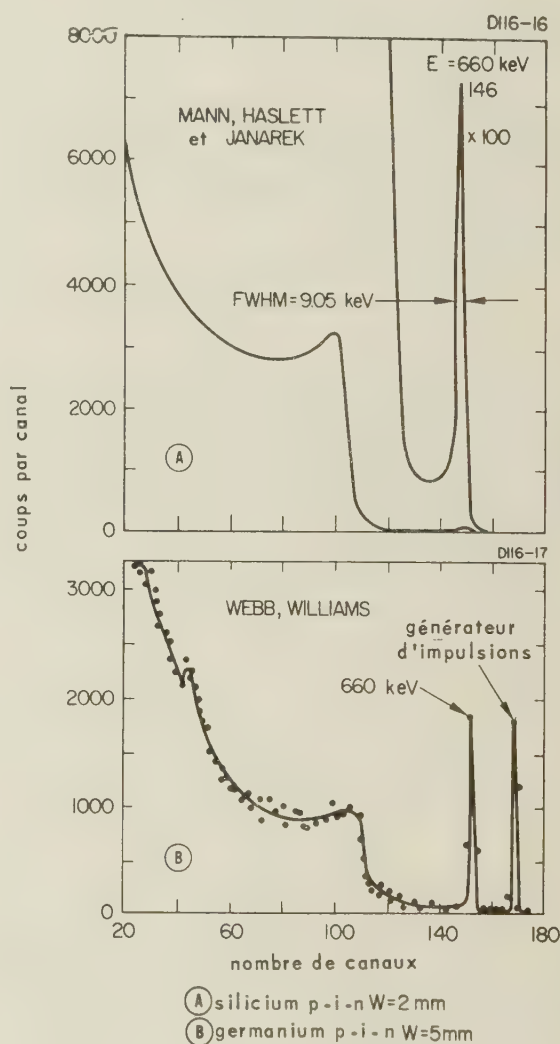


FIG. 18. — Comparaison d'un spectre gamma du Cs¹³⁷ obtenu (a) avec une jonction silicium *p-i-n* de 2 mm de barrière utilisée bord dessus (MANN, HASLETT et JANAREK [13]), et (b) avec une jonction germanium *p-i-n* de 5 mm de barrière (WEBB, WILLIAMS [22]).

température ambiante pendant plus de quelques heures [6, 63]. Pour rendre ses qualités à la jonction, il est nécessaire de procéder à une nouvelle diffusion et quelquefois à un nouveau décapage.

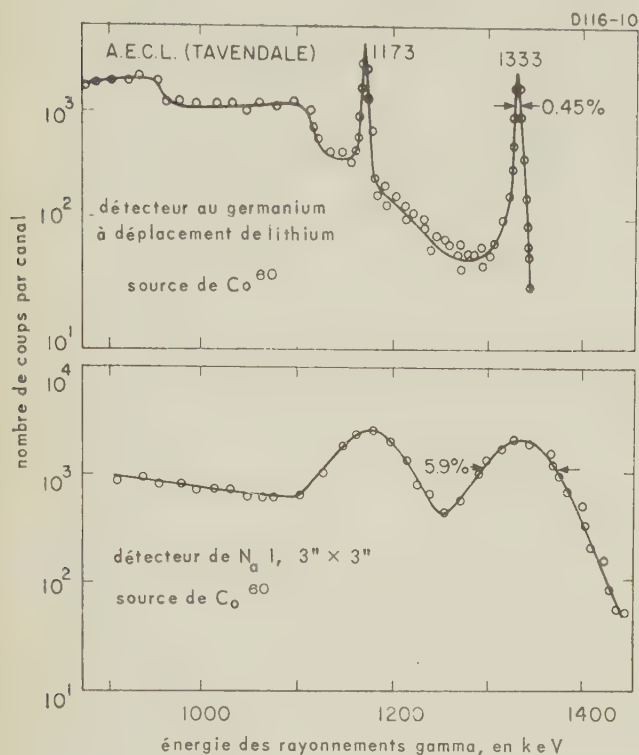


FIG. 19. — Région de haute énergie d'un spectre gamma du Co^{60} , obtenu avec une jonction germanium de 8 mm de barrière $p-i-n$ à 77 °K avec une polarisation de 450 V. Le rendement intrinsèque pour le pic d'énergie maximum était de 0,2 %. On montre, pour comparaison, la même région du spectre obtenu avec un bon spectromètre à scintillations (cristal de $\text{Ina } 3'' \times 3''$). (Données de TAVENDALE et EWAN [63], Chalk River).

Des semiconducteurs à grand Z et à bande d'énergie large, comme l'arséniat de gallium et le tellure de cadmium, dans lesquels la résistivité à la température ambiante peut dépasser $10^6 \Omega/\text{cm}$, offrent les meilleures possibilités pour la spectroscopie du rayonnement gamma. De sérieux efforts ont été faits par les groupes à S.E.R.L. [64] et Saclay [65, 66] pour utiliser le Ga As. Ils ont obtenu des valeurs de résolution de quelques pour-cent pour des particules α de 5 MeV en utilisant des tensions modérées. Pour de très hautes tensions, des courants d'oscillation furent observés. BARRAUD [66] a fait des mesures précises de cet effet, qu'il attribue à la charge d'espace et au piégeage.

Toutefois, en général le temps de vie des porteurs dans ces matériaux à barrière large est trop court pour permettre une collection efficace des charges. Jusqu'à ce que les matériaux puissent être obtenus en monocristaux avec des vies, pour les porteurs, de l'ordre de 10^{-6} s, leur utilisation sera limitée à des dispositifs plutôt minces.

Remerciements

L'auteur est heureux de remercier les personnes ayant participé aux discussions : MILLER G.L., des laboratoires de la Bell Telephone, MANN H.M.,

du Laboratoire National d'Argonne, BLANKENSHIP J.L., du Laboratoire National d'Oak Ridge, ZIEMBA F.P., KATZENSTEIN H., FRIEDLAND de Solid State Radiations. Il remercie les nombreux auteurs qui envoyèrent leurs manuscrits et lui permirent de publier leurs résultats.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MILLER G.L., GIBSON W.M. et DONOVAN P.F. — *Ann. Rev. of Nucl. Sc.* 12 (1962).
- [2] BROWN W.L. — *IRE Trans.* NS-8, 2 (1961).
- [3] BROMLEY D.A. — *IRE Trans.* NS-9, 135 (1962).
- [4] MAYER J.W. — *IRE Trans.* NS-9, 124 (1962).
- [5] WILLIAMS R.L. et WEBB P.P. — *RCA Rev.* 23, 29 (1962).
- [6] JACKSON R.W. — *Communications and Electronics* (à paraître).
- [7] CZULIUS W., ENGLER H.D. et KUCKUCK H. — *Ergeb. Exakt. Naturw.* 34, 236 (1962).
- [8] DEARNALEY G.A. et NORTHRUP D.S. — *Semiconductors Counters for Nucl. Rad.*, E. et F.N. Spon, Ltd., London, 1963.
- [9] FOX R.J. et BORKOWSKI C.J. — *IRE Trans.* NS-9, 213 (1962).
- [10] ELLIOT J.H. — *Nucl. Instr. and Meth.* 12, 60 (1961).
- [11] BLANKENSHIP J.L. et BORKOWSKI C.J. — *IRE Trans.* NS-9, 181 (1962).
- [12] MILLER G.L., PATE B.D. et WAGNER S. — *IEEE Trans.* NS-10, 220 (1963).
- [13] MANN H.M., HASLETT J.W. et JANAREK F.J. — *IRE Trans.* NS-9, 43 (1962).
- [14] INSKEEP C.N., EIDSON W.W. et LASALLE R.A. — *IRE Trans.* NS-9, 167 (1962).
- [15] AMMERLAAN C.A.J. et MULLER K. — *Nucl. Instr. and Meth.* 21, 97 (1963).
- [16] KLEMA E.D. — *Nucl. Instr. and Meth.* (à paraître).
- [17] AMSEL G., BARUCH P. et SMULKOWSKI O. — *IRE Trans.* NS-8, 21 (1961).
- [18] SCHEER J.A. — *Nucl. Instr. and Meth.* 22, 45 (1963).
- [19] PELL E.M. — *J. Appl. Phys.* 31, 291 (1960).
- [20] MAYER J.W. — *J. Appl. Phys.* 33, 2894 (1962).
- [21] FRECK D.V. et WAKEFIELD J. — *Nature* 193, 669 (1962).
- [22] WEBB P.P., et WILLIAMS R.L. — *Nucl. Instr. and Meth.* 22, 361 (1963).
- [23] VAN PUTTEN J.D. et VANDER VELDE J.C. — *IRE Trans.* NS-8, 124 (1961).
- [24] PARKINSON N.C. et M. BILANIUK O. — *Rev. Sci. Instr.* 32, 1136 (1961).
- [25] MOLLENAUER J.F., WAGNER S. et MILLER G.L. — *Brookhaven National Laboratory Report* 737 (1962).
- [26] ELLIOT J.H. et PEHL R.H. — *Rev. Sci. Instr.* 33, 713 (1962).
- [27] WEGNER H.E. — *Nat. Acad. Sci.*, National Research Council Pub. N° 871, 74 (1961).
- [28] MADDEN T.C. et GIBSON W.M. — *Rev. Sci. Instr.* 34, 50 (1963).
- [29] GOULDING F.S. et HANSEN W.L. — *Nucl. Instr. and Meth.* 12, 249 (1961).
- [30] FRIEDLAND S.S., KATZENSTEIN H.S. et ZIEMBA F.P., *IEEE Trans.* NS-10, 190 (1963).
- [31] RAYMO C.T. et MAYER J.W. — *IRE Trans.* NS-8, 157 (1961).
- [32] MANN H.M., HASLETT J.W. et LIETZ G.P. — *IRE Trans.* NS-8, 151 (1961).
- [33] SIFFERT P., ROUGEOT H. et COCHE A. — A paraître dans *Compte rendu des Journées d'Etude des Détecteurs à Jonction*. Liège, Belgique, Sept. 1963.

- [34] ZIEMBA F.P., PELT G., RYAN G., WANG L. et ALEXANDER R. — *IRE Trans.* NS-9, 155 (1962).
- [35] TOVE P.A. et FALK K. — *Nucl. Inst. and Meth.* 12, 278 (1961).
- [36] AMMERLAAN C.A.J., RUMPHORST R.F. et KOERTS L.A.Ch. — *Nucl. Instr. and Meth.* 22, 189 (1963).
- [37] MAYER J.W. — *J. Appl. Phys.* 30, 1937 (1959).
- [38] FUNSTEN H.O. — *IRE Trans.* NS-9, 190 (1962).
- [39] MILLER G.L. et GIBSON W.M. — Conf. on Nuclear Electronics, Belgrade. *I.A.E.A.*, Vienna, 1962.
- [40] BROWN F.C., *J. Phys. Chem. Solids* 4, 206 (1958).
- [41] NORTHROP D.C. et SIMPSON O. — *S.E.R.L. Tech. J.* 12, 1 (1962).
- [42] GIBBSONS P.E. et NORTHROP D.C. — *S.E.R.L. Tech. J.* 12, 22 (1962).
- [43] MILLER G.L. — Bell Telephone Laboratories (communication privée).
- [44] MANN H.M. — Argonne National Laboratories (communication privée).
- [45] ZIEMBA F.P., KATZENSTEIN H.S. et FRIEDLAND S.S. — « Solid State Radiations » (communication privée).
- [46] BRITT H.C. et WEGNER H.E. — *Rev. Sci. Instr.* 34, 274 (1963).
- [47] FLICKER H. — *Rev. Sci. Instr.* 34, 822 (1963).
- [48] SIFFERT P., ROUGEOT H. et COCHE A. — Compte rendu des Journées d'Etude des Détecteurs à Jonction, Liège, Belgique, sept. 1963.
- [49] BLANKENSHIP J.L. — Oak Ridge National Laboratories (communication privée).
- [50] FANO U. — *Phys. Rev.* 72, 26 (1947).
- [51] AMSEL G., BARUCH P. et SMULKOWSKI O. — *Nucl. Instr. and Meth.* 8, 92 (1960).
- [52] CHETHAM-STRODE A., TARRANT J.R. et SILVA R.J. — *IRE Trans.* NS-8, 59 (1961).
- [53] DEARNALEY G. — *IEEE Trans.* NS-10, 106 (1963).
- [54] KLINGENSMITH R.W. — *IRE Trans.* NS-8, 112 (196).
- [55] GEORGE G. et GUNNERSEN E.M. — *Nucl. Instr. and Meth.* (à paraître).
- [56] WECNER H.E. — *Rev. Sci. Instr.* 33, 127 (1962).
- [57] BRAID T.H. et HEINRICH S.T. — Argonne National Laboratory Report N° 6235, 51 (1960).
- [58] MCKENZIE J.M. et EWAN G.R. — *IRE Trans.* NS-8, 50 (1961).
- [59] BOSCH H.E., KRMPOTIC F. et PLASTINO A. — A paraître *Nucl. Phys.* 43 (1963).
- [60] BOSCH H.E., KRMPOTIC F. et PLASTINO A. — *Nucl. Instr. and Meth.* 23, 79 (1963).
- [61] CHASMAN C. et ALLEN J. — *Nucl. Instr. and Meth.* (à paraître).
- [62] HICK H., RUMPOLD K. et WEINZIERL P. — *Nucl. Instr. and Meth.* (à paraître).
- [63] TAVENDALE A.J. et EWAN G.T. — *Nucl. Instr. and Meth.* (à paraître).
- [64] HARDING W.R., HILSUM C., MONCASTER M., NORTHROP D.C. et SIMPSON O. — *Nature* 187, 405 (1960).
- [65] KOCH L. — Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (Communication privée).
- [66] BARRAUD A. — *C.R.* 256, 3662 (1963).
-

LE TRAITEMENT DES INFORMATIONS

PAR

R.L. CHASE

Brookhaven National Laboratory

Dans une science expérimentale, tout est enregistrement et interprétation des mesures, en un mot, traitement des informations. C'est donc une entreprise bien téméraire que de vouloir faire une étude complète du traitement des informations. Le problème se simplifie quelque peu si le champ de la discussion se limite à un seul domaine d'intérêt général, par exemple la physique nucléaire, et devient à peu près abordable, si de plus nous nous limitons aux considérations relatives à l'appareillage employé, en grande partie électronique dans le cas présent.

Même ainsi, c'est un sujet qui offre d'immenses possibilités et ce n'est pas sans une certaine appréhension que, pour préparer ces quelques mots d'introduction, j'ai d'abord pris connaissance des résumés des communications qui vont nous être présentés ici aujourd'hui. J'ai été frappé de ce que leurs sujets doivent se classer dans un domaine si vaste qu'il est difficile de trouver le fil conducteur qui les relie, et d'en faire une généralisation convenable.

Toutefois, un regard même rapide sur les titres de la session de ce jour, nous conduit au moins à cette constatation générale que les calculatrices arithmétiques sont devenues une part importante des ensembles destinés à recueillir les informations nucléaires. Il y a cinq ans, à la première de ces conférences internationales sur l'électronique nucléaire, trois mémoires traitaient de la collecte des paramètres de fonctionnement d'un réacteur à l'aide de calculatrices spécialement adaptées. A la réunion d'aujourd'hui, nous entendrons parler de divers systèmes plus ambitieux où, à l'enregistrement systématique des mesures viennent s'ajouter leur interprétation et la commande de l'ensemble. Ceci constitue une application naturelle et presque inévitable des calculatrices à un système de traitement des mesures en temps réel, application à laquelle elles conviennent admirablement. Dans ce système, la collecte des informations suit un programme fixe, méthodique, préassigné, la succession des mesures et le temps nécessaire à chacune d'elles étant déterminés à l'avance.

L'enregistrement d'événements fortuits à l'aide de détecteurs de radiation présente un problème quelque peu différent, parce que l'instant d'arrivée des événements n'est pas prévisible. Les appareils habituellement employés pour l'enregistrement de ces événements, analyseurs d'amplitude multicanaux et analyseurs de temps de vol, peuvent être considérés comme des calculatrices arithmétiques à programme câblé d'un emploi spécial. Le problème se pose naturellement de savoir s'il y a intérêt à appliquer, au traitement des informations d'événements aléatoires, les calculatrices à programme enregistré, dont l'emploi est général.

Il y a un an environ, au Congrès de Grossinger (New York), sur l'emploi des analyseurs multiparamétriques en physique nucléaire [1], plusieurs d'entre nous ont eu le privilège de participer aux premiers débats publics et approfondis sur la valeur relative, pour le traitement de variables aléatoires, des calculatrices à programme câblé ou à programme enregistré. Aujourd'hui, plusieurs mémoires témoignent que le problème n'est pas encore résolu, bien qu'officieusement l'unanimité se soit nettement faite en faveur des machines à programme enregistré, en grande partie à cause de leur souplesse quasi illimitée. Non seulement on peut changer leurs programmes aussi facilement qu'une lame de rasoir, mais les calculatrices modernes à grande vitesse peuvent effectuer simultanément le travail de plusieurs analyseurs en traitant successivement chaque voie de mesure. Le système de Chalk River que doivent décrire LENG et PEARSON fonctionne simultanément pour plusieurs expériences. Le système de Brookhaven, de CHRIEN, RANKOWITZ et SPINRAD [2], mis au point trop tard pour pouvoir être présenté à ce congrès, emmagasine dans le mémoire à tores d'une calculatrice SDS 910, les données provenant de deux spectromètres de temps de vol à obturateur tournant, l'interaction due au découpage de temps étant réduite à une proportion négligeable grâce à une programmation soignée.

L'utilisation de calculateurs universels pour recueillir et traiter des informations aléatoires sera discutée à fond et fortement défendue au cours de ce congrès. Puisque aucun champion de l'opposition n'est inscrit à notre programme, il convient peut-être que j'introduise ici quelques mots de prudence nous invitant à la circonspection. Nous devons tout d'abord avoir présent à l'esprit qu'à ce jour on n'a signalé aucune expérience utilisant des calculatrices universelles qui n'ait pu être exécutée sur les machines plus usuelles à programme câblé. Ensuite, le changement des bandes de programmation d'une calculatrice, pour l'adapter aux variations des conditions expérimentales, n'est possible qu'une fois les programmes écrits. Rédiger des programmes d'analyse pour petites calculatrices devient souvent beaucoup plus difficile et demande beaucoup plus de temps que prévu, en grande partie du fait que des programmes de compilation très efficaces tels que FORTRAN et ALGOL n'ont pas encore été adaptés à la préparation de programmes où des ruptures de séquence peuvent être commandées par l'arrivée soudaine d'informations prioritaires. Il reste encore à démontrer que la rédaction de programmes écrits pour la collecte et le traitement des informations en temps réel, en langage approprié à la machine, est plus rapide ou plus économique que les analyseurs câblés habituels.

L'examen des mémoires inscrits à la session de ce jour montre encore qu'il existe divers développements du traitement des informations nucléaires qui n'impliquent pas l'emploi de calculatrices arithmétiques. Parmi eux figurent un certain nombre de communications sur la précision et la facilité d'application de l'analyse par spectrométrie d'amplitude, y compris quelques types nouveaux de convertisseurs « analogiques-numériques ». Nous entendrons également diverses communications au sujet de systèmes arithmétiques de traitement des informations pour applications spéciales, de mesures à l'aide de chambres à étincelles soniques et optiques, et de plusieurs autres mémoires qui défient toute tentative de généralisation, sauf peut-être que, comme toutes les autres communications sur les sciences expérimentales, elles ont trait au traitement des informations.

Le moment est peut-être venu de faire quelques conjectures sur les progrès futurs du traitement des informations nucléaires. Au congrès de Monterey (Californie), au printemps dernier [3], on a manifesté un intérêt considérable pour les techniques de conversion analogique-numérique à grande vitesse et haut pouvoir de résolution. Ce qui a fortement stimulé l'intérêt pour les convertisseurs à haut pouvoir de résolution est le fait que les jonctions employées comme détecteurs ont une résolution élevée dans une gamme étendue d'énergie. La conversion à grande vitesse intéresse particulièrement les physiciens qui s'occupent de hautes énergies et qui veulent souvent obtenir le plus grand nombre possible d'informations à partir des impulsions d'un faisceau à faible rapport cyclique. Du fait cependant que jusqu'à présent les détecteurs de haute énergie sont des appareils à faible pouvoir de résolution, les analyseurs rapides que demandent les physiciens du domaine des hautes énergies n'ont pas besoin d'un grand nombre de canaux.

Les analyseurs d'amplitude ordinaires à une ou plusieurs centaines de canaux et les convertisseurs de WILKINSON à décharge linéaire présentent des temps de mesure et d'accumulation de l'ordre de 100 μ s. Ceci convient parfaitement à la très grande majorité des mesures de basse énergie. Du fait que les impulsions des détecteurs classiques pour les basses énergies ont une durée effective d'environ 2 μ s, les considérations de distorsion des spectres due à la superposition des impulsions limitent en général le taux de comptage au point où les pertes de comptage avec des analyseurs à 100 μ s ne sont pas graves. Toutefois, la durée de la conversion d'un convertisseur WILKINSON augmente linéairement avec le nombre des canaux, si l'on maintient constante la fréquence des horloges. Lorsque le nombre des canaux approche du millier ou l'excède, il y a intérêt à envisager, soit des horloges à plus haute fréquence, soit un système de conversion différent.

La solution de rechange la plus souvent préconisée est le schéma d'approximations binaires successives que l'on emploie communément dans les voltmètres numériques rapides. Le nombre des opérations de commutation nécessaires à la conversion est réduit dans le rapport du nombre de canaux au logarithme à base deux de ce nombre. Même pour les voltmètres numériques, cet avantage est quelque peu compensé par le fait que les décisions correspondant aux chiffres de plus haut poids nécessitent des mesures de haute précision et que, par conséquent, il faut laisser décroître plus longtemps les transitoires de commutation. Dans le cas des convertisseurs nucléaires qui demandent de meilleures linéarités différentielles, il peut être difficile d'obtenir une précision convenable, même avec de longues durées de repos, pour des raisons de tolérance et de dérive des composants. Il est décevant de constater que l'approximation binaire successive, dans sa forme la plus simple, ne convient pas si le nombre des canaux est élevé, alors que l'avantage que l'on tire de sa rapidité peut être important en raison des problèmes liés à la linéarité différentielle. D'autre part, lorsque le nombre de canaux est petit, la linéarité différentielle peut parfaitement convenir, mais l'avantage de la rapidité s'annule pour ainsi dire.

FRANZ [3] a publié un mémoire sur un convertisseur par approximations successives qui s'affranchit de la limitation due à la linéarité différentielle, en utilisant une version dérivée de la méthode d'addition d'échelons de GATTI [4]. Les inégalités de largeur entre les canaux sont fortement atténuées mais ils sont alors séparés par de petits intervalles de largeur non définie. Un autre dispositif ingénieux, que doivent présenter aujourd'hui COTTINI, GATTI et SVELTO [5] élimine ces intervalles en faisant varier cycliquement la largeur des canaux, de sorte que tous les canaux soient égaux en moyenne, bien qu'à un instant quelconque, ils puissent être très différents. Ces progrès ont montré, qu'en dépit de ce qui avait été prédit [6], les convertisseurs par approximations successives peuvent être appliqués avec succès à l'analyse d'amplitude en physique nucléaire. Nous devons toutefois conserver présent à l'esprit que, par l'emploi d'horloges à haute fréquence et de registres d'adresses rapides, les convertisseurs de WILKINSON peuvent être rendus beau-

coup plus rapides que ceux de la majorité des analyseurs du commerce. Bien que la limite supérieure de leur vitesse ne soit pas aussi élevée que dans les convertisseurs par approximations successives, ils peuvent être bien assez rapides pour les détecteurs à haut pouvoir de résolution que l'on construit actuellement.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Comptes rendus de la Conférence sur l'Utilisation en Physique nucléaire des Analyseurs multiparamétriques ; CU (DNPL) — 227, NYO 10595, UC 32, UC 34, Université de Columbia, New York, Nov. 1962.
- [2] CHRIEN R.E., RANKOWITZ S., SPINRAD R.J. — Système de rassemblement centralisé d'informations, pour le réacteur de recherche modéré au graphite, de Brookhaven, à l'aide d'une calculatrice à découpage de temps. Conférence internationale de Physique nucléaire appliquée à la Neutronique des Réacteurs. Laboratoire National d'Argonne, 1963, 15-27 octobre.
- [3] Conférence sur les Techniques instrumentales en Analyse d'Impulsions nucléaires — patronnée par l'Académie Nationale des Sciences, Conseil National de la Recherche, Monterey (Californie), avril 1963.
- [4] GATTI E. — Analyseurs d'impulsions multicanaux stables à grande vitesse. *Nuovo Cimento*, 1954, **11**, 153.
- [5] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V. — Egalisation de la largeur des canaux des convertisseurs « analogiques digitaux » rapides.
- [6] CHASE R.L. — Spectrométrie des impulsions nucléaires. McGraw Hill. New York, 1961, pages 101-102.

L'ÉLECTRONIQUE RAPIDE APPLIQUÉE A LA PHYSIQUE NUCLÉAIRE

PAR

I. PIZER
(CERN)

Le développement de l'électronique rapide dans ses applications à la physique nucléaire s'est fait en fonction des besoins des physiciens et de leurs expériences, des appareils existants, et de l'ingéniosité des projecteurs de circuits. Je me bornerai donc à quelques remarques sur les améliorations apportées à quelques-uns de ces instruments au cours des dernières années.

Le domaine de l'électronique rapide n'est pas nettement défini : il englobe en général, de façon approximative, tous les circuits qui, en raison de leur court temps de montée, de leur cadence de fonctionnement rapide et de leur résolution élevée, atteignent la limite des performances actuellement réalisables.

Nous allons passer en revue quelques-unes de ces catégories d'instruments, et nous verrons comment leurs performances ont été améliorées au cours des années.

Je commencerai par les circuits de coïncidence. Ces circuits annoncent l'arrivée de deux ou de plusieurs impulsions dans un intervalle de temps bref bien défini. Ce court intervalle de temps, nous l'appellerons : « temps de résolution expérimental ». C'est, en d'autres termes, la largeur à mi-hauteur de la courbe du taux de comptage, ceci lorsqu'on met en jeu des particules, des détecteurs (généralement des scintillateurs), et des photomultiplicateurs.

Je ne citerai pas tous les résultats publiés, car on ne s'y reconnaîtrait plus. La référence bibliographique [1] se rapporte à un ouvrage de FEATHER et DUNWORTH. Ces auteurs ont fait des mesures de coïncidences avec résolution de 6×10^{-6} s en 1938. En 1939, DUNWORTH [2] atteignait une résolution de 2×10^{-7} en se servant de compteurs Geiger. En 1949, BELL et PETCH [3], appliquant une technique du type « rapide - lent », pour éliminer les coïncidences apparentes, entre impulsions d'amplitude non standard, obtenaient une résolution de 5 ns. Des améliorations ultérieures permirent l'élaboration de la méthode de recouvrement au point nul, grâce à laquelle on réalise des mesures de temps indépendantes des

variations d'amplitude, avant mise en coïncidence des impulsions.

GARWIN [4], utilisant une discrimination de courant dans une diode (technique des calculateurs), a obtenu, lui aussi, une résolution de 5 ns, en 1950.

Les progrès dès lors, portent sur des caractéristiques différentes. Nous entrons en effet dans l'ère des semi-conducteurs. Ces améliorations n'intéressent plus le temps de résolution, mais la simplicité des circuits, les taux de comptage plus élevés, les pentes plus abruptes, des courbes de coïncidence, etc.

En 1959, CHAPLIN [6] proposa un circuit de coïncidence avec résolution meilleure que 5 ns. GORODETZKY [7], utilisant des diodes-tunnels, obtint cette même résolution de 5 ns. Dès 1962, des circuits avec résolution de 2-3 ns, très stables et pouvant admettre des taux d'impulsions d'entrée jusqu'à 100 MHz, étaient devenus d'un emploi presque général.

Grâce aux méthodes modernes de recouvrement au point nul, et à condition de prendre toutes les précautions qui s'imposent, on devrait pouvoir obtenir, avec des scintillateurs, des résolutions meilleures que la nanoseconde. Les limites théoriques ont été discutées par WAHAB et KANE [8], POST et SCHIFF [9] et GATTI et SVELTO [10] ; d'après ces auteurs il semble que, pour des scintillateurs, elles se placent dans la région de quelques $\times 10^{-10}$.

Le circuit de coïncidence peut être appelé : analyseur en temps à un seul canal. Mais, dans un sens, il est plus que cela, puisqu'il peut fonctionner comme sélecteur d'événements, avec relevé de mesure sub-séquent ou non, selon que la coïncidence a eu lieu ou non.

Passons maintenant à des instruments du type multicanaux, qu'on peut adapter plus facilement aux divers problèmes qui se posent dans les mesures de temps.

Dans une compilation récente de BONITZ [11], on relève 100 articles sur les analyseurs de temps.

Il existe un appareil (THIEBERGER P. [12]), pouvant être utilisé dans la gamme allant de 10^{-10} à 100 secondes, c'est-à-dire sur 12 décades.

Un des premiers exemples est le sélecteur à 8 canaux, à 1/2 microseconde de GATTI [13], dont la description a été publiée en 1953. En 1955, O'NEILL [14] publiait les détails d'un analyseur à 9 canaux, avec temps de résolution de 4,6 ns, à raison d'une variation de largeur de canal inférieure à 5×10^{-10} , et acceptant un taux de comptage de 10^4 /seconde, si l'on prend des tubes du type 6AK5.

En 1960, CULLIGAN et LIPMAN [15] ont construit et utilisé un convertisseur avec des transistors 2N501, une étendue de mesure de 15 ns pour 100 canaux, et une stabilité de largeur de canal égale à 10^{-10} s.

En 1963, LUNDY [16] a publié une description détaillée de son Digitron. Il s'agit essentiellement d'un oscilateur de 100 MHz, combiné avec un grand nombre de circuits logiques rapides. Le nombre d'impulsions traversant la porte donne l'adresse du canal. La largeur d'un canal est donc de 10 ns, avec linéarité différentielle de 1 pour cent ; autrement dit, la bande passante est de $10^{-8} \pm 10^{-10}$ s.

En fait de stabilité, MEILING [17], en 1963, dit avoir obtenu une variation de la limite du canal égale à 15 ps, plus une dérive en fonction de la température, de 25 ps/°C. COTTINI et GATTI [18] parlent, en 1959, d'une stabilité de 50 ps en 24 heures, obtenue en appliquant, pour la mesure du temps, le principe du chronomètre Vernier.

Mais revenons aux numérateurs. C'est un vaste sujet, et, une fois de plus, il est impossible de mentionner tous les articles publiés en la matière. Je citerai, pour commencer, une échelle de 4 à tubes, avec résolution de 60 ns, d'après SCHOENWETTER [19]. Notons que cet instrument demandait à être ajusté toutes les 30 minutes, à l'aide d'un potentiomètre.

En 1957, NAKAMURA se servait d'un numérateur avec tubes 6BQ7A dans une échelle de 8, et dont la résolution était de 25 ns.

Vers 1959, MULLER [21] imaginait un numérateur à oscillateur déclenché comportant des tubes E88CC, avec résolution de 10 ns. Nous voici au seuil de l'ère des transistors. Je citerai à ce propos le compteur binaire de BALDINGER [22], capable de compter à 40 MHz, publié également en 1959. Puis vient un numérateur de VERWEIJ [23], en 1962, à 100 MHz (échelle de 8), et un nouvel appareil de BALDINGER [24], avec échelle de 4, 200 MHz et diodes-tunnel.

Pour les circuits utilisés dans les échelles, la fidélité et la reproductibilité sont d'importance primordiale. Lorsqu'ils commencèrent à être utilisés, il était souvent très difficile de reproduire le circuit d'un autre chercheur, avec la certitude d'y parvenir, et ce pour diverses raisons. En premier lieu, l'inventeur avait eu des « doigts de fée ». En second lieu, il avait peut-être omis d'indiquer certains détails, non pas forcément de propos délibéré, mais peut-être parce qu'une capacité ou une inductance parasite jouait un rôle plus important qu'il ne croyait. Troisièmement, l'inventeur est toujours plus patient que son successeur, pour régler le circuit de son invention. Et enfin,

dans tout circuit rapide, la disposition des éléments est de première importance. Nous n'avons certainement pas encore atteint les performances ultimes en fait de taux de comptage. Grâce aux circuits solides et aux techniques modernes, nous atteindrons certainement des taux de comptage de 1 000 MHz, dès que les physiciens demanderont cette vitesse.

Je voudrais maintenant dire quelques mots sur les amplificateurs. Depuis l'invention par PERCIVAL [25] en 1937, des amplificateurs distribués, nous avons connu les amplificateurs à tubes avec temps de montée de quelques nanosecondes. L'introduction des transistors a augmenté la fiabilité de nos amplificateurs, leur permettant de travailler avec un taux de comptage élevé et une meilleure linéarité. Mais on ne note pas, à ce jour, d'amélioration appréciable sur le temps de montée.

En 1958, EICHOLZ [26] a sorti un amplificateur distribué à 56 tubes du type 6AK5, avec fils rectilignes utilisés comme lignes de transmission. Cet amplificateur avait un gain en tension de 30 sur une charge de 50 ohms, avec une bande passante de 400 MHz. En 1963, VERWEIJ [27] construit un amplificateur transistorisé non distribué avec quelques transistors seulement. Le temps de montée est de 2 ns, et le gain en tension est de 10, sur 125 ohms, avec une contre-réaction de conception nouvelle, pour maintenir constante la tension de base, même pour des taux de comptage élevés, permanents ou non.

Un autre système, basé sur la modulation et la démodulation d'un signal micro-onde de 2730 MHz avec amplificateur à tubes à onde progressive, a permis à STERZER [28], en 1958, de réaliser un gain en puissance de 20 dB, pour un temps de montée de 0,7 ns. On préconise souvent des systèmes à onde porteuse comme celui-ci, qui permettent effectivement d'obtenir d'excellents temps de montée, mais ne sont pas d'un emploi courant en physique nucléaire.

Dans un domaine comme celui de l'électronique rapide, les progrès sont tributaires, en grande partie, de la mise au point de composants et d'appareils nouveaux. Le générateur d'impulsions à relais mouillé au mercure, inventé en 1950 par GARWIN [29], est un instrument précieux, qui délivre des impulsions dont le temps de montée est inférieur à 1/2 ns ; il a été amélioré récemment, grâce aux semiconducteurs.

Ceux des composants solides actuellement utilisés sont les diodes tunnel, les diodes de stockage, les diodes à effet arrière, les transistors à commutation rapide, les transistors à effet de champ, les tecnétrans, les transistors-avalanche, etc. Chaque nouveau dispositif, au moment de son apparition sur le marché, semble répondre aux espoirs de l'inventeur — mais, à mesure que le temps passe, chacun d'eux prend la place qui lui revient dans un secteur spécialisé. Nous pouvons nous attendre à voir apparaître de nombreux composants solides dans les années à venir.

Avant de conclure, je voudrais parler de l'instrument d'importance vitale qu'est le photomultiplicateur.

Le type 6810 A, introduit en 1957, est toujours couramment utilisé. Il comprend 14 étages d'amplification et une photocathode de 2 pouces. Il permet

d'obtenir des temps de montée de l'ordre de 3 ns. L'excellent modèle 56 AVP, apparu sur le marché en 1958, délivre des impulsions dont le temps de montée est de l'ordre de 2 ns, avec faible fluctuation de temps de transit. Le modèle X P10 20, qui succède au 56 AVP, a un temps de montée de 1,5 ns, et une différence de temps de transit qui n'excède pas 2×10^{-10} entre le centre de la photocathode et un point distant de 20 mm. Le temps de transit total est de 25 ns. Le modèle RCA 70045 A est caractérisé par un temps de montée de 1/3 ns et une sortie coaxiale de 50 ohms.

Un photomultiplicateur expérimental construit par WOUTERS L.F. [30] et ses collaborateurs à Livermore délivrait des impulsions d'une intensité allant jusqu'à 2 ampères, avec fluctuation de 10^{-11} seconde, et temps de transit de 3,6 ns. On déplore que la mise au point de cet appareil n'ait pas été poursuivie. Car un photomultiplicateur aussi révolutionnaire constituerait un encouragement à la fois pour l'expérimentateur et pour le projecteur.

Le rendement quantique des photocathodes actuelles est de l'ordre de 15 pour cent à 4000 Å, c'est-à-dire qu'il faut 7 photons en moyenne pour produire un photo-électron. Si l'on pouvait améliorer ce chiffre, on arriverait à réduire directement les fluctuations statistiques, au profit de la précision de mesure du temps.

Malgré certains inconvénients comme la brièveté des signaux et des temps de montée, que l'on connaît aux détecteurs solides, il ne faut pas sous-estimer leur rôle futur, même en physique des hautes énergies. De nombreuses études sont consacrées à ce sujet. COTTINI, GATTI, SVELTO [31] prédisent la résolution théorique, évaluant théoriquement et vérifiant expérimentalement qu'avec un système monocanal à semiconducteurs, l'écart par rapport à l'erreur quadratique moyenne est de 2×10^{-10} s ; ce qui montre clairement que les détecteurs solides sont en mesure de concurrencer les détecteurs à scintillations, en fait de mesures rapides.

En ce qui concerne la précision, les techniques passent lentement du domaine de la nanoseconde à celui de la picoseconde ; et les exposés qui seront lus au cours des prochaines sessions nous renseigneront à cet égard sur les développements les plus récents.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] FEATHER N., DUNWORTH J.V. — *Proc. Roy. Soc.*, Londres, **A168**, 566 (1938).
- [2] DUNWORTH J.V. — *Nature*, **144**, 152 (1939).
- [3] BELL R.E., PETCH H.E. — *Phys. Rev.* **76**, 1409 (1949).
- [4] GARWIN R.L. — *R.S.I.*, **21**, 569 (1950).
- [5] BELL R.E., GRAHAM R.L., PETCH H.E. — *Can. Jour. Phys.*, **30**, 35 (1952).
- [6] CHAPLIN G.B.B. — *Nuclear Inst. and Method*, **5**, 242 (1959).
- [7] GORODETZKY S. — *idem*, **14**, 205 (1961).
- [8] ELWAHAB M., KANE J.V. — *idem*, **15**, 15 (1962).
- [9] POST R.F., SCHIFF L.I. — *Phys. Rev.* **80**, 1113 (1950).
- [10] GATTI E., SVELTO V. — *Nuclear Inst. and Methods*, **4**, 189 (1959).
- [11] BONITZ M. — *Nuclear Inst. and Methods*, **22**, 238 (1963).
- [12] THIEBERGER P. — *Arkiv für Fysik*, **22**, 2, 127 (1962).
- [13] GATTI E. — *R.S.I.*, **24**, 345 (1953).
- [14] O'NEILL G.K. — *R.S.I.*, **26**, 285 (1955).
- [15] CULLIGAN G., LIPMAN M. — *R.S.I.*, **31**, 1209 (1960).
- [16] LUNDY R.A. — *R.S.I.*, **34**, 146 (1963).
- [17] MEILLING W. — *Nuclear Inst. and Methods*, **21**, 275 (1963).
- [18] COTTINI C., GATTI E. — Conférence sur les techniques à impulsions rapides dans le comptage des radiations nucléaires. Berkeley, février (1959).
- [19] SCHOENWETTER H.K. — *R.S.I.*, **24**, 515 (1953).
- [20] NAKAMURA M. — *R.S.I.*, **28**, 1015 (1957).
- [21] MULLER F.A. — *Nuclear Inst. and Methods*, **4**, 115 (1959).
- [22] BALDINGER. — *Nuclear Inst. and Methods*, **4**, 117 (1959).
- [23] VERWEIJ H. — Conférence sur l'instrumentation en physique des hautes énergies, CERN (1962) Pays-Bas du Nord.
- [24] BALDINGER. — Conférence sur l'instrumentation en Physique des hautes énergies, CERN (1962), Pays-Bas du Nord.
- [25] PECIVAL W.S. — Brevet anglais n° 464977 (1937).
- [26] EICHOLZ. — *R.S.I.*, **30**, 1 (1959).
- [27] VERWEIJ H. — *Nuclear Inst. and Methods*, **24**, 39 (1963).
- [28] STERZER F. — *R.S.I.*, **29**, 1133 (1958).
- [29] GARWIN R.L. — *R.S.I.*, **21**, 903 (1950).
- [30] WOUTERS L.F. et collaborateurs. — *I.R.E. Trans. ou Nuclear Sciences* P.9, vol. NS 9 N° 4, Août 1962.
- [31] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V. — Rapport de laboratoire, CISE, Milan.

TÉLÉMÉTRIE PRÉCISE A GRANDE DISTANCE A L'AIDE DU LASER

PAR

R. ROCHEROLLES, J. ROBIEUX, G. COURRIER

Ingénieurs à la Compagnie Générale d'Electricité

Le Laser, grâce à ses propriétés de grande brillance et de grande directivité, permet d'effectuer de la télémétrie avec une précision de l'ordre de 1 m à des distances pouvant atteindre plusieurs milliers de kilomètres.

Cette précision n'est limitée que par le caractère aléatoire des fluctuations de l'indice de l'atmosphère et l'imprécision des mesures actuelles de la vitesse de la lumière ($c = 2,997\,930 \pm 0,000\,003.10^8$ m/s).

Cela permet d'envisager des études scientifiques nouvelles dans de nombreux domaines. La géodésie, la mesure du champ de gravitation, peuvent en particulier bénéficier de ces expériences.

1. Détermination précise des positions à grande distance

NÉCESSITÉ DE LA TÉLÉMÉTRIE

Pour déterminer la position d'un point M avec une précision Δx par rapport à trois points $A B C$ supposés exactement connus, nous disposons de deux méthodes de mesures.

1.1. MESURES ANGULAIRES ET MESURES DE DISTANCE

Nous plaçant en A , si nous mesurons la direction dans laquelle se trouve le point M avec une précision angulaire $\Delta\theta$ (écart quadratique moyen de l'erreur) nous faisons une erreur d'écart quadratique moyen Δx :

$$\Delta x = A M. \Delta\theta = r \Delta\theta$$

en posant $r = A M$

Dans le cas d'un satellite artificiel tel que :

$r \neq 2\,000$ km si nous désirons une précision $\Delta x = 1$ m :

$$\Delta\theta \neq 5.10^{-7} \text{ rad.} = 0,1''.$$

Cette précision angulaire est considérable. Elle nécessite des montages mécaniques extrêmement précis ainsi qu'une très grande directivité des aériens. Les précautions mécaniques sont tellement considérables qu'elles sont à peine concevables en ondes centimétriques. Par exemple, une antenne de 10 m de diamètre à $\lambda = 5$ cm donne une largeur de pinceau $\Delta\theta_0$:

$$\Delta\theta_0 = \frac{5 \times 1,2}{1\,000} = 6.10^{-3} \text{ rad}$$

Pour apprécier $\Delta\theta = 5.10^{-7}$, il faudrait effectuer une interpolation à l'intérieur du lobe principal de l'antenne. On devrait alors, par une mesure de phase, apprécier une fraction :

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_0} = \frac{5.10^{-7}}{6.10^{-3}} = 0,8.10^{-4}$$

c'est-à-dire effectuer la mesure de phase à $15''$ près, ce qui pose un problème sévère.

On peut admettre qu'une mesure de phase à quelques degrés près est difficile. Elle conduit à une mesure angulaire de précision.

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_0} \neq 10^{-2}$$

ce qui dans le cas précédent ($\Delta\theta_0 = 6.10^{-3}$) conduit à :

$$\Delta\theta \neq 0,6.10^{-4} \text{ rad.}$$

Cette valeur correspond en fait aux meilleurs interféromètres en ondes centimétriques ou métriques utilisés actuellement (radioastronomie).

Si nous adoptons l'ordre de grandeur 10^{-4} rad. pour $\Delta\theta$ nous obtenons la précision $\Delta x \approx 200$ m pour une distance du satellite de 2 000 km.

Ainsi une mesure angulaire absolue permet au prix d'une très grande difficulté, d'obtenir une précision de l'ordre de quelques centaines de mètres. Obtenir une précision de l'ordre de grandeur de 1 m, est pratiquement irréalisable par des mesures angulaires.

Au contraire, nous verrons qu'une mesure de temps de propagation avec une précision de quelques nano-secondes est possible en utilisant un laser très puissant. L'impossibilité mentionnée plus haut se trouve donc surmontée puisque la précision de la détermination Δx est liée à la précision de la mesure de distances $\Delta x \approx \Delta r$.

Cette impossibilité venait d'une trop grande difficulté à effectuer la mesure angulaire. Elle n'était pas une difficulté de principe. Nous allons voir que la mesure de distance est également supérieure à la mesure angulaire pour une raison fondamentale si on considère le fait que le but ne peut être aperçu qu'à travers l'atmosphère terrestre qui est un milieu hétérogène fluctuant.

1.3. ERREURS COMMISES SUR LA POSITION D'UN POINT VU A TRAVERS UN MILIEU HÉTÉROGÈNE FLUCTUANT

L'atmosphère terrestre constitue un milieu hétérogène fluctuant. Dans ce type de milieu, l'indice en un point quelconque est une fonction aléatoire du temps de valeur moyenne n_0 . On peut écrire :

$$n = n_0 + dn$$

dn est très petit et peut être considéré comme infiniment petit. Par exemple, dans le cas de l'atmosphère terrestre, dn est de l'ordre de 10^{-6} . L'écart quadratique moyen de dn est Δn :

$$\overline{(n - n_0)^2} = (\Delta n)^2$$

Δn est une caractéristique essentielle de la fluctuation du milieu, elle détermine l'amplitude de cette fluctuation. Pour définir le milieu en probabilité, il faut fixer la corrélation de cette fluctuation en fonction de la position et du temps.

Deux points M et M' situés à une distance l ont des indices $n(M)$, $n(M')$. On peut calculer la fonction de corrélation en fonction de la position.

$$f(l) = \frac{\overline{dn(M) \cdot dn(M')}}{(\Delta n)^2}$$

Si $l = 0$, $f(l) = 1$.

Si l est très grand, $f(l) = 0$.

La valeur l_0 pour laquelle :

$$f(l_0) = \frac{1}{2}$$

est appelée le rayon de corrélation en fonction de la position. On peut admettre que pour $l > 2 l_0$ les fluctuations des indices de M et M' cessent d'être corrélées. Le milieu est donc constitué par des volumes de l'ordre de $2 l_0$ à l'intérieur desquels l'indice est sensiblement constant en fonction de la position.

En un point donné de l'espace, on peut calculer la fonction de corrélation de l'indice en fonction du temps :

$$g(\tau) = \frac{\overline{dn(t) \cdot dn(t+\tau)}}{(\Delta n)^2}$$

Si $\tau = 0$, $g(\tau) = 1$.

Si τ est très grand, $g(\tau) = 0$.

La valeur τ_0 pour laquelle :

$$g(\tau_0) = \frac{1}{2}$$

est le rayon de corrélation en fonction du temps. On peut admettre que les indices mesurés à des instants séparés par un intervalle supérieur à $2 \tau_0$ ne sont pas corrélés.

La dimension et la position respective de ces volumes et leur indice évoluent en fonction du temps mais au cours de cette évolution les quantités Δn , l_0 et τ_0 restent constantes et le milieu est ainsi défini en probabilité par trois caractéristiques.

Dans le cas de l'atmosphère terrestre, on sait que :

$$n - 1 = \frac{80}{T} 10^{-6} p + \frac{4800e}{T}$$

T = température absolue,

P = pression en mm de mercure,

e = pression partielle de vapeur d'eau en millibars.

On peut prendre pour fixer les idées :

$$\frac{\Delta n}{n_0} \approx 10^{-6}$$

$$l_0 = 100 \text{ m}$$

$$\tau_0 = 0,1 \text{ s}$$

La perturbation de la propagation d'une onde électromagnétique a été étudiée par plusieurs auteurs [2 et 3]. Résumons le résultat de ces études :

Si une onde émise par A traverse un milieu homogène, à grande distance, les surfaces équiphases sont des sphères centrées sur A .

Si le milieu est fluctuant, la surface de phase s'écarte de la sphère. Cet écart aléatoire est défini de la manière suivante :

L'écart quadratique moyen de la distance MM' est :

$$\delta \approx \frac{\Delta n}{n_0} \sqrt{L l_0}$$

L étant la distance AM .

Le rayon de corrélation de la déformation de la surface est l_0 (dimension moyenne des déformations).

Le rayon de corrélation en fonction du temps est τ_0 .

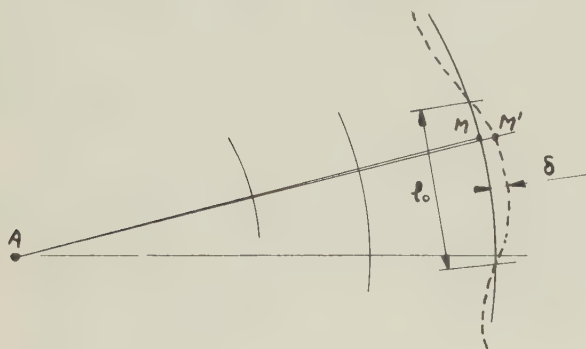


FIG. 1.

En M' la normale à la surface d'onde perturbée fait un angle $d\theta$ avec la normale AM' à la surface d'onde non perturbée. L'écart quadratique moyen de cet angle est :

$$\Delta\theta = 2 \frac{\delta}{l_0}$$

Si on veut repérer la position de A par une mesure angulaire, on peut seulement affirmer que le point A se trouvera avec une probabilité de l'ordre de 0,5 à l'intérieur d'un cône de sommet M , d'axe MN , MN étant la normale à la surface d'onde perturbée, et d'angle au sommet $\Delta\theta$.

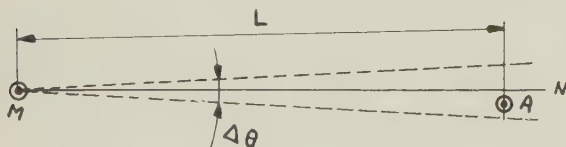


FIG. 2.

Le même raisonnement peut être fait si on désire repérer M par rapport à A . Supposons que deux visées soient faites en A et B .

La figure 3 montre que l'incertitude sur la position du point M est :

$$\Delta x \sim L\Delta\theta$$

d'où :

$$\Delta x \sim 2\delta \frac{L}{l_0}$$

Prenons le cas de l'observation à travers l'atmosphère d'un satellite situé à 2 000 km.

Le trajet L_1 dans l'atmosphère est de l'ordre de

$$L_1 = 40 \text{ km}$$

d'où :

$$\delta = \frac{\Delta n}{n} \sqrt{L_1 \cdot l_0} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 2 \text{ mm}$$

$$\Delta\theta = \frac{2\delta}{l_0} = 4 \cdot 10^{-5}$$

L'écart quadratique Δx sur la position du point M est :

$$\Delta x = L\Delta\theta$$

$$\Delta x = 80 \text{ m}$$

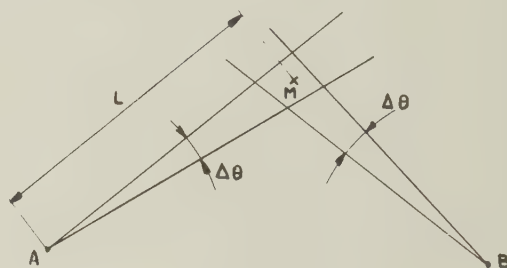


FIG. 3.

Ainsi une mesure angulaire, même réalisée avec une précision infinie, ne nous permet pas d'atteindre une précision sur la position de M meilleure qu'une centaine de mètres.

Par contre, une mesure de distance conduit à une erreur de l'ordre de MM' . L'écart quadratique de cette erreur est δ . Dans l'exemple précédent $\delta = 2 \text{ mm}$.

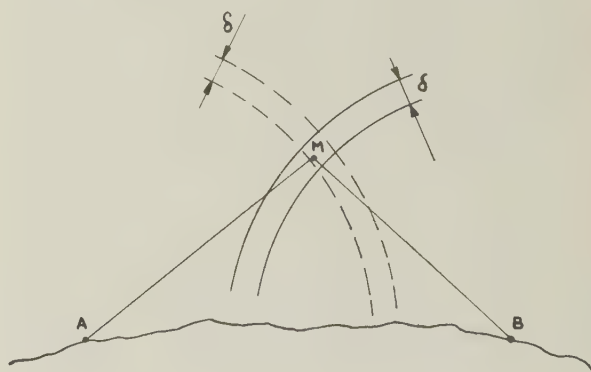


FIG. 4.

La position d'un satellite, dont les dimensions sont de l'ordre du mètre, peut être déterminée avec toute la précision possible par une mesure de télémétrie. Au contraire, on est loin d'atteindre cette limite par les mesures angulaires directes. A ce propos, il semble bien que la limite de précision angulaire soit atteinte lorsqu'on procède à la photographie du satellite (lorsqu'il est illuminé soit par le soleil, soit artificiellement par un laser) sur un fond d'étoiles. Monsieur Paul MULLER [4] a montré que le référentiel est connu à 0,5 s près et que l'erreur totale de cette

mesure pourra être abaissée à 1 s environ ce qui correspondra à $\Delta x = 10$ m pour un satellite distant de 2 000 km.

Il en résulte que les mesures de position des satellites doivent donc de préférence être effectuées par des mesures de distances plutôt que par des mesures angulaires.

Pour les problèmes de géodésie, nous nous référons à un article de Monsieur Loïc CAHIERRE, Inspecteur général à l'I.G.N. [5].

La précision que l'on veut obtenir dans la position des points géodésiques est de quinze centimètres. La méthode des triangulations permet de l'obtenir indirectement à partir d'une base connue à 10^{-6} près. « Mais la mesure d'une base géodésique est une opération très lourde qui emploie une quinzaine de personnes pendant six semaines au moins. »

La méthode de trilatération où l'on mesure directement les côtés des triangles à la place des angles, est certainement moins coûteuse. Encore faut-il disposer d'appareils précis (10 cm), portatifs et faciles à utiliser. Monsieur CAHIERRE cite le géodimètre et le telluromètre fonctionnant, le premier en optique et le second en hyperfréquences.

Pour utiliser le géodimètre, situé à une extrémité de la distance à mesurer, il faut placer un miroir à l'autre station ; la lumière est modulée à 10 MHz ($\lambda = 30$ m), et l'on mesure la phase du battement entre l'onde aller et l'onde retour, ce qui introduit un doute dans la mesure ; une seconde modulation permet d'allonger le doute à 750 m, valeur à laquelle il n'est plus très gênant. La précision de cet appareil est généralement considérée comme insuffisante.

Le telluromètre nécessite un répondeur actif à l'autre extrémité de la distance à mesurer. Il a, théoriquement, en première analyse, la même précision puisque la comparaison de phase s'effectue également sur une modulation de 10 MHz. Cependant, une réalisation assez élaborée en fait finalement un appareil dont la précision est suffisante pour la géodésie.

Mais l'utilisation d'antennes de 5λ environ, entraîne une très faible directivité.

Les réflexions parasites sur des obstacles latéraux, sont gênantes et obligent à répéter les mesures sur plusieurs fréquences différentes. De même, pour du travail précis, il est nécessaire de dégager totalement le champ devant l'antenne sur plusieurs dizaines de mètres.

Le télémètre laser, comme nous le verrons, peut apporter une aide intéressante aux géomètres puisqu'il ne nécessite pas de répondeur spécial, que sa précision atteint 10 cm et que la directivité du faisceau est de l'ordre de $2,5 \cdot 10^{-4}$ rad. dans la réalisation décrite au troisième chapitre.

2. Télémétrie précise en ondes optiques

2.1. EMISSION D'IMPULSIONS LUMINEUSES

Le laser déclenché [6] fournit des impulsions lumineuses aux propriétés remarquables.

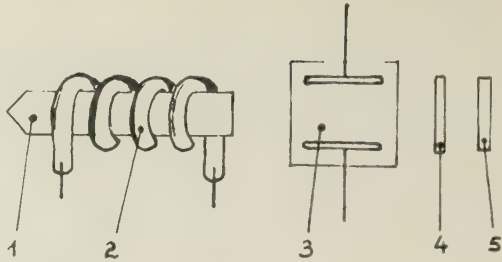


FIG. 5.

a) l'oscillation est cohérente dans le temps, c'est-à-dire que pendant toute la durée de l'impulsion la phase varie sinusoidalement :

$$E = E_0 \cos \omega t \text{ avec } \omega \cong 3.10^{15} \text{ rad. s}^{-1}$$

b) la face de sortie du système est sensiblement une surface de phase pour un mode d'oscillation particulier. La directivité naturelle est de l'ordre de 10 mn d'angle. La face de sortie ayant un diamètre d'environ 10 mm le théorème de la conservation de l'étendue optique montre qu'un système optique afocal ayant une pupille de sortie de 30 cm de diamètre donnera un faisceau dont l'ouverture angulaire sera de 10^{-4} rad.

c) la durée de l'impulsion lumineuse [7] est comprise entre 10 et 50 ns suivant les montages utilisés, les fronts de montée étant compris entre 5 et 15 ns.

La figure 6 montre sur la trace supérieure la tension appliquée à la cellule de Kerr. La trace inférieure, obtenue avec un balayage simultané, montre l'impulsion lumineuse. La distance entre les lignes verticales est de 100 ns.

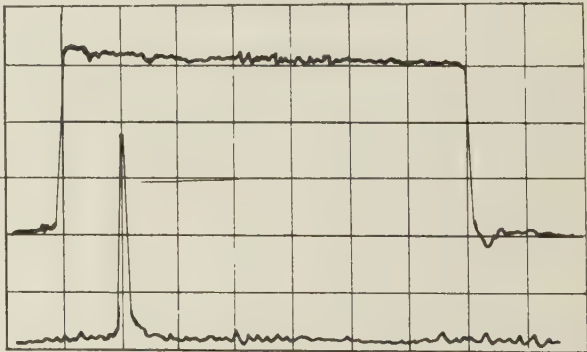


FIG. 6.

d) l'énergie émise varie couramment entre 1 et 10 J si bien que la puissance moyenne pendant la durée de l'impulsion est facilement supérieure à 100 MW.

Notons d'ailleurs que l'énergie peut être amplifiée par des milieux actifs pompés placés en série et qu'il est possible d'atteindre 50 J.

e) la luminance spectrale énergétique relative est considérable :

Ainsi avec 1 J émis en 10^{-8} s par une surface de 1 cm², dans un faisceau d'ouverture $3 \cdot 10^{-3}$ rad et

possédant un étalement spectral de 0,1 Å, elle est de $10^{22} \text{ W. m}^{-2} \text{ sr}^{-1} \mu^{-1}$.

Celle du soleil dans la région de 6 900 Å est seulement de $2,44.10^7 \text{ W. m}^{-2} \text{ sr}^{-1} \mu^{-1}$.

La luminance du laser déclenché est 10^{15} fois celle du Soleil.

2.2. PUISSANCE DE BRUIT REÇUE ET NIVEAU MINIMAL DÉTECTABLE

Comme dans toute expérience de physique il est nécessaire de réaliser des conditions dans lesquelles le signal reçu domine suffisamment le bruit, c'est-à-dire les causes aléatoires qui viennent troubler l'expérience.

Le bruit peut être introduit de deux manières différentes :

1. il peut résulter de phénomènes aléatoires se produisant dans le récepteur lui-même. Dans ces conditions le bruit est interne.

2. au contraire, il peut résulter de phénomènes se produisant à l'extérieur du récepteur, dans le milieu qui environne l'objet à mesurer. Le bruit est alors un bruit externe.

Dans la bande de fréquence optique les détecteurs les plus sensibles sont les photocathodes émissives. En pratique, elles sont associées dans un même ensemble à un photomultiplicateur dans lequel la photocathode est suivie d'un certain nombre de dynodes qui multiplie le nombre d'électrons sans apporter sensiblement de bruit. Dans ces photomultiplicateurs, le bruit interne a deux causes :

1. l'émission spontanée d'électrons par la photocathode en l'absence de photons incidents. En refroidissant le photomultiplicateur à 70 °K on peut réduire ce débit aléatoire, dit courant d'obscurité, à une valeur très faible correspondant à l'émission d'une dizaine de photoélectrons par seconde.

2. le bruit dû à l'émission discontinue des électrons par la photocathode. Rappelons les hypothèses généralement admises sur le caractère discontinu de l'émission électronique :

a) l'émission s'effectue par quantité de charge constante, égale à e ;

b) la probabilité d'une telle émission sur un intervalle $(t, t + \delta t)$ est indépendante de l'instant t , et est de la forme :

$$p = a [1 + \varepsilon_{(\delta t)}] \delta t$$

où ε tend vers zéro quand δt tend lui-même vers zéro.

c) cette probabilité est indépendante des instants antérieurs. De ce fait, la probabilité d'avoir k électrons dans un intervalle $\Delta t = n. \delta t$ est :

$$P_n(k) = C_n^k p^k q^{n-k} \quad (q = 1 - p)$$

dans le cas où δt est suffisamment court pour que la

probabilité d'émission dans l'intervalle δt de plus d'un électron soit infiniment petite devant p .

Il est facile de montrer que lorsque δt tend vers zéro (P tendant vers zéro et n tendant vers l'infini) l'expression $P_n(k)$ tend vers :

$$P_n(k) \rightarrow \frac{e^{-\alpha} \alpha^k}{k!}$$

Donc si α est la valeur la plus probable du nombre d'électrons émis pendant le temps Δt (valeur moyenne), la probabilité pour que le nombre d'électrons émis soit k est donnée par la loi de Poisson.

$$P_n(k) = \frac{e^{-\alpha} \alpha^k}{k!}$$

Les moments d'ordre 1 et 2 s'obtiennent facilement :

$M(k) = \alpha$ ce que nous savions déjà et :

$$M(k^2) = \alpha + \alpha^2$$

d'où l'on tire :

$$\sigma^2(k) = M(k^2) - [M(k)]^2 = \alpha$$

L'écart quadratique moyen étant la valeur la plus probable de $(k - \alpha)^2$. Lorsque k est grand, la présence de fonctions factorielles incommodes à manier dans la Loi de Poisson, nous incite à la transformer en utilisant la formule de Stirling et en effectuant un développement limité au voisinage de :

$$x = \frac{k - \alpha}{\sqrt{\alpha}} = 0.$$

On obtient une Loi normale (ou Laplace-Gauss).

$$P(k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\alpha}} e^{-\frac{(k-\alpha)^2}{2\alpha}}$$

dont les moments sont aussi :

$$M(k) = \alpha$$

$$M(k^2) = \alpha + \alpha^2$$

et

$$\sigma^2(k) = \alpha.$$

Si l'on écrit que le courant :

$$I = \frac{q}{\Delta t} = \frac{ke}{\Delta t}$$

il vient :

$$\overline{\Delta I^2} = \overline{(k - \alpha)^2} \frac{e^2}{t^2} = \alpha \frac{e^2}{t^2}$$

Or $\alpha \frac{e}{t}$ est l'intensité la plus probable de l'impul-

sion de courant. Donc :

$$\overline{\Delta I^2} = \frac{e}{\Delta t} \cdot \bar{I}$$

Lorsque nous aurons calculé $\bar{I}$ pour le signal et pour les sources de bruit externe, nous utiliserons ces relations pour calculer le signal minimal détectable avec une chance donnée d'effectuer la mesure.

Le bruit externe vient du fait que le photomultiplicateur reçoit en même temps que le signal un rayonnement provenant du milieu dans lequel baigne le but. Ce rayonnement parasite a pour causes principales :

1. la diffusion de la lumière solaire par l'atmosphère terrestre.

Nous montrerons que cette source de bruit domine dans le cas de la télémétrie spatiale diurne.

2. l'émission de lumière par les étoiles et le fond du ciel nocturne [1].

Cette source de bruit domine dans le cas de télémétrie spatiale nocturne.

3. la diffusion de la lumière solaire par le sol.

Cette source domine dans le cas d'une télémétrie diurne d'objets terrestres.

4. la diffusion de la lumière solaire réfléchiée par un corps éclairé proche du but.

Cette source domine dans le cas d'une télémétrie de la surface lunaire. Nous examinerons l'influence de ces sources de bruit dans les différents cas.

La luminance du Soleil à 6 943 Å, considéré comme un corps noir à 6 000 °K, est :

$$L_\lambda = 2,44 \cdot 10^7 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$$

Pour la luminance du ciel clair, de jour, nous adopterons, en utilisant les résultats mentionnés dans les références [8] et [9] :

$$L_\lambda = 12,5 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$$

La luminance du ciel nocturne, déduite de l'éclairement [1] est de l'ordre de :

$$L_\lambda = 2 \cdot 10^{-6} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$$

Enfin la lumière venant de la face sombre de la Lune est assez variable [10, 11] ; en effet, à la nouvelle Lune, la Terre éclaire beaucoup notre satellite naturel (« Clair de Terre ») alors que, vers la pleine Lune, la partie sombre est la plus noire possible, mais à ce moment il y a une grande quantité de lumière diffusée venant de la partie éclairée. La luminance de la face noire varie ainsi d'un facteur 15 pour une rotation de 100°. Au premier quartier la luminance de la face sombre est environ :

$$L_\lambda = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$$

La puissance moyenne de bruit reçue par le détecteur est :

$$\bar{P} = B \cdot U \cdot L_\lambda \cdot \Delta \lambda \cdot S_r \cdot \Omega_r$$

où : B est la luminance

U est l'étendue du faisceau

L_λ est la luminance spectrale énergétique relative en :

$$\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$$

S_r est la surface de la pupille d'entrée de l'optique de réception en m^2 .

Ω_r est l'angle solide en steradian sous lequel on voit la source de bruit. Si cette source est étendue (fond du ciel), Ω_r est l'ouverture de l'optique de réception.

$\Delta \lambda$ est la bande passante en longueur d'onde du filtre placé devant le photomultiplicateur.

Cette puissance moyenne reçue engendre un courant continu moyen dans le photomultiplicateur auquel se superposent des fluctuations.

La composante continue sera facilement éliminée. Reste le bruit qui a deux origines distinctes :

— la fluctuation du flux de photons constituant le rayonnement parasite :

$$\overline{dN^2} = \frac{8\pi V \nu^2 d\nu}{c^3} \frac{e^{h\nu/kT}}{(e^{h\nu/kT} - 1)^2}$$

— la fluctuation du courant de photocathode due à l'émission discontinue des électrons, comme nous l'avons vu.

Le spectre de Wiener ou spectre de variance des fluctuations du rayonnement (bruit de photons) dans une bande optique étroite est [12, 13] :

$$W_p(f) = \frac{2h\nu \bar{P}}{1 - e^{-h\nu/kT}}$$

où : $\bar{P}$ est la puissance moyenne du rayonnement incohérent

ν est la fréquence optique

T est la température de la source

h et k sont les constantes de Planck et de Boltzmann.

Pour obtenir le spectre de puissance $P_e(f)$ du bruit de photon, le spectre de Wiener doit être multiplié par le carré de la réponse $R(f)$ de la couche photoémissive (exprimée par exemple en ampères par watt) :

$$P_e(f) = R^2 \cdot (f) \cdot W_p(f)$$

de sorte que l'on obtiendra :

$$\overline{\Delta I^2} = R^2 \cdot W_p \cdot \Delta f = \frac{2h\nu \overline{P} \cdot R^2}{1 - e^{-h\nu/kT}} \cdot \Delta f$$

où Δf est la bande passante des circuits de détection.

Aux fréquences optiques $e^{-h\nu/kT}$ est toujours faible, si bien que l'on peut écrire :

$$\overline{\Delta I^2} \cong 2h\nu \cdot \overline{P} \cdot R^2 \cdot \Delta f$$

La puissance moyenne $\overline{P}$ crée un courant continu moyen $R \cdot \overline{P} = \overline{I}$ et nous avons déjà calculé, le bruit qui résulte de l'émission discontinue des électrons. Il est intéressant de comparer ces deux bruits, et de mettre les résultats précédents sous une forme condensée :

Si ρ est le rendement quantique de la photocathode, on a :

$$R = \rho \frac{e}{h\nu}$$

et d'autre part, si l'on admet que la bande passante Δf des circuits électroniques nécessaires pour transmettre l'information contenue dans l'impulsion de durée Δt est telle que :

$$\frac{1}{\Delta t} \cong 2 \Delta f$$

on peut écrire, puisque les fluctuations ne sont pas corrélées :

$$\begin{aligned} \overline{\Delta I^2} &= \overline{\Delta I_1^2} + \overline{\Delta I_2^2} = 2e\overline{I} \cdot \Delta f + 2h\nu \cdot R \cdot \overline{I} \cdot \Delta f \\ &= 2e\overline{I} \Delta f (1 + \rho) \end{aligned}$$

Ainsi les fluctuations du rayonnement contribuent ρ fois au bruit total par rapport au bruit d'émission discontinue, et comme ρ est seulement de quelques pour cent pour les meilleures couches (trialcalines), ce bruit de photons peut être tenu pour négligeable devant l'autre. Si le rendement quantique était égal à l'unité, le bruit total serait le double du bruit de photons.

Nous pouvons maintenant déterminer le signal minimal détectable et le seuil auquel doivent être réglés les écréteurs :

La probabilité d'avoir un nombre k de photoélectrons supérieur au niveau d'écrétage n , pendant le temps Δt , si le nombre le plus probable est α s'écrit :

$$P_{(k > n)} = \sum_{k=n+1}^{\infty} \frac{e^{-\alpha} \alpha^k}{k!}$$

expression donnée par les tables de Poisson.

Si par exemple $\alpha = 3$

pour $n = 0$	$P = 0,950$
$n = 1$	$P = 0,801$
$n = 2$	$P = 0,577$
$n = 3$	$P = 0,353$
$n = 4$	$P = 0,185$
$n = 5$	$P = 0,084$
$n = 6$	$P = 0,034$
$n = 7$	$P = 0,012$
$n = 8$	$P = 0,004$
$n = 9$	$P = 0,001$

et $\alpha = 10$

$n = 1$	$P = 0,99995$
$n = 2$	$P = 0,997$
$n = 3$	$P = 0,990$
$n = 4$	$P = 0,971$
$n = 5$	$P = 0,933$
$n = 6$	$P = 0,870$
$n = 7$	$P = 0,780$
$n = 8$	$P = 0,667$
$n = 9$	$P = 0,542$
$n = 10$	$P = 0,417$

On peut ainsi optimiser le seuil n pour une mesure donnée de télémétrie, lorsque l'on a calculé le nombre α de photoélectrons du signal et le nombre α' de photoélectrons de bruit.

En effet le signal utile composé de N photons donnera en moyenne $\alpha = \rho N$ électrons, mais le caractère aléatoire de la photoémission fera que le nombre exact de photoélectrons pour une mesure donnée fluctuera autour de α .

Supposons par exemple que α (signal) soit égal à 10 et que α' (bruit) soit égal à 3. Nous pouvons fixer le seuil à $n = 5$ et nous aurons une probabilité P_1 de 0,084 de fausse alarme tandis que nous aurons une probabilité P_2 de 0,933 de détection, pendant un intervalle élémentaire de mesure.

Inversement [14] on peut calculer en fonction de α' (bruit) le signal minimal α et le rapport signal sur bruit $\frac{\alpha}{\alpha'}$, pour un couple donné P_1, P_2 de probabilités de fausse alarme et de détection.

3. Application de la télémétrie laser

Nous allons préciser sur deux exemples, les ordres de grandeur des signaux et du bruit. A chaque fois nous établirons l'équation du télémètre correspondante qui donne l'énergie de l'écho (α) en fonction de l'énergie émise et de la distance.

3.1. TÉLÉMÉTRIE TERRESTRE

On supposera, pour les calculs que dans tous les cas, la surface de la cible est supérieure à la surface de la tache laser, autrement dit, que le récepteur capte dans tout l'angle solide de son ouverture la lumière réfléchie du Soleil ainsi que la totalité de la tache laser. On trouve dans les tables les coefficients de réflexion diffuse :

brique : 0,2 à 0,5
sable-grès : 0,18
asphalte : 0,15
bois (pin) : 0,4

Notons qu'une variation du coefficient de réflexion n'affecte pas sensiblement le rapport signal sur bruit puisqu'il fait varier également le signal utile réfléchi sur la cible et la lumière du Soleil réfléchie. Cette dernière intervient dans le bruit par sa racine carrée,

si bien que le rapport signal sur bruit varie d'un coefficient 1,4 lorsque le coefficient de réflexion diffuse double, ce qui n'est pas significatif.

Il est habituel de considérer que la cible rayonne suivant la Loi de Lambert ce qui lui confère une radiance $R = \pi B$ (alors qu'une source isotrope rayonnant dans 4π stéradians aurait pour radiance $4 \pi B$). Dans ces conditions l'équation du télémètre est :

$$\frac{E_r}{E_e} = \alpha \cdot \frac{1}{4} \left(\frac{D}{R} \right)^2$$

- où : E est l'énergie reçue
 E_e l'énergie émise
 α le coefficient de réflexion de la cible.
 D le diamètre de la pupille d'entrée du récepteur
 R la distance.

Pour évaluer l'énergie qui atteint la photocathode en fonction de l'énergie délivrée par le laser, il faut tenir compte de la transmission des systèmes optiques

d'émission et de réception, ainsi que du filtre interférentiel qui limite la largeur de la bande optique du récepteur.

Le télémètre réalisé (fig. 9) présenté à l'Exposition d'Electronique Quantique en février 1963, a montré expérimentalement que la limite d'utilisation était constituée par l'absorption atmosphérique et les échos de rétrodiffusion. Par temps clair les rapports signal sur bruit obtenus sont considérables et il est intéressant, pour des considérations de poids et d'encombrement, pour la facilité de refroidissement du rubis et la cadence de répétition, de limiter l'énergie émise à une faible valeur.

L'impulsion émise dure 25 nanosecondes à mi-hauteur et son énergie est de 0,1 J. La puissance moyenne de l'impulsion est de 4 MW. Le diamètre de la pupille du récepteur est de 10 cm, la transmission des systèmes optiques de 0,96, celle du filtre de 0,4 et l'on a pris 0,2 comme coefficient de réflexion diffuse.

Le tableau ci-dessous donne l'énergie reçue en fonction de la distance ainsi que le nombre de photons et la puissance de l'écho.

R (km)	10	20	30	40	50	100
E_r (joules)	$1,8 \cdot 10^{-13}$	$4,5 \cdot 10^{-14}$	$2 \cdot 10^{-14}$	$1,1 \cdot 10^{-14}$	$7,2 \cdot 10^{-15}$	$1,8 \cdot 10^{-15}$
N	$6,3 \cdot 10^5$	$1,6 \cdot 10^5$	$7 \cdot 10^4$	$3,8 \cdot 10^4$	$2,5 \cdot 10^4$	$6,3 \cdot 10^3$
P (watts)	$7,2 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^{-7}$	$4,4 \cdot 10^{-7}$	$2,9 \cdot 10^{-7}$	$7,2 \cdot 10^{-8}$

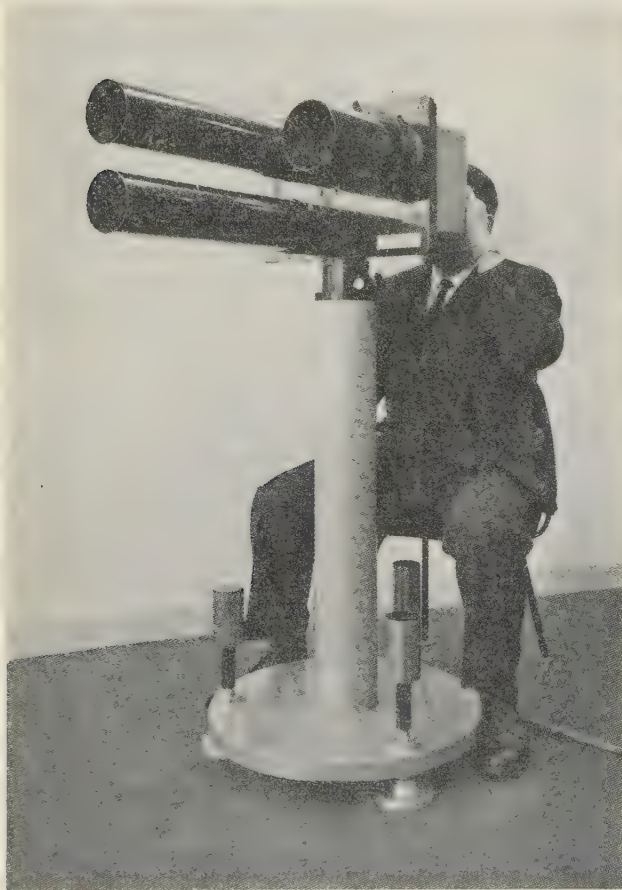


FIG. 7

Compte tenu de l'hypothèse que le récepteur capte dans tout son champ la lumière solaire réfléchie sur la cible, le bruit est indépendant de la distance de la cible et le flux intercepté est :

$$d^2\phi = B \cdot d^2U = B \cdot ds \cdot d\Omega$$

où B est la luminance de la cible, ds la surface de la pupille d'entrée et $d\Omega$ l'ouverture angulaire du récepteur.

La luminance apparente de la cible, réfléchissant le Soleil suivant la Loi de Lambert est :

$$B = \alpha \cdot L_s \cdot d\lambda \cdot \frac{d\Omega_s}{\pi}$$

où : α est le coefficient de réflexion diffuse (0,2)
 L_s la luminance spectrale ($2,44 \cdot 10^7 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu^{-1} \text{ sr}^{-1}$)

$d\lambda$ la largeur du filtre interférentiel du récepteur (25 Å)

$d\Omega_s$ l'angle solide sous lequel est vu le Soleil ($0,685 \cdot 10^{-4} \text{ sr}$).

Le diamètre de la pupille du récepteur étant de 10 cm et son ouverture angulaire de $4 \cdot 10^{-4}$ radian, on a, compte tenu des coefficients de transmission :

$$\overline{P}_{\text{bruit}} = 0,96 \times 0,4 \times d^2\phi = 1,17 \cdot 10^{-10} \text{ W}$$

Soit pendant le temps de mesure (25 ns) environ 10 photons.

On voit que le rapport signal sur bruit exprimé en photons arrivant sur la photocathode, ou en photoélectrons (le rendement quantique des couches *S* 20 à 6 943 Å est de l'ordre de 0,03) est de :

nous avons vérifié qu'un dépointage en hauteur très faible, correspondant approximativement à 20 cm donne seulement l'écho sur le bâtiment. A ce moment l'écho sur le mur est atténué dans un rapport de 10.

On peut donc séparer 2 objectifs distants de 40 cm à 1 500 m, la difficulté étant d'ailleurs de pointer le

<i>R</i> (km)	10	20	30	40	50	100
<i>S/B</i>	6,3.10 ⁴	1,6.10 ⁴	7.10 ³	3.8.10 ³	2,5.10 ³	6,3.10 ²

Le nombre moyen de photoélectrons de bruit pendant l'intervalle de mesure est de 0,3. Cette faible valeur nous invite à utiliser les tables de Poisson de préférence aux tables de la fonction erreur, pour calculer correctement les probabilités de fausse alarme et de détection. Si, comme nous l'avons vu plus haut, le nombre d'événements aléatoires était supérieur à une dizaine pendant l'intervalle de mesure, les calculs des valeurs efficaces de bruit $\overline{\Delta I^2} = 2e\overline{I} \cdot \Delta f (1 + \rho)$ prendraient alors toute leur signification, et il conviendrait de comparer le courant moyen de signal utile à la valeur la plus probable des fluctuations du bruit $\sqrt{\overline{\Delta I^2}}$.

Dans notre cas, en fixant le seuil de détection à 10 électrons pendant l'intervalle de mesure, la probabilité de fausse alarme est d'environ 10⁻⁸ par intervalle élémentaire et la probabilité de détection reste très supérieure à 1-10⁻⁸ pour une distance de 100 km.

Les résultats obtenus ont déjà été présentés [15].

Les figures 8 et 9 montrent l'importance de la lumière rétrodiffusée par temps brumeux d'une part et permet d'apprécier d'autre part, la directivité du télémètre. En effet, on distingue à 1 500 m deux échos rapprochés dus, le premier au mur d'enceinte d'une ferme et le second aux bâtiments de la ferme, le télémètre étant pointé juste sur le haut du mur. Le diamètre de la tache rouge à 1 500 m étant de 40 cm,

télémètre convenablement malgré l'excellente qualité de la lunette de pointage ; les variations d'indice dues à des couches d'air chaud troublent l'image d'une quantité comparable, et il semble bien qu'avec ce dispositif, nous soyons assez près de la limite de résolution. La discrimination, dans l'exemple ci-dessus est de 2,6.10⁻⁴ radian.

3.2. TÉLÉMÉTRIE SPATIALE (SATELLITE S 66)

On sait que le satellite S 66 lancé par la NASA [16] est équipé de 360 prismes à réflexion totale, renvoyant 80 % de la lumière incidente dans un cône de divergence de 10⁻⁴ radian.

L'énergie *E*₁ interceptée par le satellite est :

$$E_1 = E_e \cdot \Delta \cdot \frac{A_s}{\frac{\pi}{4} \cdot \theta_t^2 \cdot R^2}$$

où : *E*_{*e*} est l'énergie émise (3 J).

- Δ la transmission atmosphérique quasi parfaite (0,8).
- A*_{*s*} la surface projetée du réflecteur du satellite (2.10⁻² m²).
- θ_{*t*} l'ouverture angulaire du faisceau émis (3.10⁻³ rad).
- R* la distance à laquelle se trouve le satellite (1 500 km).

L'énergie *E*₂ entrant dans le télescope récepteur est :

$$E_2 = E_1 \cdot \alpha \cdot \Delta \cdot \frac{A_r}{\frac{\pi}{4} \cdot \theta_s^2 \cdot R^2}$$

- où : α est le coefficient de réflexion du réflecteur du satellite (0,5).
 - A*_{*r*} est la surface de la pupille d'entrée (4.10⁻² m²).
 - et θ_{*s*} la divergence angulaire du faisceau réfléchi (10⁻⁴ rad).
- Enfin l'énergie *E*₃ sur la cathode du photomultiplicateur est :

$$E_3 = \beta E_2$$

où β (0,36) est la transmission de l'optique (0,9) et du filtre interférentiel (0,4).



FIG. 8

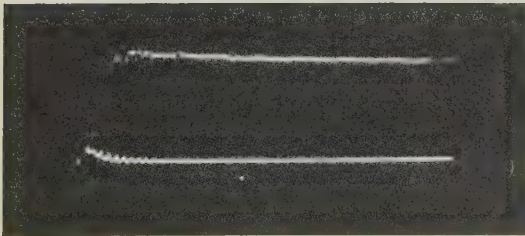


FIG. 9

Finalement :

$$\frac{E_r}{E_e} = \alpha \cdot \beta \cdot \Delta^2 \cdot \frac{16}{\pi^2} \cdot \frac{A_r}{\theta_t^2} \cdot \frac{A_s}{\theta_s^2} \cdot \frac{1}{R^4}$$

Soit $E_r = 5 \cdot 10^9 \cdot \frac{1}{R^4}$ où R est exprimé en mètres.

Le nombre de photons sur la photocathode est :

$$N = 1,66 \cdot 10^{28} \cdot \frac{1}{R^4}$$

Le tableau ci-dessous indique les énergies et le nombre de photons reçus.

R (km)	500	1 000	1 500	2 000	3 000	5 000
E_r (joules)	$0,8 \cdot 10^{-13}$	$0,5 \cdot 10^{-14}$	10^{-15}	$0,3 \cdot 10^{-15}$	$0,6 \cdot 10^{-16}$	$0,8 \cdot 10^{-17}$
N	$0,26 \cdot 10^6$	$1,6 \cdot 10^4$	$3,3 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^3$	208	26

Le nombre moyen de photoélectrons de signal utile pour un écho à 1 500 km est de 100. Une probabilité de détection de 0,9999 dans le cas d'une loi normale où $\sigma^2 = \alpha$, conduit à fixer le seuil à 61,5 électrons.

La puissance moyenne de bruit entrant dans le télescope est :

$$\overline{P} = L_\lambda \cdot A_r \cdot d\Omega \cdot d\lambda$$

où :

— L_λ est la luminance spectrale énergétique relative du ciel diurne (télémétrie spatiale de jour)

$$L_\lambda = 12,5 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{sr}^{-1} \cdot \mu^{-1}$$

— A_r la surface de la pupille d'entrée du télescope ($4 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2$).

— $d\Omega$ le champ du récepteur ($= \frac{\pi}{4} \theta_r^2$).

Si l'ouverture angulaire $\theta = 3 \cdot 10^{-3}$ rad on a $d\Omega = 7 \cdot 10^{-6}$ sr.

— $d\lambda$ la largeur à mi-hauteur du filtre interférentiel ($= 25 \text{ \AA}$).

On trouve : $\overline{P} = 8,75 \cdot 10^{-9} \text{ W}$ et il arrive sur la photocathode.

$\overline{P} = 3,15 \cdot 10^{-9} \text{ W}$ ce qui fait 440 photons dans un intervalle de mesure de 40 ns. Il leur correspond un nombre moyen de 13,2 photoélectrons.

Si nous fixons le seuil à 34 électrons la probabilité de fausse alarme sera de 10^{-8} pendant un intervalle de mesure.

En supposant que la position du satellite soit connue à $\pm 150 \text{ km}$, c'est-à-dire que le récepteur soit débloqué pendant 2 ms, soit 50 000 intervalles élémentaires, la probabilité de fausse alarme restera inférieure à 10^{-3} pendant toute la durée de l'observation.

On voit ici encore que la marge de sécurité est très

grande et que le signal peut subir un "fading" dans le rapport $\frac{34}{61}$ tout en conservant à la mesure une excellente probabilité.

Il est possible également, en fixant le seuil suffisamment haut, d'étendre la durée d'observation pour suivre le satellite depuis son lever jusqu'à son coucher.

Supposons que l'observation soit possible à partir de 30 degrés au-dessus de l'horizon. Le satellite pourra être poursuivi pendant une dizaine de minutes, soit $1,3 \cdot 10^{10}$ intervalles élémentaires de mesure. En utilisant le développement asymptotique de $1 - \theta(x)$, on trouve qu'un écart réduit de 5,5 donne une probabilité élémentaire de $0,77 \cdot 10^{-13}$ conduisant à une probabilité de 10^{-3} de fausse alarme pendant le temps total

de la mesure. Le seuil correspondant est $n = 41,5$ électrons. L'acquisition du satellite à 30° entraîne $R_{\text{max}} \cong 2 500 \text{ km}$. On peut déterminer l'énergie minimale à émettre pour que la probabilité de détection reste supérieure à 0,999 par exemple. On trouve $\alpha_{\text{signal}} = 68,8$ électrons, d'où $E_e \geq 16,2 \text{ J}$.

Toutes choses égales par ailleurs, si nous réduisons l'ouverture angulaire du récepteur et de l'émetteur de $3 \cdot 10^{-3}$ à 10^{-3} radians, le bruit tombe à 1,47 électrons par intervalle de mesure, le seuil à 13 électrons et la



FIG. 10 — Récepteur de télémétrie spatiale optique

moyenne du signal à 25 électrons, ce qui correspond à 0,65 J émis.

On obtient ce résultat assez remarquable qu'une énergie de quelques joules, facilement réalisée, est suffisante pour effectuer la poursuite du satellite S 66 dans de bonnes conditions, lorsque la transmission atmosphérique est quasi parfaite. Comme la précision sur la distance est de l'ordre du mètre, on imagine facilement les progrès qui vont pouvoir être accomplis dans la connaissance du géoïde par exemple, et d'une façon plus générale dans la connaissance de la structure fine du champ de gravitation. [17] La méthode développée par KING HELE, part du potentiel de gravitation U d'un corps à symétrie sphérique de masse M :

$$U = - \frac{GM}{r}$$

où G est la constante de gravitation. Pour un corps presque sphérique comme la terre, on peut décrire le potentiel par un développement en série des harmoniques sphériques :

$$U = - \frac{GM}{r} \left\{ 1 + \sum_{n=2}^{\infty} J_n \left(\frac{R}{r} \right)^n \cdot P_n(\cos \theta) \right\}$$

où : R est le rayon de la Terre à l'équateur.

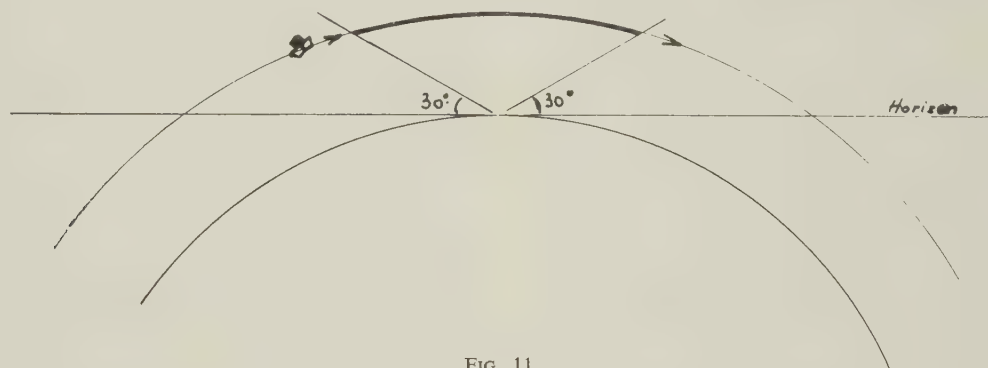


Fig. 11

J_n des constantes à déterminer ($J_1 = 0$ si le plan équatorial choisi passe par le centre de masse).

θ est la colatitute,

et l'on obtient les J_n en écrivant les perturbations P de l'orbite dans le champ de gravitation défini par U .

$$P = \sum_{n=2}^{\infty} J_n F_n + \sum_{n=2}^{\infty} \sum_{m=2}^{\infty} J_n J_m F_{nm} + \dots$$

où F_n et F_{nm} sont des fonctions des éléments orbitaux. (Les connaissances actuelles s'arrêtent à J_6).

Enfin, la détermination précise des orbites, permettra aussi d'accroître nos connaissances sur la densité de l'air aux grandes altitudes et sur ses variations périodiques liées à la rotation du Soleil [18].

4. Conclusion

Un laser déclenché délivrant dans une impulsion lumineuse de quelques dizaines de nanosecondes, une puissance de crête d'une centaine de mégawatts,

constitue un émetteur de choix pour la télémétrie précise à grande distance. Son utilisation permet actuellement de mesurer des distances de plusieurs milliers de kilomètres avec une précision de l'ordre du mètre, ce qui ne pourrait se faire en ondes centimétriques qu'en utilisant des systèmes beaucoup plus complexes et de dimensions infiniment plus grandes.

Une propriété fondamentale des télémètres laser est leur directivité. Les faisceaux de lumière cohérente sont en effet très étroits et des ouvertures angulaires inférieures à 10^{-4} rad peuvent être atteintes facilement. Il est donc possible de discriminer deux objectifs très voisins, ce qui présente un grand intérêt tant en télémétrie terrestre, que pour les problèmes de rendez-vous spatiaux.

Nous avons montré par ailleurs que, compte tenu du milieu hétérogène fluctuant que constitue l'atmosphère, les mesures de distances sont très supérieures aux mesures angulaires pour déterminer avec précision la position d'un objet éloigné. La limite théorique imposée par ces fluctuations sur la précision des coordonnées est de quelques millimètres si l'on effectue des mesures de distance et de quelques dizaines de mètres si l'on effectue des mesures angulaires.

Les sources de bruit prédominantes sont ici les sources lumineuses parasites placées dans le champ du récepteur optique, et la grande pureté spectrale

de la raie émise par le laser permet d'employer comme filtres de bande des filtres interférentiels à grand pouvoir de résolution, tels que les monochromateurs de Fabry-Perot.

La façon dont le bruit intervient pour limiter la portée des systèmes a été analysée. Elle est caractérisée par les notions de probabilité de détection et de probabilité de fausse alarme.

Notons qu'en télémétrie terrestre, des portées de 100 km par beau temps sont faciles à obtenir et les probabilités ci-dessus définies sont excellentes.

En utilisant des méthodes de comptage à double échelle [19], il sera possible dans un proche avenir d'atteindre une précision de ± 10 cm. En télémétrie spatiale, l'utilisation de rétroreflecteurs permet des portées, de jour, de 1 500 à 3 000 km suivant l'ouverture angulaire du faisceau laser. De nuit, on sait que l'on a pu obtenir des échos sur la Lune qui se trouve à 380 000 km et les relevés topographiques de la surface lunaire ne demanderont qu'une adaptation simple des appareils actuels.

Outre les applications civiles ou militaires à la détermination des distances d'objectifs terrestres, aériens ou spatiaux, les applications scientifiques des télémètres laser sont nombreuses.

On peut citer :

a) la détermination des distances intercontinentales : les distances telles que Paris - New-York ne sont pas connues avec une grande précision car les mesures géodésiques par pointés successifs sont impossibles sur les océans. La connaissance très précise de la trajectoire d'un satellite par rapport à des systèmes de référence liés respectivement à chaque continent permettra de connaître exactement les distances intercontinentales.

b) la détermination précise du relief terrestre : les relevés photogrammétriques aériens seront exploités avec une précision accrue lorsque l'on connaîtra la distance exacte de l'avion à un point du champ photographié.

c) enfin la connaissance très précise de la trajectoire des satellites permettra d'obtenir des informations sur la structure du champ de gravitation et sur la densité de la haute atmosphère.

On peut penser qu'à l'usage, bien d'autres applications de la télémétrie laser apparaîtront.

5. Remerciements

Qu'il nous soit permis de remercier ici Messieurs KLEIN et LEBAIL d'une part, ainsi que Messieurs DAUGE, DUMANCHIN et HARTEMANN pour les discussions fructueuses et leur excellente collaboration.

Nous tenons aussi à remercier tous les techniciens, M. DEBRIE en particulier, qui ont collaboré à la réalisation des télémètres.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] VASSY E. — Cours de Physique atmosphérique.
- [2] SIMON J.C. — Quelques problèmes de fluctuation en radio-électricité. *Ann. Rad.* janvier 1955.
- [3] ROBIEUX J. — Lois générales de la liaison entre radiateurs d'ondes. Application aux ondes de surface et à la propagation. Thèse Fac. Paris, § 3.2, page III et suivantes.
- [4] MULLER Paul. — Sur les limites de la précision des observations photographiques de satellites artificiels. *CRAS* 257 18 du 28-10-63.
- [5] CAHIERRE Loïc. — Techniques modernes géographiques, *Mémoires ICF*, avril 1961, n° 4.
- [6] HELLWARTH R.W. — Control of fluorescent pulsations. *Advance in quantum electronics*, march 1961, page 334.
- [7] WAGNER & LENGUEL. — Evolution of giant pulse in a laser. *Hughes Research Lab.* déc. 1962.
- [8] MONDIE L.G., BROWN DE, HASELL P.G., LOWE D.S. — An airborne spectroradiometer, *JOSA*, vol. 50, N° 12, déc. 1960.
- [9] BELL E.E., EISNER L., YOUNG J., OETTEN R.O. — Spectral radiance of sky and terrain at wavelengths between 1 and 20 microns, *JOSA*. Vol. 50, n° 12, déc. 1960.
- [10] SMULLIN & FIOCCO. — Project luna see. *PIRE* July 1962.
- [11] MINNAERT. — Photometry of the moon. *The University of Chicago Press*, 1961.
- [12] JONES R.C. — Noise in radiation detectors, *PIRE*, sept. 1959.
- [13] JONES R.C. — Performance of detectors for visible and infrared radiation, *advances in electronics*, *Academic Press*, vol. 5, 1953.
- [14] BOSC H. — Mesure des distances par laser, *Onde Electrique*, juillet-août 1963.
- [15] ROBIEUX J. & ROCHEROLLES R. — Télémétrie à grande distance par laser. Conférence au Congrès International Aéronautique 12-6-63.
- [16] Troisième Congrès International d'Electronique Quantique, UNESCO (11-15 février 1963) « S 66 Optical maser satellite tracking ».
- [17] KING-HELE D.G. — Discoveries from Satellite Orbits. Second International Congress on Aeronautical Sciences Zurich 12-9-60.
- [18] CHAPMAN S. — The earth in the sun's atmosphere. *Scientific American*, 201, 64, 71 (1959).
- [19] COURRIER G. et LEBAIL J. — Procédé de mesure précise du temps qui sépare deux impulsions électriques, brevets en cours de dépôt.

ESSAIS EXPÉRIMENTAUX D'UN AMPLIFICATEUR PHOTOÉLECTRIQUE*

PAR

A. PALLOT

*Ingénieur CNAM
SODETEG*

1. Objet des essais

En vue de la réalisation d'un amplificateur photo-électrique de conception nouvelle, des mesures sont effectuées initialement sur la transmission d'un faisceau lumineux dévié à travers un filtre gris, l'organe photosensible étant un photomultiplicateur.

La validité du principe d'amplification étant ensuite acquise, les essais portent sur l'amplificateur photo-électrique proprement dit.

2. Principe de l'amplification

L'amplification de courants faibles, continus ou lentement variables, par le procédé dont le principe est donné dans ces lignes, résulte d'un rapprochement des utilisations de phénomènes électriques, photo-électriques et optiques imaginés par les observations ci-dessous :

— En électricité et en électronique il est fréquent d'effectuer des mesures de courants ou de charges faibles grâce à des phénomènes électro-mécaniques bien connus qui se traduisent par la déviation d'un faisceau lumineux. Les appareils utilisés sont alors des galvanomètres à miroir, des électroscopes, etc. et la lecture des résultats se fait simplement sur une réglette graduée translucide. Dans ce cas un faisceau lumineux est dévié et, sans que cela soit indispensable, il peut posséder un éclaircissement constant.

Cependant dès qu'il s'agit non plus de mesurer mais d'amplifier ces courants continus ou lentement variables, le problème devient beaucoup plus difficile à résoudre correctement.

— En photométrie la nécessité de déceler et de mesurer des flux lumineux très faibles conduit à l'emploi

des cellules photoélectriques à très grand gain et à fort courant de sortie que sont les photomultiplicateurs. A l'inverse du cas précédent, leur utilisation générale dans ce domaine est basée non pas sur la déviation mais sur la variation de l'éclaircissement d'un faisceau lumineux. (Il faut souligner, car cela sera utile par la suite, que dans certaines applications, physique nucléaire entre autre, il est demandé aux photomultiplicateurs d'avoir des photocathodes possédant une bonne homogénéité c'est-à-dire qu'un faisceau lumineux de petite section dont l'éclaircissement est constant donnera sensiblement le même courant anodique toutes conditions égales d'ailleurs, pour n'importe quel point exploré de la photocathode).

La mise en parallèle des observations qui précèdent, n'est pas une coïncidence fortuite, car bien qu'apparemment sans relations elles présentent cependant un point commun : l'emploi d'un faisceau lumineux. Elles amènent cette conclusion que d'une part, on dispose d'un instrument sensible, galvanomètre à miroir par exemple, qui pourrait être utilisé comme organe d'entrée d'un appareil amplificateur dont l'élément actif serait un photomultiplicateur si, d'autre part on pouvait transformer la déviation du faisceau lumineux issu du miroir en variation d'éclaircissement sur la photocathode.

Par suite dans le but d'envisager une amplification possible d'un faible signal électrique continu ou lentement variable, il fallait trouver un procédé de transformation satisfaisant.

C'est une application convenablement transposée du coin de Goldberg, d'usage courant en photométrie, qui semble être la solution au problème posé et permet de définir le principe d'amplification employé.

Ce principe est le suivant (fig. 1) un galvanomètre à miroir (ou oscillographe, électroscope, etc.) recevant un signal électrique dévie le faisceau lumineux à éclaircissement constant, atteignant la photocathode du photomultiplicateur.

* Les essais de cet amplificateur ont été effectués dans le laboratoire de Monsieur le Professeur DIDIER auquel je tiens à adresser mes remerciements. (Chaire de Physique appliquée à la reproduction des sons et des images du Conservatoire National des Arts et Métiers).

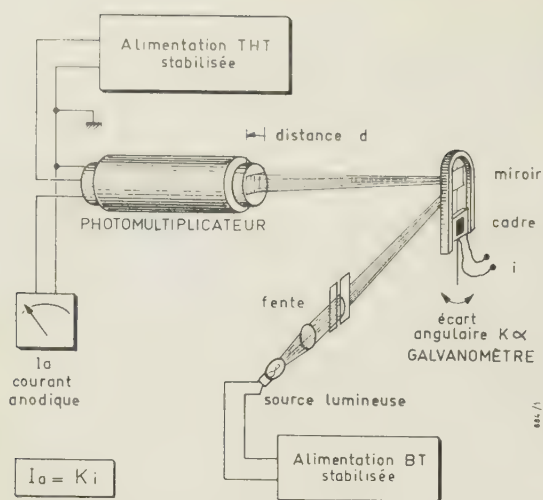


FIG. 1. — Principe de l'amplification.

Avec une photocathode bien homogène le signal de sortie reste constant.

Mais l'interposition dans le faisceau lumineux, d'un filtre appliqué sur la photocathode rend le courant anodique du photomultiplicateur proportionnel à la loi de variation de la transparence du filtre, laquelle peut varier en fonction de l'écart angulaire du miroir, c'est-à-dire en fonction du signal traversant le galvanomètre, d'une manière quelconque et en particulier suivre une loi telle que la transmission soit, logarithmique, exponentielle ou bien linéaire (cas d'un amplificateur classique).

3. Inconvénients et avantages du procédé d'amplification

Des causes de non-linéarité et de variations du signal de sortie peuvent apparaître. Elles seront annihilées très simplement grâce aux précautions suivantes :

- la photocathode doit être bien homogène (sélection du photomultiplicateur).

- l'alimentation très haute tension doit être bien stabilisée ($\frac{\Delta U}{U} \leq 10^{-3}$).

- l'éclairement de la source lumineuse doit être constant : stabilisation du courant traversant le filament.

- la fabrication du filtre gris doit être soignée et sa variation de transparence suivre fidèlement la loi choisie.

Moyennant ces quelques servitudes, le principe de cet amplificateur apporte les avantages fondamentaux suivants :

- absence de dérive, l'insensibilité aux vibrations pouvant être obtenue par l'emploi d'un appareil à cadre immergé.

- indépendance électrique totale entre le circuit de sortie et le circuit d'entrée.

- choix étendu de ce dernier : galvanomètre, électroscope, oscillographe, valve à lumière, etc., d'où une très grande latitude dans les paramètres d'entrée, impédance, fréquence, isolement, etc.

- gain pouvant être très grand, par exemple on peut coupler un galvanomètre déviant de 100 divisions pour 10^{-7} A (10^{-9} A/division) avec un photomultiplicateur (56 AVP) dont le courant anodique maximal est de l'ordre de 0,5 A d'où un gain de 5.10^6 .

- faculté de se servir de photomultiplicateurs dont les photocathodes peuvent avoir entre 20 et plus de 100 mm de diamètre.

- liberté de choisir, ainsi que déjà dit, une loi quelconque de transmission pour autant, bien entendu, que le filtre correspondant puisse être réalisé, par voie photographique ou évaporation de métal sous vide par exemple.

- possibilité d'emploi d'un courant alternatif d'excitation de la source lumineuse à la place d'un courant continu, en vue d'usages particuliers, à condition que son amplitude reste constante et que sa fréquence soit telle que l'inertie thermique de la lampe le permette.

Une variation d'un faible courant continu à l'entrée de l'amplificateur se traduirait ainsi, à la sortie, par la variation de l'amplitude du courant alternatif.

- utilisation en extensométrie optique, en effet : avec un éclairage suffisamment grand et en adoptant une plage de densités avec une valeur minimale assez élevée, il serait éventuellement possible d'opérer à la lumière du jour atténuée et de transformer l'appareil en capteur de vibrations mécaniques. Le galvanomètre étant remplacé dans ce cas par un miroir adéquat fixé sur la pièce en mouvement. D'ailleurs, un faisceau lumineux situé dans l'infra-rouge ainsi que des organes annexes convenables permettrait de s'affranchir de certaines des sujétions ci-dessus.

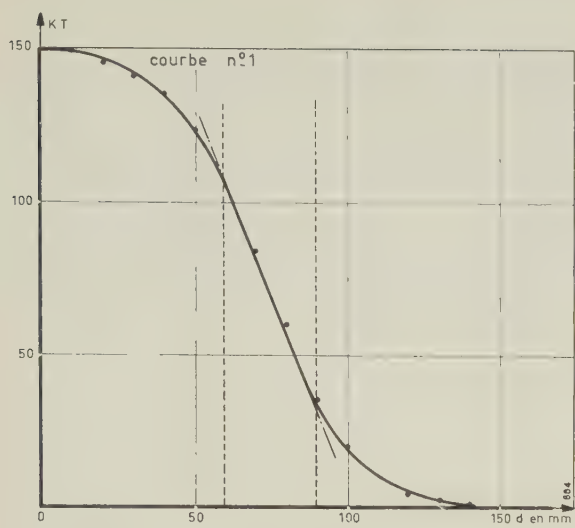
4. Résultats obtenus lors d'essais préliminaires

Pour des raisons de simplicité, dans ces essais préliminaires, l'amplificateur n'est pas constitué d'un galvanomètre à miroir mais d'un « simulateur » affichant un angle α degrés à un coefficient de proportionnalité près.

Ce simulateur est simplement construit à l'aide d'un miroir monté sur un arbre entraîné par un mécanisme réducteur à roue et vis tangente, l'arbre de commande perpendiculaire étant muni d'un cadran gradué circulaire et d'un vernier.

Le photomultiplicateur employé est un 53 AVP (Radiotechnique) l'alimentation très haute tension stabilisée de marque CRC (ALS 349) et le filtre gris provient d'un échelon sensitométrique.

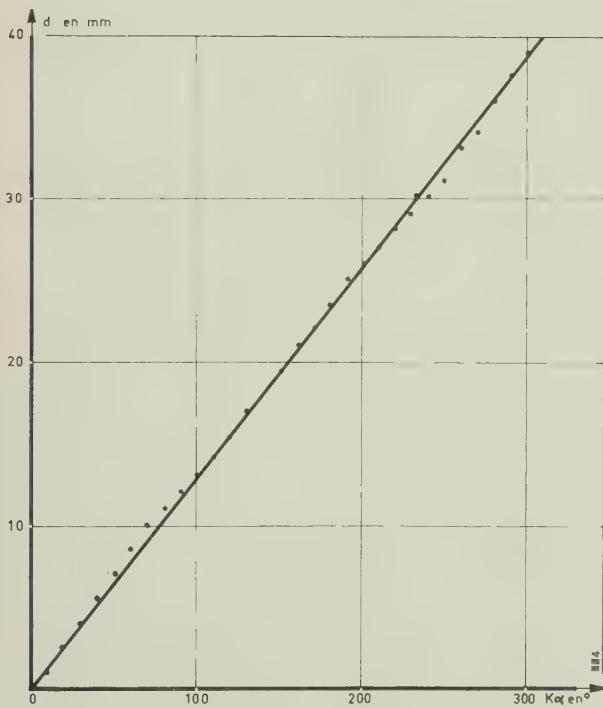
La courbe n° 1 : mesures sur l'échelon sensitométrique, montre la variation de transparence en unités relatives de l'échelon sensitométrique en fonction de la distance. Les mesures ont été effectuées sur un densitomètre rudimentaire de fabrication personnelle. La partie du filtre à utiliser devant la photocathode



Courbe N° 1. — Mesure sur l'échelon sensitométrique $KT = f(d)$.

sera la région sensiblement linéaire de cette courbe (60-90 mm).

La courbe n° 2 : mesure du rapport distance-écart angulaire, indique une proportionnalité acceptable entre la distance et l'écart angulaire, les organes de l'amplificateur étant en place. Il y avait lieu, en effet, de vérifier expérimentalement que la courte distance (environ 75 mm) entre le miroir et la photocathode n'entraînait pas d'aberrations géométriques importantes.



Courbe N° 2. — Mesure du rapport distance - écart angulaire, $d = f(K\alpha)$.

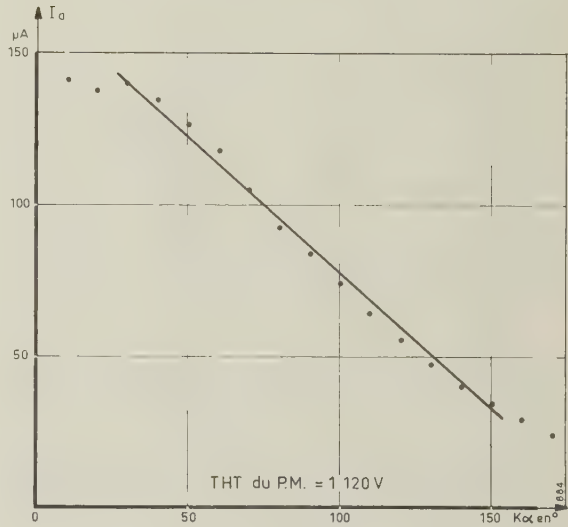
La courbe n° 3 : Mesures sur le photomultiplicateur, démontre la validité du principe de l'amplificateur. La très haute tension appliquée au photomultiplicateur est de 1 120 V.

Cette courbe du courant anodique I_a en fonction de l'écart angulaire $K\alpha$ présente une grande partie rectiligne ce qui amène en conclusion que le principe d'amplification est valable et nécessite des essais plus poussés, conduits d'une manière réelle c'est-à-dire avec un galvanomètre et un filtre à variation de transmission strictement linéaire.

De ces essais qui font l'objet des chapitres suivants, il sera ainsi possible de tirer la courbe :

$$I_a = K \cdot i$$

avec I_a = courant anodique du photomultiplicateur
 i = courant traversant le galvanomètre
 K = constante représentant le coefficient d'amplification.



Courbe N° 3. — Mesure sur le photomultiplicateur $I_a = f(K\alpha)$.

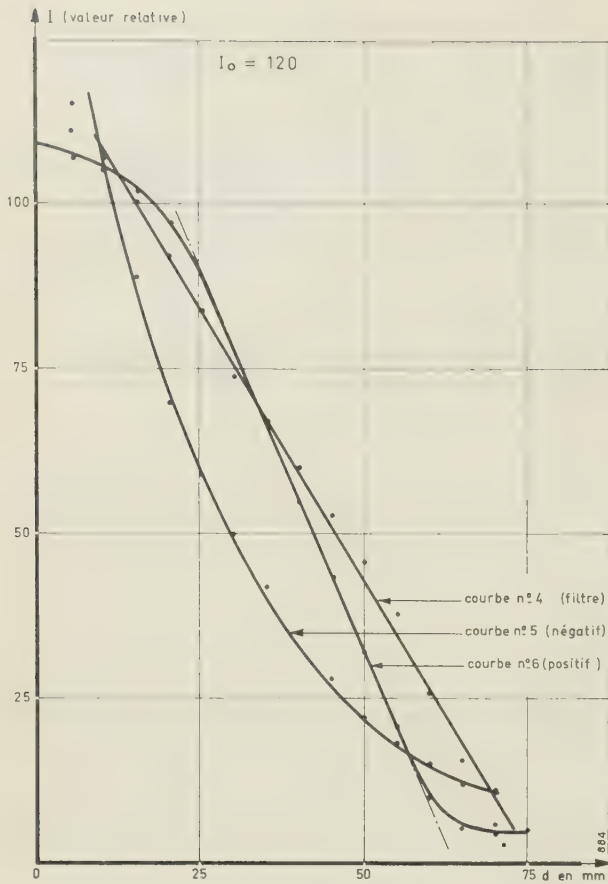
5. Etablissement d'une copie de filtre à variation de transparence linéaire

Comme déjà indiqué dans le chapitre précédent, l'acheminement des essais vers les conditions réelles d'expérimentation a nécessité l'acquisition d'un filtre à variation de transparence linéaire.

Mais ce filtre, obtenu par métallisation sous vide et de variation de 0 à 2 (en densité), servant de référence, il a été jugé préférable d'établir une copie destinée aux essais et pouvant être manipulée sans trop de précautions.

La courbe n° 4 montre la variation de transparence du filtre, établie à l'aide du densitomètre déjà utilisé précédemment.

Le tirage d'un négatif par contact a donné lieu au tracé de la courbe 5 et enfin la copie choisie, tirage par contact d'un positif, est figurée par la courbe 6.



Courbes Nos 4, 5, 6. — Établissement d'une copie de filtre à variation de transparence linéaire.

Au sujet de cette copie de filtre il y a lieu de remarquer que :

— le diamètre utile de la photocathode du photomultiplicateur est de 44 mm et que pour loger le rectangle présenté par la copie de filtre, celle-ci aura environ 35 mm de longueur utile.

— le tirage de la copie ayant été effectué par contact direct la variation de la transparence en fonction de la longueur est évidemment la même que celle du filtre, or cette variation est d'environ 0 à 2 (en densité) pour une longueur de 74 mm, il s'ensuit d'après l'alinéa précédent que la zone utilisée étant comprise entre 20 et 60 mm, la variation du courant anodique du photomultiplicateur ne sera pas de 100 en unités relatives.

6. Résultats obtenus avec l'amplificateur

Le montage est effectué suivant le schéma de la figure 2.

Le galvanomètre à miroir est de marque AOIP et de type GM 26.

La courbe 7, $I_a = K \cdot i$ résultant des manipulations sur l'amplificateur appelle les observations suivantes :

— à cause de l'éclairement résiduel, car la densité n'est pas infinie au zéro choisi comme repère, la courbe

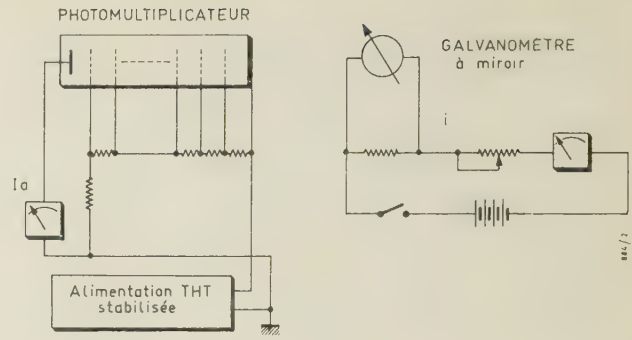


FIG. 2. — Schéma de montage.

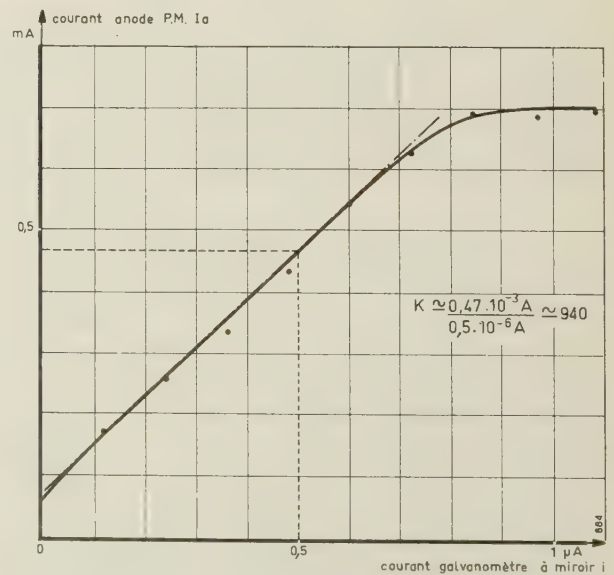
ne part pas de l'origine (le bruit de fond propre du photomultiplicateur peut être négligé).

Il serait facile d'éliminer cette perturbation soit par un montage potentiométrique simple sur l'anode du photomultiplicateur soit par un filtre conçu de manière à présenter au voisinage du zéro une variation brusque dans le sens croissant de l'opacité.

— la courbe est sensiblement linéaire et ainsi se trouve démontrée la validité du principe d'amplification.

En première approximation (compte non tenu du « bruit » résiduel) le coefficient d'amplification K a pour valeur :

$$K = \frac{I_a}{i} \simeq \frac{0,47 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{0,5 \cdot 10^{-6} \text{ A}} \simeq 940$$



Courbe N° 7. — Résultats obtenus avec l'amplificateur $I_a = K \cdot i$.

7. Conclusion

Comme on a pu le constater les expérimentations précédentes ont permis de démontrer la validité du principe d'amplification employé.

Cette démonstration nous semblait importante à établir car ce principe paraît intéressant et son exploitation souhaitable.

En effet sans avoir bien entendu la prétention de remplacer les méthodes classiques d'amplification de courants faibles par tubes électromètres, par am-

plificateurs de courants continus à tubes ou à transistors fonctionnant par symétrie, par découpage (Choppers) ou à l'aide de condensateurs vibrants, notamment, il apporte des propriétés originales qu'il est le seul à posséder.

Terminons cette conclusion par une seule illustration d'un exemple de ses applications possibles : son aptitude à résoudre des problèmes de mesures où une partie d'un circuit est à un potentiel très élevé (accélérateurs de particules à très haute tension).

MÉTHODES THÉORIQUES ET RÉALISATIONS DE CONTROLE DES PROCESSUS INDUSTRIELS*

PAR

J. PRADERE, M. DARDARE, C. VALLET

Compagnie des Machines Bull

Le 2^e Congrès de l'I.F.A.C., réuni à Bâle du 27 août au 3 septembre 1963, a mis en présence 1 500 spécialistes des techniques modernes de l'automatisme. Ce Congrès triennal nous fournit l'occasion de faire le point sur l'évolution des méthodes théoriques et des technologies, mais aussi de confronter les expériences tentées avec ou sans succès dans ce domaine de l'automatisme, où l'efficacité reste la règle fondamentale.

Le Congrès de Moscou (1960) avait révélé l'étendue des recherches effectuées dans la théorie de l'automatique. Sous l'impulsion de théoriciens tels que KALMAN, BELLMAN et l'école de PONTYAGIN, une philosophie nouvelle du contrôle était créée, qui tenait compte des caractéristiques très souples des calculateurs numériques. Cette évolution s'est accentuée ces trois dernières années, en particulier chez les théoriciens qui ne trouvent plus dans la théorie classique de la dernière décennie nature à développements intéressants. Tandis que les théoriciens américains et russes développent assidûment les méthodes de contrôle basées sur le calcul variationnel, le concept de contrôle adaptatif se précise et semble devoir devenir le cadre de la plupart des chercheurs. Parallèlement on assiste à de fort intéressantes tentatives d'automatisation de processus, qui bien souvent ne mettent en jeu que des méthodes de contrôle éprouvées depuis assez longtemps ; c'est le cas en particulier des industries chimiques, métallurgiques, de la production d'électricité et de la fabrication du ciment. Les progrès des méthodes théoriques et des techniques appliquées de contrôle semblent ainsi assez décalés dans le temps. Il faut voir là l'influence des problèmes aéro-spatiaux qui stimulent particulièrement les efforts dans le domaine théorique ; cependant la capacité de mémorisation et la vitesse de traitement encore trop faibles des calcula-

teurs numériques ne permettent pas pour l'instant l'utilisation dans le domaine industriel des méthodes théoriques les plus raffinées.

Nous aidant des remarquables exposés de synthèse prononcés à Bâle, nous examinons ici les récents progrès dans le domaine théorique et nous citons les réalisations d'automatisation les plus intéressantes de ces dernières années.

1. Evolution des méthodes théoriques de la commande automatique

La théorie classique du contrôle optimal formulée vers 1950 était applicable aux seuls processus linéaires, invariant dans le temps ; le critère de performance était, en général pour des raisons de commodité, un critère quadratique ; quelques années plus tard la théorie était étendue aux systèmes variant dans le temps, soumis à des entrées stochastiques dont les propriétés statistiques varient dans le temps.

Les efforts les plus importants ont, ces dernières années, porté sur les méthodes de contrôle optimal basées sur les techniques variationnelles, sur l'identification des systèmes et des signaux, et sur la stabilité des systèmes non linéaires.

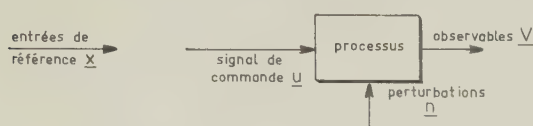
Ces trois domaines peuvent être envisagés dans le cadre du concept de contrôle adaptatif [1], notion très synthétique qui concerne les systèmes les plus évolués que l'on puisse envisager ; systèmes dont les paramètres évoluent de manière non prédictibles, soumis à des signaux prédictibles ou non. Le contrôle adaptatif est un contrôle où la loi de commande varie en fonction des éléments non entièrement prédictibles, de manière à améliorer les performances.

Après avoir examiné les progrès réalisés dans ce domaine, nous ferons le tour des méthodes statistiques actuellement disponibles, en nous aidant de la synthèse effectuée par PUGACHEV [2].

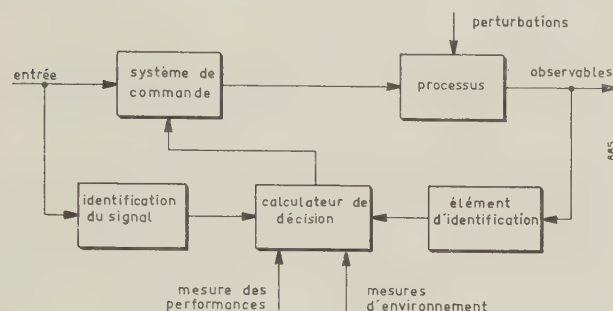
* Conférence prononcée le 9 décembre 1963 devant la 10^e Section d'Etudes de la SFER.

1. THÉORIE DU CONTROLE ADAPTATIF

Considérons le schéma d'un système de commande classique :



et celui du système de contrôle adaptatif :



On voit que la théorie du contrôle adaptatif est basée sur les théories :

- de l'identification,
- de l'optimisation,
- de la stabilité.

Le problème du contrôle optimal posé par FELD-BAUM en 1953, s'énonce ainsi : déterminer les variables de contrôle u minimisant l'indice de performances S , étant donné les caractéristiques dynamiques du processus, mises sous la forme canonique :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad x_{k+1} = f(x_k, u_k)$$

Des méthodes générales de résolution de problèmes de ce type ont vu le jour aux ETATS-UNIS et en RUSSIE. La programmation dynamique de BELLMAN conduit à la résolution d'une équation aux dérivées partielles du 1^{er} ordre. De même le principe du maximum de Pontryagin définit la solution comme le vecteur qui maximise l'hamiltonien ; l'application implique la résolution de $2n$ équations différentielles (n : ordre de x). L'analyse fonctionnelle introduite par KULIKOVSKI en U.R.S.S., a été développée en particulier par KELLEY, BRYSON et HO sous le titre de méthodes d'approximations successives ou méthodes du gradient. Ces dernières méthodes d'application nettement moins lourdes que les précédentes conduisent par nature à un contrôle en boucle ouverte, alors que le contrôle en boucle fermée est généralement préférable pour les systèmes linéaires.

Des études récentes de KELLEY, BRYSON et BREAKWELL suggèrent d'associer aux techniques du gradient définissant la solution nominale optimale le principe du maximum ou la programmation dynamique pour obtenir un contrôle optimal au voisinage du contrôle nominal (appliqué au système linéarisé).

La théorie des systèmes linéaires optimaux (systèmes linéaires où l'indice de performance est l'intégrale d'une forme quadratique en x et u , en l'absence

de contraintes), est bien développée dans les cas déterministe et stochastique. On peut citer à ce sujet les travaux récents de KALMAN et GILBERT sur les notions de contrôlabilité et d'observabilité, qui jouent un rôle important dans les systèmes multivariables.

En outre de nombreux problèmes ont été envisagés dans le domaine des activités spatiales (problèmes de contrôle optimal de véhicules). Ainsi les travaux de SARACHIK et KRANC, NEUSTADT, ATHANS.

A la lumière de cette théorie générale de l'optimisation, le problème du contrôle adaptatif est relié à la détermination du système optimal en présence de variations non prédictibles des variables d'état. Le système de contrôle est conçu de manière à prendre en compte ces variations. Le problème du contrôle adaptatif se présente ainsi comme le problème du contrôle optimal de processus inconnus ou de nature stochastique. Ainsi dans le cas linéaire, lorsque les variables sont corrompues par des bruits, la solution réside dans une estimation optimale des variables d'état à partir des observables ; le système de contrôle est conçu comme si les variables d'état étaient connues avec précision.

Dans le cas le plus général, le signal u doit remplir les deux fonctions :

- assurer le contrôle optimal = commande,
- permettre une estimation des paramètres du processus = identification.

Les études menées sur le contrôle optimal des systèmes stochastiques représentables par des modèles de MARKOV ont été effectuées par FELDBAUM, puis par FLORENTIN. La recherche des solutions est trop compliquée pour qu'on puisse considérer cette théorie comme applicable dans des cas courants.

Le contrôle optimal pour des processus stochastiques ne semble ainsi abordable qu'à condition d'envisager séparément les problèmes d'optimisation et d'identification. L'identification a ici le caractère particulier d'être effectuée en temps réel.

La méthode d'identification la plus généralement envisagée concerne l'évaluation des réponses impulsives. On s'est attaché au temps nécessaire pour déterminer la réponse impulsive filtrée (voir LEVIN) et au problème d'estimation de vraisemblance maximale dans le cas où les signaux de test et les observables sont entachés de bruits.

Les efforts pour appliquer la théorie du contrôle adaptatif à des réalisations pratiques ont utilisé en général une identification partielle. Comme c'est le cas pour l'ensemble des travaux sur le calcul adaptatif, l'analyse théorique du processus d'identification est assez pauvre (en particulier précision et vitesse d'identification sont rarement envisagées).

De même que l'identification, la stabilité peut être envisagée indépendamment du contrôle. La théorie de LYAPUNOV permet théoriquement l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, le problème est de définir un indice de performance tel que les conditions de LYAPUNOV soient remplies. Hélas les systèmes réels sont décrits par des équations différentielles non linéaires d'une complexité propre à décourager toute

tentative; on procède donc généralement par simulation analogique ou numérique. Les difficultés proviennent des retards dus à l'identification des contraintes, du caractère adaptatif du système de contrôle et des variations dans le temps du système. La théorie de la stabilité ne semble en tout cas directement applicable qu'à des systèmes relativement simples.

Ainsi on constate que l'évolution de la théorie des systèmes adaptatifs qui repose sur les théories de l'optimisation, de l'identification et de la stabilité, se fait encore dans un cadre académique. Les théories mathématiquement irréprochables sont extrêmement lourdes et délicates à mettre en œuvre. Il est ainsi symptomatique que la recherche d'algorithmes de résolutions de problèmes concrets ait donné lieu à des publications fort rares. Souhaitons que les chercheurs orientent leurs efforts dans cette direction; on pourrait alors espérer voir, avec le développement des techniques de calcul automatique, ce lourd édifice mathématique servir d'outil courant à l'ingénieur.

Systèmes de contrôle adaptatif

Ces systèmes sont en pratique conçus d'après le concept d'une augmentation de la performance du système. On poursuit ce but en se restreignant au problème du contrôle sous-optimal, où quelques paramètres seulement rendent extrême une fonction de performance.

Ces systèmes, généralement simples, représentent une bonne illustration des configurations des systèmes adaptatifs.

Aussi un système adaptatif a été défini à partir des travaux préliminaires de DRAPER et LI au MIT.

Les problèmes de définition du système adaptatif sont les suivants :

- comment choisir le modèle,
- comment choisir le paramètre K contrôlé,
- comment choisir le critère de performance,
- sous quelles conditions la boucle adaptative est-elle stable.

Ces problèmes ont été examinés partiellement par LI et WHITTAKER. Cependant c'est la simulation qui donnera en général la réponse dans le cas de configurations complexes.

Le problème du pilote automatique adaptatif, qui a en partie inspiré l'étude précédente, a donné lieu également à la configuration du pilote automatique de MINEAPOLIS HONEYWELL, dans lequel le gain est choisi pour maintenir une faible oscillation d'une variable convenablement choisie. Une réalisation récente met en œuvre un calculateur numérique.

Le contrôle adaptatif a également fait son entrée dans le contrôle de processus industriels. Dans ce domaine, on distingue deux tendances principales :

- utilisation d'un modèle,
- optimisation automatique par exploration.

L'utilisation d'un modèle permet une définition rapide du contrôle, peut permettre d'éviter les extremums multiples et d'effectuer une remise à jour périodique.

Cependant cette méthode exige une identification du processus, opération toujours coûteuse, et l'optimisation souffre de l'imprécision du modèle.

L'approche par exploration consiste en l'injection de signaux de test pour perturber le point opératoire, avec évaluation de la tendance de l'indice de performance. Cette procédure est lente et se heurte à la présence possible de plusieurs extremums. CHEN et DECKER ont mis en évidence l'intérêt de combiner les deux méthodes, le modèle servant à amener rapidement le système près de ses conditions opératoires optimales; la recherche précise de l'optimum résultant d'une recherche par essais successifs.

Un autre type de réalisation est basé sur l'utilisation d'une logique numérique simple pour la détermination du signal de contrôle u par inspection de la réponse d'un modèle rapide du processus. Soit ainsi un système discret dont on veuille déterminer le signal de contrôle optimal par des signaux tout ou rien. A l'instant 0 nous pouvons estimer, compte tenu des propriétés statistiques du signal d'entrée, ses valeurs futures r_1, r_2, r_3 . Sur la base des valeurs passées de u et de x , et de notre connaissance des caractéristiques dynamiques du processus nous pouvons définir pour chaque valeur du contrôle $u_1, u_2, u_3...$ celle qui minimise

$$(r_1 - x_1)^2 + (r_2 - x_2)^2 + (r_3 - x_3)^2 \dots$$

On se limite à quelques termes et on choisit le signal le meilleur. On procède ainsi à chaque pas.

L'intérêt de cette méthode est de mettre en jeu une logique sommaire; ce système implique seulement un modèle rapide du processus, un dispositif de prédiction de l'entrée et une logique de décision simple.

Ces trois schémas ne sont que des exemples, parmi d'autres, de réalisations de systèmes pratiques basés sur le principe de la sous-optimisation. Dans chaque cas le système basé sur une estimation raisonnable des caractéristiques dynamiques du processus corrige l'effet des variations lentes des entrées et les composants sont suffisamment simples pour que l'optimisation puisse être considérée comme sûre.

2. MÉTHODES STATISTIQUES

Les méthodes statistiques, nous l'avons vu, restent à la base de la théorie du contrôle automatique. Aussi un des plus importants exposés de synthèse, celui de PUGACHEV, fait-il le point sur l'état de développement de ces méthodes.

PUGACHEV met en évidence l'imbrication très étroite des méthodes statistiques et de la théorie des systèmes : détermination du contrôle optimal, identification, mise en forme des signaux de contrôle dans les éléments des systèmes (extraction du signal noyé dans le bruit), apprentissage, problèmes de décision, en particulier détection des défauts.

Les méthodes statistiques sont cependant pour l'instant peu utilisées en raison de leur complexité et des performances du calculateur nécessaires. D'où

la rareté constatée dans l'analyse des applications d'algorithmes statistiques.

PUGACHEV étudie les quatre problèmes statiques fondamentaux de la théorie du contrôle automatique :

- l'analyse statistique des systèmes de caractéristiques dynamiques connus,
- la synthèse statistique des systèmes automatiques. Détermination des algorithmes de contrôle.
- la détermination des caractéristiques dynamiques des processus.
- la théorie statistique et les méthodes de simulation des processus d'apprentissage.

Analyse statistique des processus linéaires

L'évaluation des performances met en jeu la théorie de la corrélation des fonctions aléatoires qui représente la plus simple des méthodes statistiques. La moyenne et la fonction de corrélation de la sortie d'un système déterministe s'expriment de façon bien connue en fonction des mêmes caractéristiques de l'entrée.

Une autre méthode utilise la représentation canonique intégrale du signal aléatoire (KARHUNEN-LOEVE).

Ces méthodes sont classiques. Les formules exigent des calculs volumineux, effectués cependant sans difficulté par des calculateurs analogiques ou numériques.

La détermination de la précision des systèmes linéaires à caractéristiques aléatoires met en œuvre la théorie statistique des systèmes réductibles à des systèmes linéaires.

Méthodes approchées de l'analyse statistique des systèmes non linéaires

Les méthodes, le plus souvent très compliquées, ne résolvent pas tous les types de problème. La méthode la plus simple consiste en une linéarisation des équations du système par développement en série limitée au 1^{er} terme. On est ramené au cas linéaire. Les moyennes et fonctions de corrélation sont alors linéaires par rapport aux fluctuations et non linéaires par rapport au signal.

Ces méthodes ne sont pas applicables dans le cas de non-linéarités essentielles dont les caractéristiques sont discontinues (relais, limiteur).

Des techniques de linéarisation statistique ont été proposées alors par BOOTON (1953) et KAZAKOV (1956). Ces travaux ont donné lieu à de très nombreux développements qui constituent actuellement l'acquis essentiel dans l'analyse des systèmes non linéaires.

Une classe particulièrement intéressante de systèmes non linéaires est la classe des systèmes réductibles à des systèmes linéaires. C'est en particulier le cas des systèmes résultant par exemple de la mise en cascade ou en parallèle de systèmes linéaires et de multiplicateurs. C'est d'une manière générale le cas où le vecteur des variables de sortie résulte d'une opération linéaire effectuée sur un vecteur aléatoire, fonction non linéaire des entrées aléatoires réelles.

ZADEH a montré que tout système peut, théoriquement au moins, être remplacé par un système approché

réductible à un système linéaire ; la méthode d'analyse des systèmes réductibles peut donc généralement être considérée pour évaluer la précision de n'importe quel système non linéaire.

Définition d'un modèle dynamique d'un processus contrôlé

La détermination statistique du modèle dynamique d'un système met en œuvre le calcul des fonctions de corrélation mutuelle du signal de sortie et du signal d'entrée :

$$\int_{t_0}^t g(t, \tau) K_x(\tau, \sigma) d\tau = K_{yx}(t, \sigma), \quad t_0 \leq \sigma \leq t.$$

La matrice de pondération est déterminée par résolution d'un système d'équations intégrales.

Cette méthode fournit les caractéristiques dynamiques d'un système soumis à un bruit avec une précision meilleure que les méthodes qui font intervenir des signaux de type standard. Enfin on obtient ainsi, au sens de l'erreur quadratique moyenne, la meilleure approximation d'un système non linéaire donné.

Méthodes de détermination des systèmes linéaires optimaux

La détermination d'un modèle dynamique est un cas particulier de la théorie statistique des systèmes optimaux.

Le problème général s'énonce ainsi : Soit $Z(t)$ une entrée (signal et bruit).

Déterminer le système linéaire A tel que $W^*(t) = AZ(t)$ soit tel que :

$$\zeta = M[l(W, W^*)] = \text{minimum}$$

$$\begin{cases} W & : \text{sortie effective} \\ W^* & : \text{sortie désirée} \\ l & : \text{fonctionnelle} \\ M & : \text{espérance} \end{cases}$$

ζ est appelée une fonction de perte. Un tel critère est appelé critère de Bayes.

L'algorithme optimal s'appelle décision de Bayes. Le plus courant est le critère de l'erreur quadratique moyenne. Il existe d'autres critères pratiquement utilisés ; il en est ainsi de la probabilité d'erreur dans la détection d'un signal télégraphique.

La détermination d'un système linéaire optimal, utilisant le critère de l'erreur quadratique moyenne, conduit généralement à résoudre le système d'équations intégrales linéaires :

$$\int_{t-T}^t g(t, \sigma) K_x(\tau, \sigma) d\sigma = f(t, \sigma), \quad t - \tau \leq \sigma \leq t,$$

où $f(t, \sigma)$: matrice connue, $g(t, \tau)$: pondérations inconnues. Le système optimal étant en général continu, la détermination de la version optimale du contrôle échantillonné implique qu'on cherche la solution sous forme de combinaison linéaire de fonctions δ .

L'équation précédente est ramenée à un système d'équations algébriques linéaires.

Les méthodes de résolution du système précédent sont toutes basées sur la représentation canonique des

processus aléatoires. La solution approchée est alors fournie sous la forme d'un développement tronqué.

Des méthodes de résolution existent dans le cas de temps d'observation infinis ou finis.

Le défaut commun à ces méthodes est de déterminer seulement les fonctions de pondération du système optimal global. Il ne résout pas le problème de la synthèse. Quelques méthodes ont été proposées. En particulier KALMAN et BUCY ont envisagé la synthèse de systèmes linéaires à mémoire non finie, lorsque les perturbations sont non corrélées.

Des efforts ont été faits, en particulier par l'Ecole de Pontryagin, pour la détermination optimale du contrôle en présence d'entrées aléatoires.

Enfin signalons que l'application des méthodes statistiques aux systèmes réductibles aux systèmes linéaires a donné lieu à des travaux intéressants de PUGACHEV, ZADEH, LUBBOCK et PRASAD.

Application de la théorie statistique des décisions pour trouver les systèmes optimaux. Algorithmes de traitement de l'information

PUGACHEV présente l'application des algorithmes de décision, proposés aussi bien pour la détection des signaux dans la théorie des communications, que dans la reconnaissance des politiques optimales. L'emploi d'une fonction de décision statistique permet le choix du contrôle optimal, en particulier dans le cas où S (signal effectif), Z (entrée dépourvue de bruit), et W et W^* (sortie effective et désirée) sont des vecteurs de dimensions finies. Ces méthodes sont en particulier applicables aux systèmes échantillonnés.

Les algorithmes ainsi définis sont applicables aux systèmes de contrôle automatique utilisant des calculateurs rapides. Ils peuvent être utilisés avec succès dans la détermination de systèmes d'apprentissage.

La structure bouclée des systèmes de contrôle interdit l'utilisation sans précaution des algorithmes de décision. Dans ces systèmes l'entrée dépend en effet de la sortie. Ces algorithmes sont cependant applicables directement dans le cas de systèmes échantillonnés comportant un élément de retard dans la chaîne de retour. C'est sur cette méthode que FELBAUM a construit la théorie du contrôle dual, basée sur la théorie statistique de la décision.

2. Etude des processus

Le domaine des processus industriels, plus particulièrement des processus chimiques, a fait l'objet à Bâle de deux exposés fort clairs par WILLIAMS d'une part, par un groupe de chercheurs néerlandais d'autre part. WILLIAMS insiste sur l'importance d'une représentation convenable des processus et d'un choix approprié de l'appareillage mis en œuvre. Des progrès pourront être réalisés dans trois directions.

1) Approcher au mieux des réponses complexes par des modèles simples.

2) Déterminer complètement et exactement les caractéristiques des paramètres non linéaires des systèmes.

3) Développer et utiliser, pour la simulation des processus, des calculateurs à performances suffisamment élevées.

Les facteurs essentiels concernant les processus industriels dont on cherche un modèle sont :

- la multiplicité des phases et des composants,
- l'interconnexion des unités,
- les retards et constantes de temps,
- les limites des capacités,
- les délais d'exploitation.

La détermination des propriétés dynamiques des processus permettra :

— la formulation du modèle le plus simple représentant le modèle étudié (ex. compensation par « feed-back » ou « feedforward »),

— l'étude d'élaboration de l'installation avec simulation de démarrage et de perturbations. La complexité du modèle est bien mise en évidence dans le cas particulier du réacteur de WILLIAMS et OTTO, étudié par de nombreux auteurs. Les gains que l'on peut attendre de la connaissance précise des propriétés dynamiques du processus résultent :

- des avantages d'un contrôle continu par rapport à un simple contrôle du régime permanent,
- de la nature des réactions du processus à diverses perturbations,
- des recherches menées sur la nature de certains processus mal connus.

Limites des modèles théoriques.

Bien que l'on sache, en principe, formuler des modèles théoriques pour la plupart des processus, on ne connaît qu'approximativement toutes les informations nécessaires pour simuler réellement le comportement dynamique, en raison de la complexité du processus, des difficultés de définition d'un critère d'accord entre données expérimentales et théoriques et du petit nombre d'exemples connus d'utilisations de modèles théoriques. Bien qu'on ait souvent linéarisé les modèles mathématiques, on ignore souvent les limites réelles des techniques de linéarisation et des degrés de « linéarisabilité » des variables.

Les méthodes expérimentales de détermination de la dynamique des processus font appel à des techniques de tests par impulsions et de réduction ultérieures de données ; on ignore encore souvent les variables dépendantes indispensables, les limites d'actions sur les variables d'entrée conservant un sens à la représentation par fonction de transfert linéaire et les critères de décision concernant les effets d'ordre élevé, difficiles à prendre en compte.

Les études entreprises se sont concentrées sur les échangeurs, les colonnes de distillation et les réacteurs chimiques, chaque sujet présentant ses problèmes spécifiques.

Quelle est enfin la place exacte du calculateur dans ces études ? Calculateurs analogiques ou numériques ? Le critère d'utilisation consiste ici dans la possibilité pour le calculateur d'opérer en temps réel, ce qui fait intervenir la complexité et la vitesse de réponse du

processus. Les calculateurs analogiques sont limités en ce qui concerne l'ordre du système par leur nombre d'éléments de calcul et leur précision. Les calculateurs numériques sont limités théoriquement par leur vitesse de calcul ou de traitement des informations. Malheureusement, un grand nombre de processus sont trop vastes pour l'analogique et trop rapides pour le numérique.

La simulation de systèmes chimiques rapides et d'ordre élevé se heurte au problème de représenter de façon adéquate un retard réel. Le système de calcul doit pouvoir stocker les valeurs instantanées d'au moins 10 variables à chaque étape, conserver les valeurs de chaque variable au moins 2 minutes, donner une bonne résolution pour des fréquences de 10 hertz, donc échantillonner 40 fois par seconde.

Il en résulte une capacité de stockage de 50 000 mots nécessaire pour utiliser un calculateur numérique. La solution pourrait être une connexion de calculateurs analogiques et numériques. L'analogique accomplirait les intégrations et autres opérations difficiles sur machine numérique, la machine numérique se chargeant des opérations arithmétiques et de la génération des fonctions.

L'exposé intitulé : « Application of Automatic Control in the Chemical Oil Industry » est complémentaire de l'exposé précédent.

Les auteurs signalent quatre facteurs responsables de l'augmentation du niveau d'automatisation : amélioration des techniques de transmission de données, théorie de la commande automatique, introduction d'analyseurs automatiques et utilisation de calculateurs.

Après avoir souligné la nécessité de hiérarchiser les objectifs en divers niveaux (exemple d'une compagnie pétrolière possédant plusieurs raffineries groupant diverses unités), ils étudient la description du comportement du processus : mesure de la dynamique par perturbations en échelon, sinusoïdales, méthode impulsive ou des perturbations naturelles. Dans la théorie de la dynamique des processus, l'exemple complexe des colonnes à distiller amène à distinguer les variations de débits massiques et thermiques qui ont un effet important sur la commande et les variations de concentrations, beaucoup plus amorties. De nombreuses communications traitent de ce sujet.

L'étude des perturbations a été jusqu'ici peu étudiée malgré la possibilité de faire appel à la théorie des processus stochastiques. Mais la manipulation des données expérimentales n'est pas encore au point. Les perturbations proviennent de variations dans les conditions opératoires, de pannes d'appareillage, de cycles limites issus de boucles de commande instables, de variations ambiantes, d'encrassement, de bruits intervenant dans les prises de mesures.

L'étude des systèmes de commande automatique peut être hiérarchisée en considérant : la commande par « feedback » à une ou plusieurs variables, la commande par « feedforward », l'optimisation faisant appel soit à un modèle mathématique (méthode prédictive), soit à une étude expérimentale du processus (méthode d'exploration). Les deux méthodes peuvent être

d'ailleurs combinées. Elles utilisent toutes deux une fonction de valorisation à maximiser, compte tenu des contraintes physiques.

Certains domaines sont très particuliers et diffèrent totalement des processus continus ; chargement ou déchargement de tankers, gestion de pipe-lines, systèmes de mélange en ligne, etc.

En conclusion, on espère une automatisation de plus en plus poussée avec un objectif économique réalisé au mieux. Des systèmes de commande et de traitement d'informations intégrés peuvent être envisagés, on doit étudier le problème de réduction automatique des données et la sécurité. Il apparaît enfin que les calculateurs numériques peuvent maintenant prendre en charge la plupart des tâches de commande.

De nombreux auteurs ont étudiés des sujets en rapport avec ces exposés de base. Colonnes de distillation (IZAWA et MORINAGA — modèle simplifié —). MOCZEK, OTTO et WILLIAMS simulent sur calculateur le comportement d'une colonne complexe en présence de nombreuses perturbations avec introduction du concept de « change inventory time ». VAN DER HEYDEN et VAN NES décrivent l'utilisation d'un calculateur analogique pour étudier le comportement dynamique d'un système de récupération d'énergie sur cracking catalytique. DELVAUX décrit le comportement dynamique d'un échangeur thermique et d'un processus de mélange. VOLTER se penche sur un processus de production de polyéthylène à 200 °C et 1 500 atmosphères susceptible de variations en qualité et soumis à risque d'explosion. D'où la nécessité d'étudier l'instabilité de la réaction de polymérisation par la méthode de LYAPUNOV et d'élaborer un système de commande comportant toutes les sécurités et verrouillages voulus. KYLSTRA considère les questions de récupération de gaz envoyé à la torche. Les communications de ANISIMOV et ZAVORKA (théorie des colonnes à distiller) soulèveront un certain nombre d'objections. Enfin MONTJEAN décrit un système de chargement automatique de wagons-citernes. Il n'est guère possible ici de s'étendre davantage sur ces travaux mais chacun d'eux mérite une étude détaillée et approfondie.

3. Réalisations d'automatisme dans l'industrie métallurgique

Au cours du congrès de l'I.F.A.C., neuf communications et deux conférences de synthèse ont traité des applications dans les industries métallurgiques ; ce secteur est fort important ; les applications de la commande automatique y sont nombreuses et variées.

Un très gros effort porte sur le haut fourneau ; actuellement on automatise essentiellement :

- le chargement de minerais et de coke, suivant des programmes enregistrés,
- l'humidité et la température du vent,
- la pression des gaz au gueulard,
- le régime thermique.

L'agglomération des fractions les plus fines des minerais et celle des concentrés d'enrichissement sont nécessaires pour permettre le chargement de ces matières, difficilement utilisables sans cette opération préalable ; l'agglomération a permis :

- l'accroissement du rendement du haut fourneau,
- l'amélioration de la qualité de la fonte,
- l'économie de coke,
- la diminution de la teneur en poussières dans les fumées.

Deux communications [3] [4] traitent de l'automatisation de cette agglomération ; le processus est mis en équation, analysé dynamiquement, et des schémas de contrôle sont proposés en fonction des critères de stabilité.

Comme dans la plupart des applications de l'automatisation, une des plus grosses difficultés à lever pour automatiser l'agglomération réside dans l'exigence de mesures précises, rapides et sûres, touchant aux températures, aux débits, aux analyses chimiques...

Revenons au haut fourneau ; Des calculateurs analogiques ou numériques, sur la base de modèles mathématiques mémorisés, calculent et établissent le bilan matière et le bilan thermique, contrôlent la réduction du minerai et déterminent, en vue de l'optimisation du fonctionnement, l'influence de divers paramètres tels l'humidité du vent ou l'addition de gaz naturel ; toutefois il semble que dans beaucoup de cas le calculateur se borne à informer l'opérateur plus qu'il n'agit directement sur les variables réglantes ; il faut cependant noter la commande automatique de la répartition du vent entre les tuyères, afin de régulariser la distribution de température dans le haut fourneau.

Passons maintenant à la fabrication de l'acier ; en ce qui concerne les fours à sole, il ne paraît pas que l'on puisse encore actuellement contrôler suffisamment le processus, malgré les recherches très importantes dans ce domaine ; l'objectif actuel semble de pousser la charge jusqu'à ce que des contraintes apparaissent sur différentes grandeurs, particulièrement des températures du four et la pression dans l'enceinte ; les chaînes de régulation, actuellement généralisées, utilisent ce principe. Parallèlement des études sont entreprises sur calculateur afin de suivre en temps réel les réactions physico-chimiques mises en jeu ; ces études en sont souvent au stade expérimental. Quant aux auxiliaires des fours, ils peuvent être communs à plusieurs fours ; une communication [5] cite une méthode de planification en vue d'utiliser automatiquement ces auxiliaires de manière optimale ; les auteurs suggèrent l'utilisation de calculateurs numériques.

En ce qui concerne les convertisseurs BESSEMER THOMAS, des travaux sont menés en vue d'obtenir une description mathématique des phénomènes mis en jeu ; les aciéristes cherchent à déterminer avec le maximum de précision l'instant optimal où le convertisseur doit être basculé ; un des écueils réside dans la nécessité de procéder à certaines mesures vérificatrices sur le lit de fusion.

Quant aux aciéries à l'oxygène, les expérimentations ont pour but le réglage du soufflage d'oxygène et la détermination du moment où ce soufflage doit être arrêté.

Il est à noter que dans ce domaine des calculateurs numériques sont employés en particulier en U.R.S.S. [6], aux Etats-Unis et en Grande-Bretagne.

Abordons maintenant les techniques de laminage ; les unités de production, devenant de plus en plus puissantes, exigent, en vue de la meilleure utilisation des capitaux investis, un degré d'automatisation de plus en plus élevé ; six communications au congrès de Bâle traitent de ces problèmes, montrant l'ampleur des travaux en cours et une conférence en fait la synthèse [7].

Si beaucoup d'applications utilisent des calculateurs numériques, ces derniers sont souvent « off line », c'est-à-dire non connectés au processus : ils fournissent aux opérateurs tous renseignements nécessaires pour gérer au mieux les stocks de matières premières et de produits finis ; ils permettent de déterminer le planning des fabrications en fonction des commandes en carnet, des délais de livraison, de la disponibilité des machines.

Cependant certains calculateurs sont « on line » c'est-à-dire qu'ils agissent directement sur le processus ; il faut souligner dans ce dernier cas que l'utilisation du calculateur est tout à fait différente de celle d'un calculateur de gestion que l'on arrête la nuit et en fin de semaine. En effet, un haut fourneau, un laminoir, fonctionnent 24 heures sur 24 et le calculateur devrait avoir une fiabilité suffisante pour que le laminoir, ne soit pas paralysé fréquemment par une panne du dispositif de commande.

Une communication [8] traite du fonctionnement d'un train finisseur à chaud pour bandes ; ce train possède six cages et est alimenté par un autre train réversible dégrossisseur. Le train finisseur est commandé par un calculateur numérique ; très schématiquement les opérations sont les suivantes :

Lorsque se produit le dernier passage du train dégrossisseur, le calculateur est averti par fermeture d'un contact et lit les caractéristiques de la bande à laminer, que l'opérateur affiche manuellement ; avec ces données, le calculateur fait une première évaluation pour obtenir les écartements respectifs des cylindres des six cages ; ces écartements sont envoyés, par l'intermédiaire de convertisseurs numériques-analogiques, aux points de consigne des chaînes de régulation commandant les serrages des vis qui règlent dans chaque cage l'écartement des cylindres ; aussitôt ces derniers commencent à se positionner.

Quand la bande aborde le train finisseur, des capteurs lisent sa température, son épaisseur, et le calculateur est à même d'évaluer avec plus de précision les points de consigne d'écartement, qui sont à nouveau envoyés vers les six cages. Enfin quand la bande entre dans le train, les régulations individuelles des cages sont mises en action à partir de la mesure de l'épaisseur de la bande sortant de la cage.

Evidemment, en sus du programme enregistré, le calculateur doit posséder les tables de caractéristiques

des différents matériaux à laminier, et doit tenir compte des paramètres et contraintes de l'installation.

Une autre communication [4] décrit une installation similaire ; mais l'automatisation dans cette usine a été conçue à grande échelle. Plusieurs calculateurs numériques sont utilisés ; leurs fonctions sont hiérarchisées de la manière suivante :

Tout en haut de la pyramide (3^e étage) un calculateur est avisé des commandes des clients ; il en fait un planning avancé en fonction de la nature des commandes et des délais, et ventile les commandes entre les deux parties de l'usine, aciérie et métallurgie, contrôlées chacune par un ordinateur numérique (2^e étage de la pyramide) ; ces calculateurs reprennent les commandes des clients et décident quand et comment elles doivent être exécutées ; ces prévisions se caractérisent par l'établissement de rubans perforés servant de programme aux calculateurs à l'étage inférieur de la pyramide (1^{er} étage) ; à ce premier étage figure pour l'instant un ordinateur contrôlant un laminoir ; l'application ressemble à celle décrite plus haut.

Cette communication fort intéressante montre que, plus peut-être que de l'automatisation du fonctionnement des machines, la sidérurgie a besoin d'automatiser la gestion, afin d'employer les moyens de manière optimale tant pour la satisfaction de la clientèle en ce qui concerne les coûts, les délais et la qualité des produits, que pour la rentabilité des investissements.

4. Production et transport de l'électricité

Une quinzaine de communications et une remarquable conférence de synthèse attestent l'importance et le rôle pilote que tiennent les Sociétés productrices et distributrices d'énergie électrique dans le domaine de l'automatisation.

Ces sociétés sont en effet tenues, pour satisfaire la clientèle, à travailler dans le but d'obtenir :

- une continuité de service toujours meilleure,
- la minimisation des variations de tension,
- la minimisation des variations de fréquence,
- la réduction du coût de l'énergie fournie.

Les techniques de l'automatisation se sont imposées peu à peu en permettant :

— le découplage rapide et sélectif des lignes de transport sur lesquelles se produisent des défauts, et le recouplage sur le réseau une fois les défauts éliminés ; les techniques utilisées emploient depuis les relais à maximum d'intensité jusqu'aux systèmes plus élaborés comportant des protections à distance, par mesure de l'impédance apparente de la ligne, vue d'une extrémité.

Ces différents systèmes permettent l'élimination des défauts fugitifs sur les lignes en des temps de l'ordre du dixième de seconde.

— l'amélioration de la stabilité du réseau en régime transitoire ; en effet l'élimination rapide de défauts ne

laisse pas le temps aux groupes générateurs perturbés de se désynchroniser par rapport au réseau ; ce problème est particulièrement important lorsque le réseau est géographiquement étendu [9] ; l'étude du comportement du réseau pendant les régimes transitoires a été abordée par GLAVITSCH [10] ; encore faut-il, pour que la resynchronisation soit correcte, que les régulations de vitesse des groupes perturbés limitent les accélérations pendant la durée de la coupure.

La stabilité du réseau exige l'égalité de l'offre et de la demande d'énergie active et réactive ; l'adaptation de l'offre à la demande d'énergie active est faite en constatant que la fréquence du réseau baisse lorsque la demande augmente ; les régulateurs de vitesse des groupes générateurs corrigent cette baisse en augmentant la puissance (par action sur la soupape d'admission de vapeur, pour un groupe thermique, ou sur la soupape d'admission d'eau, pour une turbine hydraulique) ; l'adaptation de l'offre à la demande d'énergie réactive est faite en examinant son incidence sur la tension ; l'accroissement de la tension à la sortie d'un alternateur s'opère par accroissement du courant d'excitation de l'inducteur.

Ces régulations font l'objet de boucles automatiques locales, qui absorbent les variations aléatoires de puissance, mais jusqu'ici en général les points de consigne de ces chaînes de régulation étaient affichés manuellement ; c'était le cas en particulier des puissances réactives.

De nombreuses études ont été menées afin d'améliorer les régulations fréquence-puissance des groupes générateurs ; en ce qui concerne les groupes hydrauliques ces études prennent en compte les caractéristiques statiques et dynamiques de l'installation [11], montrent l'importance de certaines non-linéarités de régulation [12], ou évaluent, grâce à des calculateurs numériques, les caractéristiques optimales de tels régulateurs [13] ; en ce qui concerne les groupes thermiques, on emploie de plus en plus des régulateurs électro-hydrauliques [14] qui par leur rapidité permettent en cas de déclenchement de la pleine charge de limiter la survitesse à 106 % de la vitesse nominale ; l'étude des comportements en régime transitoire fait l'objet d'une communication [15].

Les centrales thermiques possèdent des automatismes pour le contrôle de chauffe ; ces automatismes concernent essentiellement :

- le contrôle de la puissance thermique de la chaudière,
- le contrôle du combustible,
- le contrôle des températures de vapeur,
- le contrôle éventuel du niveau d'eau au ballon de la chaudière.

Ces régulations forment généralement des boucles séparées ; mais la complication du système et le désir d'améliorer les performances en régime transitoire et pendant les changements d'allure ont poussé les exploitants à installer des calculateurs numériques.

Ces calculateurs sont occupés à surveiller l'installation en prélevant des mesures ou des signaux tout ou rien, à commander les points de consigne des chaînes

de régulation, à effectuer le démarrage et l'arrêt séquentiels de manière automatique.

D'après Monsieur FAVEZ, de l'E.D.F. [16], les avantages tirés de l'utilisation de calculateurs numériques seraient :

- l'amélioration du rendement de l'installation (de l'ordre du pourcent),
- l'accroissement de la souplesse d'exploitation,
- l'augmentation des facteurs d'utilisation des matériels, grâce à la diminution des risques d'accidents dus à de fausses manœuvres,
- la réduction du personnel de conduite,
- l'économie des investissements grâce à une nouvelle conception de l'équipement des centrales.

Le contrôle de chauffe a fait l'objet de deux communications ; dans l'une [17] est soulevé le problème du réglage optimal de l'admission d'air, et dans l'autre [18] un exposé est fait sur l'utilisation de l'analyse harmonique pour prédéterminer le fonctionnement d'un surchauffeur.

L'automatisation des centrales nucléaires offre des problèmes toujours nouveaux ; ainsi dans un réacteur à eau bouillante, la vaporisation de l'eau dans le réacteur a des incidences sur la stabilité de la régulation [19] ; d'autre part, dans un réacteur à uranium naturel, la manipulation des éléments de combustible nucléaire pendant la marche du réacteur nécessite des équipements complètement automatisés, en raison de la complexité et de la nécessité de protéger le personnel contre les radiations [20].

Revenons au réglage fréquence-puissance ; afin d'adapter l'offre de puissance à la demande, nous avons vu que les points de consigne des chaînes de régulation de puissance des groupes doivent être ajustés ; également les transports d'énergie sur les lignes du réseau doivent être minimisés pour limiter les pertes, tout en laissant produire le maximum d'énergie aux groupes pour lesquels le prix de revient du kWh est le plus bas ; on conçoit la difficulté du problème à résoudre constamment dans les « dispatchings » qui peu à peu s'équipent de calculateurs ; ces derniers peuvent soit informer le « dispatcher » des ordres à donner, soit même, au moyen de télécommandes, agir directement sur les points de consigne des chaînes de régulation de puissance dans les centrales.

Deux communications soulèvent ces questions et font le point des études en cours [21], [22].

L'étude du développement d'un réseau d'interconnexion ne peut être menée sans faire appel à des types de raisonnement nouveaux, tels ceux du ressort de la cybernétique [9].

La richesse des communications traitant au congrès de l'I.F.A.C. et dans la littérature de ces problèmes d'automatisation, montre que l'industrie de génération d'électricité est l'industrie au monde la plus automatisée et qu'elle gardera probablement longtemps cette place.

5. Automatisation réalisée dans l'industrie du ciment

Les industries du ciment et du papier ont été les premières à étudier les avantages d'une automatisation par ordinateur numérique. De nombreuses publications ont fait état de tentatives d'analyses ou processus de fabrication de papier mais il ne semble pas que les réalisations aient jusqu'à présent répondu aux espérances.

Ce sujet n'a pas été abordé à l'I.F.A.C. Par contre un important exposé traite de l'automatisation de l'Usine des Ciments PORTLAND (U.S.A.) réalisée par General Electric. Cette usine comporte une section « carrière », des unités de mélange, dosage et broyage des matières premières, des fours de calcination et le traitement de scories par broyage. Le ordinateur remplit les fonctions suivantes :

- inventaire de la carrière, direction des opérations de forage et de tir,
- détermination des proportions exactes des diverses matières premières en utilisant les données obtenues par analyse chimico-radiographique du mélange sur la chaîne de production,
- commande automatique des fours par utilisation d'un modèle du processus chimico-thermodynamique déterminé analytiquement. Des équations différentielles expriment les flux thermiques associés au matériau calciné et au gaz, les bilans thermiques étant associés à de petites sections du four,
- calcul et enregistrement du rendement de marche,
- scrutation et enregistrement des alarmes.

Le ordinateur réalise en outre la commande en boucle fermée des postes de mélange et de calcination dans le four.

A la suite de cet exposé suivi avec beaucoup d'attention par de nombreux spécialistes, il s'est manifesté une divergence d'opinion entre l'auteur de l'exposé, PHILLIPS (G.E.) et STOUT (TRW). PHILLIPS n'est pas convaincu de l'efficacité de la méthode de scrutation et « data logging. » Il considère que le temps utilisé à cet effet pourrait permettre la réalisation d'une commande complète par ordinateur, soigneusement élaborée au préalable. Cette position, si elle s'avère justifiée, aurait de profondes répercussions sur la signification et le rôle des prises de mesures réalisées actuellement dans les processus industriels.

Conclusion

Nous n'avons pas eu la prétention d'examiner l'ensemble des méthodes théoriques et des applications actuelles de la commande automatique ; nous avons plutôt essayé de dégager certaines tendances et les voies dans lesquelles les recherches sont actuellement entreprises. Le nombre et l'importance des contributions des U.S.A. et de l'U.R.S.S. au dernier congrès de l'I.F.A.C. atteste de la prééminence de ces nations dans ce domaine de recherches ; on doit

cependant regretter le manque de cohérence de ces travaux, une certaine tendance à l'académisme chez les théoriciens, la constatation réitérée dans les exposés d'application que les méthodes et modèles mathématiques ne fournissent qu'une approximation grossière difficile à mettre en œuvre, enfin l'ignorance souvent reconnue de la nature et de la dynamique des processus.

Comment caractériser la contribution française aux efforts de recherche sur la commande automatique ? Les communications présentées par les ingénieurs français ainsi que par les ingénieurs anglais, au deuxième congrès de l'I.F.A.C. échappent aux critiques précédentes, en ce sens que, loin de se situer dans un cadre académique, elles traitent opportunément soit de méthodes théoriques d'un intérêt direct, soit d'applications et d'expériences effectives. Ainsi l'exposé de LOEB [23] apporte une contribution utile à l'analyse des erreurs dans les processus d'identification ; PELEGRIN [24] définit un processus de création de fonctions aléatoires de caractéristiques statistiques données, répondant à un besoin courant dans l'analyse et la simulation des processus industriels. NASLIN RAOULT [25] après avoir écarté un modèle continu de l'opérateur humain placé dans une boucle de commande, ont montré la supériorité d'une représentation par un modèle échantillonné ; GILLE, WEGRZYN et PAQUET [26] présentent sur les oscillations sous-harmoniques dans les systèmes à relais, une discussion de résultats obtenus par les méthodes de HAMEL-TSYPKIN ; P. LEFEVRE [27] traite enfin de l'optimisation des systèmes échantillonnés en présence de bruit. Il est clair que ces travaux sont directement inspirés par des préoccupations d'ingénieurs ; souhaitons que cette filiation reste la règle des chercheurs français dans le domaine théorique. Dans le domaine des applications citons la description par CSECH [28] de l'équipement électronique de commande d'une machine à équilibrer les vilebrequins ; cette communication rendant compte d'une réalisation tangible a suscité un grand intérêt et a été suivie d'une discussion intéressante et fructueuse ; citons aussi l'excellente étude de MONTJEAN [29] sur le chargement automatique des wagons-citernes.

L'intérêt soulevé par ces communications montre que la recherche est bien orientée en France ; souhaitons que les efforts de coordination de l'AFRA et de la section Automatisme de la SFER portent leurs fruits et nous permettent de nous maintenir en bon rang dans ce domaine en constante évolution.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] TRUXAL. — Adaptive Control.
- [2] PUGACHEV. — Statistical Methods in automatic control.
- [3] DE GREGORIO, LITIGIO and SIRONI. — Control for the sintering mixture preparation.
- [4] HERSOM and MASSEY. — Automation in a steel-works with special reference to the use of digital computers for production scheduling and information transmission.
- [5] KOROBKO and SAMOLLENKO. — Dynamic programming of an open-hearth plant.
- [6] LERNER A. YA. — Achievements in the automation of ferrous metallurgy.
- [7] MILLER W.E. — Application of automation and automatic techniques to metal rolling and processing.
- [8] BEADLE R.G. — On line computer of a hot strip finishing mill for steel.
- [9] VEMKOW TSUKERNIK. — Working out a method for the cybernetic control of integrated electric power systems.
- [10] GLAVITSCH. — Digital investigation of multi-machine power systems.
- [11] BOREL. — Control equations for a hydro-electric installation with fixed reference values.
- [12] STEIN. — Optimizing control of water turbine governors considering the non linearity of servomotor speed.
- [13] TSCHUMY. — Exposé d'une méthode d'élaboration de graphique exprimant les conditions de stabilité du réglage d'un groupe hydro-électrique.
- [14] EGGENBERGER TROUTMAN. — An electro-hydraulic control system for reheat turbine.
- [15] EHLING. — Simulator for steam turbines with reheat or automatically controlled extraction.
- [16] FAVEZ. — Applications of automatic techniques in the control and operation of electric utility systems.
- [17] FUJII KANDA. — An optimizing control of boiler efficiency.
- [18] KINDERMANN. — Predetermination of control results for reheaters in steam generators.
- [19] M'PHERSON MUSCETTOLA. — A study of the dynamics of steam voids in boiling water nuclear reactors.
- [20] TURPIN THILLIEZ. — Principes et réalisations de la manutention de combustible d'un réacteur nucléaire.
- [21] RUGE. — On the optimal control of hydro-electric power systems.
- [22] KIRCHMAYER, RINGLEE. — Optimal control of thermal hydro system operation.
- [23] LOEB. — Les erreurs systématiques et aléatoires dans la détermination expérimentale des fonctions de transfert.
- [24] PELEGRIN. — Note sur une fonction aléatoire d'aspect physique.
- [25] NASLIN RAOULT. — Modèles continus et échantillonnés de l'opérateur humain placé dans une boucle de commande.
- [26] GILLE WEGRZYN PAQUETI. — Oscillations sous-harmoniques des asservissements par plus ou moins.
- [27] LEFEVRE. — Nouvelle procédure d'optimisation statique fondée sur la transformation $v = \frac{Z-1}{Z+1}$.
- [28] CSECH. — Une application industrielle d'un calculateur intérieur à un circuit de commande ; l'équipement électronique de commande d'une machine à équilibrer les vilebrequins.
- [29] MONTJEAN. — Une réalisation originale dans une raffinerie de pétrole : le chargement automatique des wagons-citernes.

COMMANDE NUMÉRIQUE DE MACHINES-OUTILS

positionnement point par point et programmations

PAR

R. DAVID et A. BAYOL
Société Alcatel

1. Généralités

1.1. Le « positionnement point par point » consiste à déplacer d'un point P_n à un point P_{n+1} un organe mobile d'une machine outil, soit d'un mouvement linéaire (par exemple un chariot, une table, un montant, etc.), soit d'un mouvement rotatif (par exemple une table en rotation). Les déplacements des divers organes mobiles sont indépendants les uns des autres, et par suite peuvent être simultanés ou non. Les « vitesses de déplacement » peuvent être programmées ou dépendre de l'amplitude du déplacement à effectuer et sont alors en nombre restreint, 3 en général : une vitesse rapide (quelques mètres/minute), une vitesse moyenne, et une vitesse d'approche (quelques 1/10 de mm/mn) lente de façon à ne pas dépasser la cote à atteindre ; les points Δ_1 et Δ_2 de changements de vitesse sont déterminés en fonction de la machine outil en tenant compte de la traînée due au temps de réponse des organes de commande. Si dans bien des cas il peut être toléré pour l'organe mobile un dépassement du point à atteindre, dans le cas d'un déplacement avec enlèvement de matière, la cote à atteindre ne doit pas être dépassée, d'où le choix d'une vitesse d'approche ou de travail suffisamment lente pour que la traînée, lors de l'arrêt, soit inférieure à la précision demandée (cette traînée peut être de l'ordre du micron seulement).

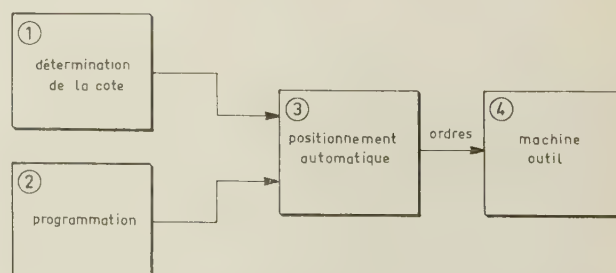
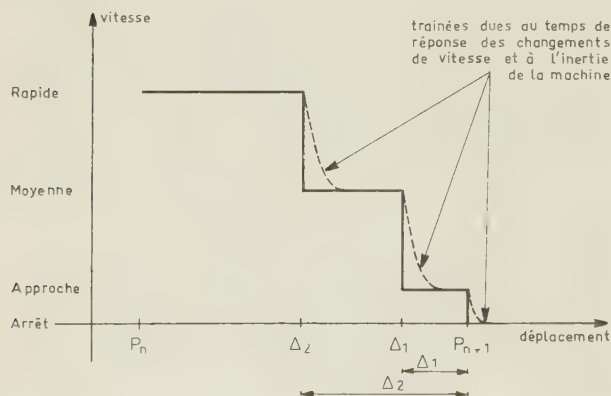
De tels positionnements peuvent équiper des poin-teuses, des aléseuses, des fraiseuses, des tours verti-caux, etc., les machines outils ainsi équipées devant pouvoir recevoir les ordres de commande sous forme de contact de relais (embrayages électriques, etc.).

1.2. Puisque le but est d'aller d'un point à un autre, il est donc nécessaire de repérer avec précision la position instantanée de l'organe mobile au cours de son déplacement : cette opération est dénommée : « *détermination de la cote* ».

Pour effectuer les divers déplacements, il faut éta-blir une « *programmation* » définissant les cotes à atteindre et pouvant être manuelle (par commuta-teurs) ou automatique par tableau à fiches ou par bande perforée.

La combinaison de la détermination de la cote et de la programmation permet d'élaborer les commandes de la machine : la détermination de l'amplitude du déplacement à effectuer, la commande du déplace-ment dans le sens voulu aux vitesses préalablement choisies en fonction de la machine et de l'amplitude du déplacement, et l'arrêt à la position désirée ; cette élaboration des ordres constitue « *le positionnement automatique* » de l'organe mobile.

Ces diverses opérations peuvent se schématiser comme suit :



Nous allons donc étudier les diverses opérations évoquées ci-dessus.

2. Détermination de la cote

2.1. Le procédé permettant de connaître à tout instant la position exacte de l'organe en déplacement constitue la détermination de la cote.

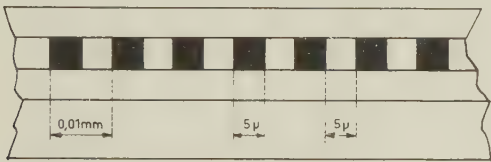
L'élément de base en est le détecteur de position qui permet de déterminer la cote, soit de façon absolue (par un lecteur optique, une règle codée par exemple), soit de façon relative (grâce à une règle à impulsions par exemple).

2.2. LA LECTURE « ABSOLUE » permet de définir sans ambiguïté la position de l'organe avec répétition de la même indication dans le temps, c'est-à-dire qu'à une même position de l'organe mobile correspond toujours la même indication.

2.3. LA LECTURE « RELATIVE » permet de définir sans ambiguïté la position de l'organe par rapport à une origine arbitrairement choisie, c'est-à-dire qu'à une même position de l'organe mobile peuvent correspondre des indications différentes si l'origine a varié. La règle à impulsions en fournit un exemple ; le système Heidenhain adapté à un mouvement linéaire sera décrit ci-après puisque c'est ce procédé qui équipe le matériel dont il est ici question.

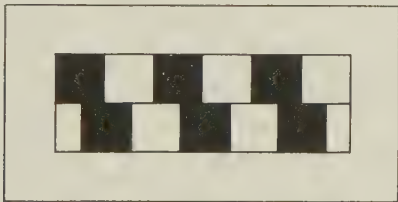
Le détecteur de position se décompose en :

1) Une règle de longueur quelconque, en longueurs de un mètre aboutées l'une à l'autre. Sur cette règle est gravé un réseau de pas 0,01 mm, comprenant un trait noir de 0,005 mm et un trait blanc de 0,005 mm.



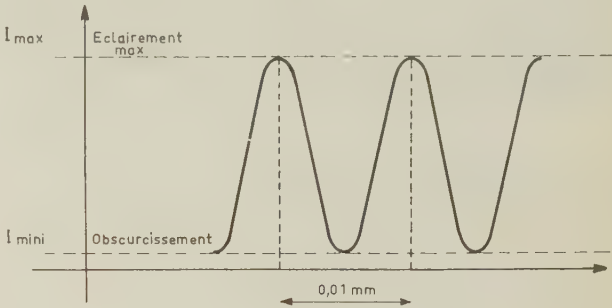
Cette règle est fixée rigidement au bâti de la machine outil.

2) Un lecteur photoélectrique, solidaire de l'organe mobile, se déplaçant devant cette règle. Il comprend une ampoule, deux cellules photo-résistantes lisant chacune une des deux lignes d'un réticule formé de deux réseaux identiques à celui de la règle, décalé l'un par rapport à l'autre de 1/4 de pas, soit 0,0025 mm.



3) Donc lorsque l'organe mobile se déplace, l'éclairement d'une cellule passe alternativement par un maximum et par un minimum : l'éclairement maximal est obtenu lorsque les traits noirs du réticule recouvrent les traits noirs du réseau de la règle, et l'éclairement minimal, ou encore l'obscurcissement, lorsque les traits noirs du réticule recouvrent les

traits blancs du réseau de la règle. Sur toute la longueur de la règle I_{max} ne varie pas plus de $\pm 10 \%$ de sa valeur moyenne.



4) Système de détection de sens

Le déplacement d'un réseau devant la règle donne une impulsion tous les 0,01 mm. Les deux réseaux A et B du réticule sont décalés de 1/4 de pas, soit 2,5 microns (fig. 1).

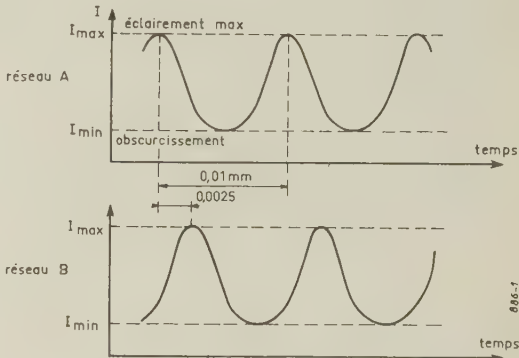


FIG. 1.

Les impulsions sont remises en forme par des « Triggers de Schmitt », les signaux A et B obtenus sont rectangulaires et décalés d'un quart de période (fig. 2). A chaque changement de niveau $t_1 t_2 \dots t_{10}$ des signaux A et B sont relevés les niveaux respectifs du signal A et du signal B.

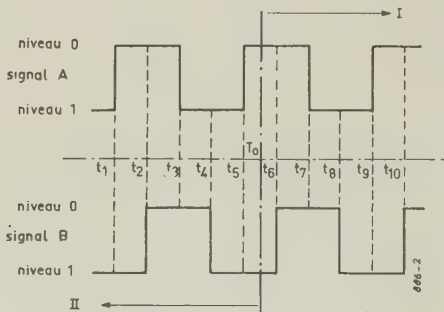


FIG. 2.

La succession des niveaux dépend du sens de lecture, c'est-à-dire du sens de déplacement du réticule devant la règle.

Si T_0 est l'instant de départ, le tableau I (fig. 3) donne la succession des niveaux pour un déplacement de la gauche vers la droite, sens I, et le tableau II (fig. 4) pour un déplacement de la droite vers la gauche, sens II.

TABEAU I

changement d'état	T_0	t_6	t_7	t_8	t_9	t_{10}
signal A	0	0	1	1	0	0
signal B	1	0	0	1	1	0

FIG. 3.

TABEAU II

changement d'état	T_0	t_5	t_4	t_3	t_2	t_1
signal A	0	1	1	0	0	1
signal B	1	1	0	0	1	1

FIG. 4.

Les tableaux I bis et II bis sont obtenus en remplaçant la ligne du signal B, par celle du signal B^{-1} qui est l'état du signal B lors du changement d'état précédant le changement d'état considéré (par exemple si le changement d'état considéré est t_7 , le signal B^{-1} est l'état du signal B en t_6).

TABEAU I bis

changement d'état	T_0	t_6	t_7	t_8	t_9	t_{10}
signal A	0	0	1	1	0	0
signal B_{-1}		1	0	0	1	1

FIG. 5.

TABEAU II bis

changement d'état	T_0	t_5	t_4	t_3	t_2	t_1
signal A	0	1	1	0	0	1
signal B_{-1}		1	1	0	0	1

FIG. 6.

Si, à chaque changement d'état, la somme modulo 2 $S = \text{signal } A + \text{signal } B^{-1}$ est effectuée, S aura une valeur différente dans le cas du tableau I bis ($S = 1$) et dans le cas du tableau II bis ($S = 0$). Donc à $S = 1$ correspond le sens de déplacement I et à $S = 0$ correspond le sens de déplacement II, c'est-à-dire que la connaissance du niveau de S détermine le sens du déplacement.

Pour réaliser la somme modulo 2, S, il est donc nécessaire à chaque changement d'état de garder en mémoire le niveau actuel du signal B pour pouvoir l'utiliser lors du prochain changement d'état. Cette mise en mémoire se fait dans un registre à glissement dont la commande de glissement g est une impulsion positive envoyée à chaque changement d'état $t_1, t_2 \dots t_8$ des signaux A et B. Pour obtenir une impulsion il suffit de dériver les signaux A et B. Seul le passage du niveau 1 au niveau 0 engendre une impulsion positive dans le cas de la figure 7, les impulsions positives

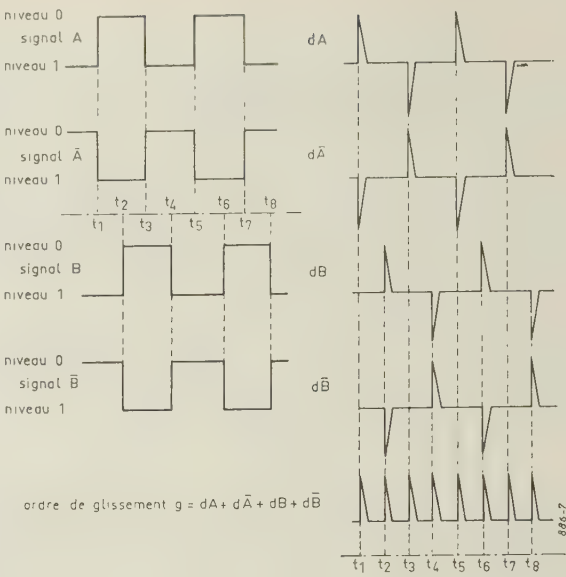


FIG. 7.

seront donc obtenues en t_1, t_2, t_5 et t_6 . Lorsque le signal A passe du niveau 0 au niveau 1, le signal inverse $\bar{A}$ passe du niveau 1 au niveau 0 ; donc en dérivant les signaux $\bar{A}$ et $\bar{B}$, une impulsion positive sera obtenue en t_3, t_4, t_7 et t_8 . La commande de glissement g sera donc obtenue en prenant les impulsions positives engendrées par la dérivation des signaux A, $\bar{A}$, B et $\bar{B}$ ($g = dA + d\bar{A} + dB + d\bar{B}$).

La figure 8 montre comment à partir des signaux A et B, peut s'effectuer la somme modulo 2 $S = A + B^{-1}$, S' étant la valeur inverse de S.

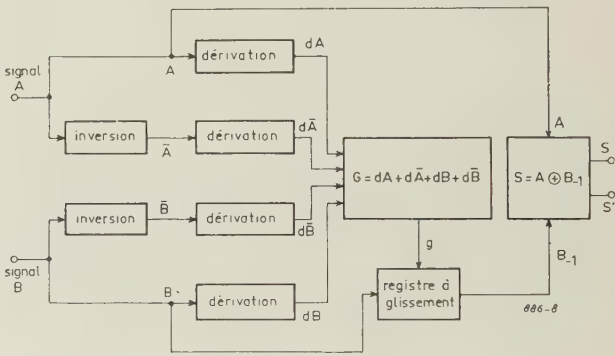


FIG. 8.

Il a été vu que :

- pour le sens de déplacement I : $S = 1$
 $S' = 0$
- pour le sens de déplacement II : $S = 0$
 $S' = 1$

Si pour le compteur-décompteur destiné à comptabiliser les impulsions fournies par la règle, l'ordre de comptage est lié à S et l'ordre de décomptage à S', dans le sens de déplacement I le compteur-décomp-

teur fonctionne en compteur et dans le sens de déplacement II en décompteur.

5). La cadence d'enregistrement des impulsions peut atteindre 100 kHz, ce qui correspond à un déplacement d'un mètre par seconde, et permet de contrôler les avances les plus rapides.

En décodant le nombre d'impulsions comptabilisées il est alors facile de faire apparaître sur des voyants lumineux la position instantanée de l'organe en mouvement.

Pour adapter ce système à un mouvement rotatif, il suffit de remplacer la règle par un disque portant un réseau identique à celui de la règle et fournissant une impulsion tous les 1/10 000 de tour.

6) Ce procédé de comptabilisation peut s'adapter à n'importe quel détecteur de positions fournissant des impulsions.

2.4.

2.4.1. *Les avantages* de ce système relatif par rapport au système absolu résident :

2.4.1.1. dans sa grande simplicité de mise en œuvre mécanique et électrique,

2.4.1.2. dans son adaptation à n'importe quelle machine pour des déplacements de longueur quelconque (même de plusieurs mètres en mouvement linéaire),

2.4.1.3. dans le fait que le repère de position est une règle linéaire fixe, c'est-à-dire que la lecture est indépendante du jeu des vis d'entraînement,

2.4.1.4. dans la liberté du choix de l'origine des déplacements, ce qui permet de faire des positionnements par écart de cote (positionnement utilisé lorsque l'entraxe des trous à percer doit être précis) et de prendre l'origine des cotes au milieu d'une pièce en donnant alors un signe aux abscisses, suivant l'axe du déplacement.

2.4.2. *Les désavantages* de ce système relatif sont :

2.4.2.1. en cas de panne de secteur, la perte de l'indication de la position actuelle ou cote. Deux cas sont alors à considérer :

2.4.2.1.1. il est possible de repérer le « zéro » sur la pièce elle-même ; il suffit donc de ramener l'outil en ce point, de refaire le zéro du compteur de façon à être dans l'état précédent la panne,

2.4.2.1.2. en alimentant les systèmes de comptabilisation des impulsions par une batterie tampon, la cote peut être conservée en dépit des pannes de secteur.

2.4.2.2. *la perte des impulsions*

Les systèmes de comptabilisation sont transistorisés et, par suite, les circuits étant correctement étudiés, la possibilité de panne est réduite au minimum.

Une cause d'erreur dans le comptage des impulsions peut être due aux vibrations de la machine. C'est dans ce but qu'a été réalisé un système dit système anti-vibration.

Système anti-vibration

Une vibration est un déplacement de l'organe mobile alternatif d'avant en arrière autour d'une position moyenne constante. Le compteur décompteur de comptabilisation des impulsions va donc fonctionner alternativement en compteur et en décompteur.

Le signal *A* est comptabilisé lorsque son niveau passe de 1 à 0, et le passage du niveau 0 au niveau 1 n'est pas enregistré.

Plusieurs types de vibration sont à considérer :

a) *vibration 1-2-3* (fig. 9)

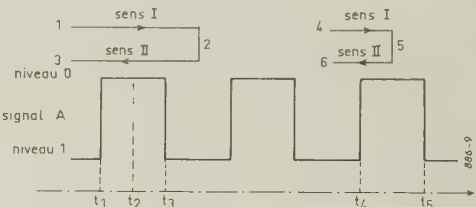


FIG. 9.

— lors de l'aller 1-2, au changement de niveau *t*₁ le compteur enregistre + 1,

— lors du retour 2-3, au changement de niveau *t*₃ le compteur enregistre - 1,

— donc à la fin de la vibration le compteur enregistre la même valeur qu'au début. Mais entre les changements d'état *t*₁ et *t*₃, en *t*₂ par exemple, le compteur enregistre une valeur à l'aller supérieure de + 1 à la valeur du retour.

b) *vibration 4-5-6* (fig. 9)

— lors de l'aller 4-5, au changement de niveau *t*₄ le compteur enregistre + 1,

— lors du retour 5-6, un changement de niveau *t*₅ le compteur ne décompte rien,

— donc à la fin de la vibration le compteur enregistre une valeur supérieure de + 1 à la valeur du début.

Le système anti-vibration a pour but de rendre le compteur-décompteur insensible à de telles vibrations, c'est-à-dire que le compteur doit indiquer la même valeur en un même point que le déplacement ait lieu vers la droite ou vers la gauche.

Pour cela lors du déplacement de la gauche vers la droite, sens I, le signal comptabilisé par le compteur est le signal *A*, et lors du déplacement de la droite vers la gauche, sens II, le signal comptabilisé est le signal *A*.

Vibration 1-2-3 (fig. 10)

— lors de l'aller 1-2 dans le sens I, au changement de niveau *t*₁ du signal *A* le compteur enregistre + 1,

— lors du retour 2-3 dans le sens II, au changement de niveau *t*₃ du signal *A* le compteur n'enregistre rien et au changement de niveau *t*₁ du signal *A* le compteur enregistre - 1,

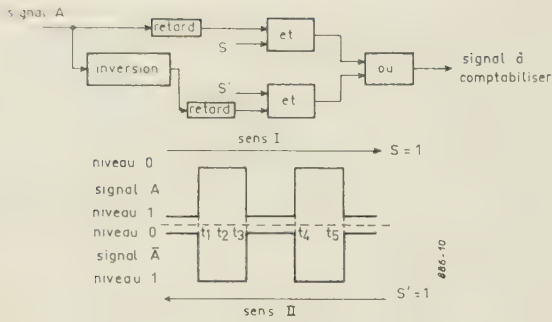


FIG. 10.

— donc à la fin de la vibration le compteur enregistre la même valeur qu’au début et, en t_2 , le compteur enregistre la même valeur dans le sens I que dans le sens II.

Vibration 4-5-6 (fig. 10)

- lors de l’aller 4-5, au changement de niveau t_4 du signal A le compteur enregistre + 1,
- lors du retour 5-6, au changement de niveau t_4 du signal $\bar{A}$ le compteur enregistre - 1,
- donc à la fin de la vibration le compteur enregistre la même valeur qu’au début.

3. Programmation

3.1. L’ensemble des informations devant être données au positionnement en vue de l’élaboration des ordres à envoyer à la machine est fourni par la programmation ; les informations principales sont le choix de la direction du déplacement et la position du point à atteindre.

La programmation du point à atteindre peut s’effectuer suivant deux méthodes :

- soit par « écart de cotes » (à chaque déplacement est programmée l’amplitude du déplacement à partir du point précédent),
- soit par « cote entière » (à chaque déplacement est programmée la cote du point à atteindre rapportée à une origine unique pour une direction donnée).

La première méthode présente l’avantage de réduire les circuits d’élaboration d’ordres, mais il est alors obligatoire de programmer le sens du déplacement et non plus le déterminer comme dans la deuxième méthode, mais elle a pour risque de diminuer la précision lorsqu’il y a plusieurs déplacements à effectuer : en effet, pour un déplacement l’erreur de positionnement étant de 0,01 mm, et cette erreur se reproduisant à chaque déplacement, au bout de dix déplacements, par exemple, l’erreur de positionnement, dans le cas le plus défavorable, sera 10 fois 0,01 mm soit 0,1 mm. C’est pourquoi, en affichant les cotes toujours par rapport à la même origine, ce qui est réalisé par la deuxième méthode, l’erreur de positionnement ne dépasse pas 0,01 mm quel que soit le nombre de déplacement effectué.

3.2. Cette programmation peut être :

- manuelle,
- automatique par tableau à fiches,
- automatique par bande perforée.

3.2.1. LA PROGRAMMATION MANUELLE

L’affichage des deux informations principales se fait :

- pour le choix de la direction du déplacement par un commutateur à autant de positions que de directions équipées sur la machine outil,
- pour la position du point à atteindre par des commutateurs à dix positions (du type Contraves par exemple), en autant d’exemplaires qu’il y a de chiffres dans la cote à programmer et par un commutateur supplémentaire permettant de donner un signe à cette cote.

Dans certains cas il faut prévoir un commutateur permettant de faire le choix entre un positionnement par « écart de cote » ou « cote entière ».

A l’aide de commutateurs ou de boutons poussoirs peuvent être affichées toutes les informations annexes devant être effectuées devant le déplacement considéré.

Il est nécessaire après chaque déplacement d’afficher les informations du mouvement suivant. Certes si le nombre des directions de déplacement n’est pas trop élevé, il est possible d’avoir autant d’affichages que de directions de déplacement, mais malgré tout il faut modifier ces commutateurs après un déplacement.

3.2.2. LA PROGRAMMATION AUTOMATIQUE PAR TABLEAU À FICHES

Le but de cette programmation est de supprimer toute intervention extérieure pendant un cycle d’usinage, c’est-à-dire lors des divers déplacements et positionnements nécessaires à l’usinage d’une pièce. Cette méthode de programmation est utilisée dans le cas de l’usinage d’une série de pièces identiques.

Le commutateur de « choix de la direction du déplacement » est remplacé ici par un tableau de programmation à fiches et l’affichage de la cote du point à atteindre se fait à l’aide de commutateurs à dix positions, comme pour la programmation manuelle.

Ce tableau se présente sous la forme suivante :

		①	②	③	④
M. A/	X				
M. R	X				
M. A/	Y				
M. R	Y				
informations					
annexes					

— il y a autant de lignes que d'informations différentes à fournir au positionnement (choix de la direction et sens du déplacement, vitesse d'avance, etc.),

— il y a autant de colonnes que de séquences d'usinage à effectuer pour une pièce donnée ou un programme donné ; suivant chaque colonne est prévu un affichage de cote du point à atteindre lors de la séquence.

Pour utiliser une telle programmation, il faut qu'à chaque séquence corresponde un déplacement, c'est-à-dire un changement de cote.

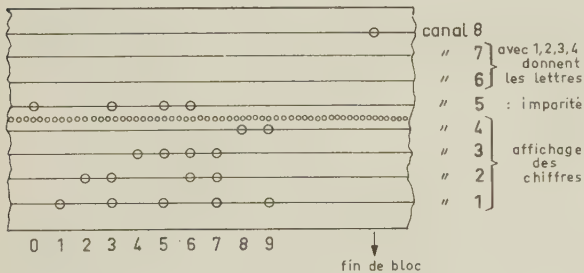
Pour une séquence donnée, une cote se trouve donc affichée sur le commutateur correspondant ; une fiche est enfoncée dans le trou se trouvant à l'intersection de la colonne de la séquence et de la ligne du mouvement choisi et se trouvent enfoncées autant de fiches qu'il est nécessaire pour les opérations annexes devant s'effectuer au cours de la séquence.

Dès qu'une séquence se termine, c'est-à-dire dès que le point programmé est atteint, le positionnement exploite les informations fournies par la séquence suivante, et ainsi de suite jusqu'à la dernière séquence qui termine le cycle d'usinage. Le passage d'une séquence à l'autre peut être soit automatique soit manuel.

Si le cycle doit être de nouveau exécuté, il suffit de recommencer l'exploitation du tableau à la séquence du début de cycle ; il ne faut donc modifier le tableau que lors d'un changement de cycle.

3.2.3. LA PROGRAMMATION AUTOMATIQUE PAR BANDE PERFORÉE

Le but recherché est le même que pour la programmation manuelle automatique. Le support des informations est ici différent. Le tableau de programmation à fiches et l'affichage manuel des cotes sont remplacés par une bande perforée standard à huit canaux se présentant sous la forme suivante.



Toutes les informations sont enregistrées à l'aide d'un code binaire type EIA standard.

Pour une séquence donnée, seront enregistrés sur la bande :

- une lettre indiquant un début de séquence,
- le numéro de la séquence en cours,
- une lettre indiquant à quelle direction de déplacement vont s'adresser les informations suivantes,
- une lettre désignant le sens du déplacement,
- une lettre indiquant si le déplacement va se faire par « écart de cote » ou « cote entière »,

— une lettre ouvrant les mémoires d'affichage de la cote,

— une lettre indiquant le signe de la cote,

— les chiffres de la cote avec un chiffre par colonne en commençant par le chiffre de plus haut poids,

— une lettre indiquant la fermeture des mémoires,

— une lettre indiquant la première opération annexe,

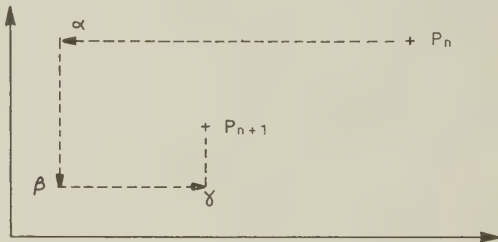
— une lettre indiquant la deuxième opération annexe,

— une lettre ordonnant la mise en route du positionnement,

— un ordre d'arrêt du lecteur.

Le lecteur se remettra en route lorsque la séquence venant d'être lue sera achevée ; cette remise en route pouvant être manuelle ou automatique.

L'ordre de fin de séquence ne sera donné que lorsque le point P_{n+1} sera atteint. En effet, afin de minimiser les erreurs (en particulier dans le cas de détecteurs de position, rotatifs) on s'impose parfois d'atteindre le point de positionnement toujours dans le même sens. Par suite lors de certains déplacements, il faut parfois effectuer plusieurs déplacements pour aller d'un point P_n à un point P_{n+1} , par exemple dans la figure ci-contre il faut passer par les points intermédiaires α , β et γ avant d'atteindre P_{n+1} .



3.3. La bande perforée présente de nombreux avantages sur le tableau de programmation.

3.3.1. Un tableau de programmation est limité quant à son nombre de colonnes, c'est-à-dire de séquences pour des raisons d'encombrement et de prix. Or, une bande perforée peut avoir une longueur quelconque ; l'ensemble de programmation est très compact et indépendant du nombre de séquences.

3.3.2. La mise en mémoire d'un cycle est permanente sur une bande perforée, alors que pour un tableau de programmation, lors d'un changement de cycle, il faut modifier la place des fiches ce qui peut prendre beaucoup de temps et entraîner des erreurs. Certes il est maintenant prévu des caches destinés à être fixés sur le tableau et ne comportant des trous que là où il doit y avoir des fiches. Mais de tels caches sont bien moins faciles à conserver que des bandes perforées.

3.3.3. Une bande perforée présente plus de souplesse d'emploi, car si, au cours d'un usinage, il apparaît qu'il faut rajouter une séquence il suffit d'insérer un bout de bande. Certes si la seule modification de la

séquence est une modification de la cote à atteindre, la programmation par tableau à fiches est plus avantageuse.

3.3.4. Il est facile de vérifier que la bande perforée est conforme en la relisant à l'aide d'une machine qui décode sur une feuille les informations enregistrées sur la bande ; il suffit alors de comparer cette feuille à la feuille ayant servi à établir le programme.

4. Positionnement automatique

4.1. Le positionnement automatique élabore les ordres à envoyer à la machine à partir des informations fournies par la détermination de la cote et la programmation. Le positionnement doit donc pouvoir s'adapter à tous les systèmes de programmation et élaborer les ordres dans le cas le plus complet, avec possibilité de fonctionner dans des cas plus simples, tels que positionnement par « écart de cote » et affichage du sens de déplacement.

Les ordres dépendent essentiellement de l'amplitude du déplacement à effectuer, les vitesses de déplacement s'en déduisant automatiquement, ainsi que le sens de déplacement (lorsqu'il n'est pas programmé) et l'arrêt de l'organe en mouvement au point désiré.

4.2. DÉTERMINATION DE L'ÉCART DE COTE (fig. 11)

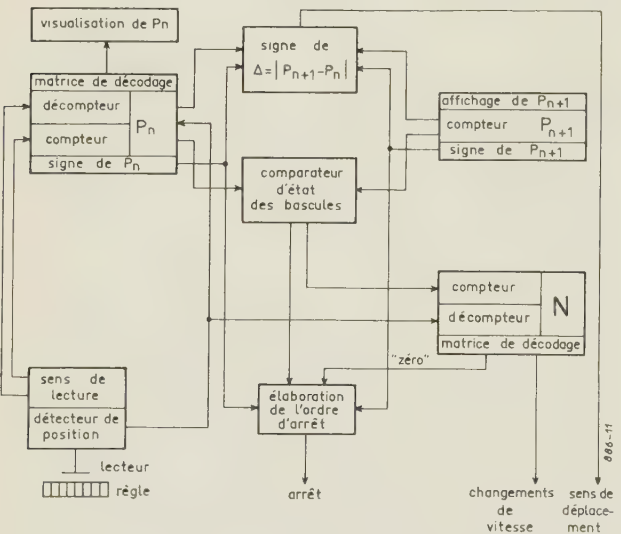


FIG. 11.

La première opération à effectuer est le calcul de l'écart de cote, c'est-à-dire de l'amplitude du déplacement (cette opération n'est nécessaire que dans le cas du positionnement par « cote entière »).

La cote du point P_n est lue à l'aide du détecteur de position et enregistrée dans un compteur-décompteur. La cote à atteindre P_{n+1} est programmée et mise en mémoire dans un compteur. L'amplitude du déplacement est la différence entre la cote P_{n+1} et la cote P_n : soit N le nombre de centièmes de mm contenus dans cette différence. Pour que le compteur P_n enregistre un nombre égal à P_{n+1} , il faut donc lui envoyer N impulsions ; si ces impulsions sont enregistrées en parallèle dans un autre compteur-décompteur mis au préalable

à « 0 », l'amplitude du déplacement sera mise en mémoire permettant de faire tous les calculs nécessaires au positionnement de l'organe mobile.

Dans la phase de détermination de l'écart de cote, le compteur-décompteur d'écart de cote N a enregistré les N impulsions en tant que compteur, par exemple. Lors du déplacement de l'organe, ce compteur-décompteur N fonctionne en tant que décompteur et est mis en liaison avec le détecteur de position qui envoie une impulsion chaque fois que l'organe s'est déplacé de 0,01 mm. Donc à tout instant le compteur-décompteur N donne l'écart entre la cote actuelle de l'organe et la cote à atteindre et, lorsque l'organe aura atteint le point P_{n+1} programmé, le compteur-décompteur N aura décompté N impulsions et par suite aura repris la valeur « 0 ».

Dans le cas du positionnement par « écart de cote » le nombre programmé, représentant l'écart de cote, doit être enregistré par le compteur-décompteur N .

4.3. DÉTERMINATION DES VITESSES DE DÉPLACEMENT

Dans les généralités, il a été vu que les vitesses de déplacement dépendent de l'amplitude du déplacement à effectuer : le changement de vitesse a lieu lorsque l'écart entre la cote actuelle de l'organe en mouvement et la cote du point à atteindre a une valeur Δ déterminée à l'avance et programmée (soit par une bande perforée, soit par des commutateurs).

Dans les § 4.2, il a été vu que le compteur-décompteur d'écart de cote N donne à tout instant l'écart Δ . En décodant constamment l'état de ce compteur-décompteur N , il est facile lors du passage à Δ de commander automatiquement le changement de vitesse correspondant et cela autant de fois qu'il est nécessaire.

Cette fonction peut être supprimée, dans le cas d'un positionnement par « cote entière », si les points de changement sont enregistrés sur la bande perforée.

Remarque : ce principe peut être appliqué pour toutes opérations devant être effectuées par la machine en des points bien définis par rapport au point à atteindre.

4.4. DÉTERMINATION DU SENS DE DÉPLACEMENT

Suivant chaque direction de déplacement, la machine a deux sens de déplacement qui peuvent être appelés « Marche Avant » et « Marche Arrière ». Suivant la position du point P_{n+1} par rapport au point P_n , le déplacement aura lieu soit en marche avant, soit en marche arrière.

Pour déterminer le sens du déplacement, il faut savoir si la cote du point P_n est supérieure ou inférieure à celle du point P_{n+1} suivant l'axe de déplacement. Comme les cotes sont représentées par des nombres algébriques, il faut donc d'une part comparer les valeurs absolues des deux cotes et d'autre part leur signe : il suffit de faire la différence algébrique des deux cotes, c'est-à-dire déterminer l'écart de cote (ou l'amplitude de déplacement) avec un signe positif ou négatif. En liant ce signe au sens de marche de l'organe, le sens de déplacement est alors bien

connu : par exemple la marche avant correspond au signe positif et la marche arrière au signe négatif.

Cette fonction peut également être supprimée dans le cas d'une programmation par bande perforée et n'existe pas dans le cas d'un positionnement par « écart de cote » où l'affichage du sens de déplacement est obligatoire.

4.5. DÉTERMINATION DE L'ARRÊT

L'ordre d'arrêt doit être envoyé lorsque la cote lue de l'organe en mouvement est identique à la cote programmée. Il faut donc que certaines conditions soient vérifiées :

4.5.1. la cote lue doit être identique en valeur absolue à la cote programmée,

4.5.2. les signes de la cote lue et de la cote programmée doivent être identiques,

4.5.3. le compteur-décompteur d'écart de cote N doit avoir repris sa valeur « 0 ».

Dans le cas d'un positionnement par « écart de cote », les conditions 4.5.1 et 4.5.2 ne peuvent être vérifiées et par suite n'interviennent plus dans la détermination de l'ordre d'arrêt.

4.6. Le positionnement par « calcul de l'écart de cote », qui vient d'être décrit ci-dessus, est nécessaire lorsque le point P_{n+1} programmé doit être atteint sans dépassement (l'outil enlevant de la matière par exemple). Si le dépassement est toléré, le positionnement peut-être simplifié.

Il suffit en effet de faire déplacer l'organe en mouvement à grande vitesse dans le sens voulu ; lorsque la cote lue de l'organe en mouvement est identique en grandeur et en signe à la cote programmée, un ordre

de retour en arrière à vitesse lente est envoyé à l'organe, de façon à compenser le dépassement ; l'arrêt est alors ordonné au moment de l'égalité entre la cote lue et la cote programmée.

4.7. Les ordres sont envoyés vers la machine outil sous forme de contacts de relais. Par suite les machines outils doivent être équipées soit d'embrayages électriques, soit d'électro-vannes, etc., c'est-à-dire doivent être conçues pour être équipées de positionnements point par point, ou du moins adaptées à des tels positionnements.

5. Réalisation pratique

En s'appuyant sur les principes décrits ci-dessus, Alcatel a réalisé un matériel permettant de résoudre le cas le plus complet : lecture de la position de l'organe mobile en utilisant un détecteur de position HEINDENHAIN pour des déplacements de dix mètres avec affichage du signe pour la cote, détermination automatique du sens de déplacement et commande automatique de l'approche par trois échelons de vitesse, possibilité de fonctionnement par cote entière ou écart de cote.

Avec un tel matériel les résultats obtenus sont les suivants :

- positionnement à 0,01 mm près,
- fidélité du positionnement : de l'ordre de 2 microns mesurés au comparateur (cette mesure consiste à partir d'une position et à revenir en ce point toujours dans le même sens).

Ce matériel est destiné à équiper une aléseuse-fraiseuse AMB 161 de l'Usine de Graffenstaden.

THÉORIE ET UTILISATION DES MOTEURS “ PAS-A-PAS ”

PAR

J. JACQUIN

*Ingénieur civil des Mines
Directeur technique de S.F.M.I.*

avec la collaboration de

A. P. MORREALE

I.M.C. Magnetics Corp.

Introduction.

La mise au point des moteurs pas-à-pas et des systèmes à impulsions qui leur sont associés a engendré un intérêt considérable dans les bureaux d'études d'aujourd'hui. En l'absence de littérature théorique ou pratique sur ce sujet, nous avons essayé de faire ressortir dans cet article les points importants de cette technique déjà ancienne, mais qui a dû son essor récent à la possibilité de réaliser des moteurs à très hautes performances dans des dimensions très réduites, en particulier dans les tailles 05, 08, 11. Par ailleurs, le développement des commutateurs transistorisés à hautes vitesses a permis d'utiliser pleinement les capacités de ces moteurs, susceptibles par eux-mêmes d'admettre dans certains cas jusqu'à 4000 impulsions par seconde pour des pas de 15°.

Définitions

1. RÉPONSE MAXIMALE

Le nombre maximal d'impulsions par seconde qui peuvent être appliquées à un moteur pas-à-pas d'une manière aléatoire (sens direct ou sens inverse) et qui se traduiront par des pas synchronisés.

2. SURVITESSE

La zone d'utilisation à haute vitesse où le moteur pas-à-pas reste en synchronisme avec la commande, soit dans le sens direct, soit dans le sens inverse, mais unidirectionnellement. Le moteur ne peut ni s'arrêter, ni démarrer, ni changer de sens de rotation pour une fréquence d'impulsions comprise dans cette zone.

Pour atteindre la zone de survitesse, la fréquence des impulsions doit être accélérée progressivement mais dans un temps extrêmement court cependant, depuis un point situé en dessous de la réponse maximale. En cas de perte de synchronisme dans cette zone (par exemple sous l'effet d'un freinage excessif), le moteur pas-à-pas s'arrêtera et ne se remettra en rotation que lorsque la fréquence d'impulsions sera réduite en dessous de la réponse maximale.

3. ANGLE DE PUISSANCE

L'angle de retard du rotor lorsqu'il est chargé, par rapport à l'axe du champ magnétique.

4. COUPLE MAXIMAL DYNAMIQUE

Le couple maximal qui peut être recueilli sur l'arbre lorsque les enroulements sont excités l'un après l'autre. Ce couple est obtenu pour des fréquences de l'ordre de 5 par seconde.

5. COUPLE A L'ARRÊT

Le couple maximal qu'un moteur peut fournir ou maintenir lorsque les enroulements sont excités d'une façon statique. Ce couple est obtenu pour un déplacement angulaire de 90° par rapport à la position où le couple est nul. Le couple maximal ne peut jamais être fourni en fonctionnement dynamique.

Généralités

Un moteur pas-à-pas est un appareil qui, lorsqu'il est alimenté par une tension continue d'une manière programmée, tourne d'un angle donné. Son déplacement angulaire est soit de sens direct, soit de sens inverse et est déterminé par l'ordre dans lequel les enroulements sont excités.

Il y a deux types de base de moteurs pas-à-pas. Les premiers fonctionnent par la réaction entre un champ électro-magnétique et un aimant permanent. Ce type est désigné sous le nom de *moteur pas-à-pas à aimant permanent* (A.P.). Les seconds fonctionnent par la réaction entre un champ électro-magnétique et un rotor en fer doux. Ils sont désignés sous le nom de *moteurs pas-à-pas à réluctance variable* (R.V.).

Un moteur pas-à-pas peut être comparé à une série d'enroulements disposés en cercle qui, lorsqu'ils sont excités successivement, réagissent sur un noyau de fer doux ou un aimant permanent, en les faisant tourner d'un angle ψ (voir fig. 1).

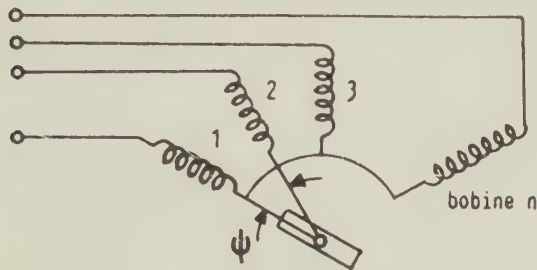


FIG. 1

Le couple, ou la réaction, n'ont pas une valeur constante pendant le déplacement ψ . Cependant la variation du couple entre le point 1 et le point 2 sera répétée du point 2 au point 3.

L'angle d'avancement est fixé par construction, mais ne peut être supérieur à $\frac{2\pi}{n}$ si on veut conserver les caractéristiques directionnelles et un mouvement uniforme. Il est possible, si la taille le permet, d'obtenir des pas de valeur $\frac{2\pi}{n}$ pour $n \geq 3$.

L'utilisation d'un grand nombre de bobines a certains désavantages cependant, étant donné qu'une faible partie du cuivre est utilisée par chacune, ce qui se traduit par un plus grand moteur pour obtenir le même couple. Il y a cependant plusieurs méthodes pour réduire l'angle d'avancement sans tomber dans cet inconvénient. Nous les examinerons plus loin.

Lorsqu'on passe d'une bobine à l'autre : 1, 2, 3, ..., n, 1, 2, ..., on obtient un mouvement non linéaire de $\frac{2\pi}{n}$ radians à chaque fois. L'arbre tournera à la vitesse

de $Nm = 60 \frac{f}{n}$ (f = fréquence des impulsions ; n = phases ; Nm = vitesse moyenne tr/mn).

La vitesse moyenne sera en synchronisme avec le taux d'impulsions. Le déplacement angulaire sera de x radians par commutation. Cela fournit une conversion de données numériques en position analogique. La corrélation absolue entre impulsions et mouvement angulaire est la caractéristique la plus importante des moteurs pas-à-pas.

La commutation à haute vitesse rendue possible par les semiconducteurs a accéléré le développement

des moteurs pas-à-pas. Le courant continu peut maintenant être converti directement en mouvement angulaire précis, en synchronisme avec les ordres donnés. Cela est représenté schématiquement ci-dessous. Chaque impulsion se traduit par une rotation de ψ^0 , soit dans le sens direct, soit dans le sens inverse.

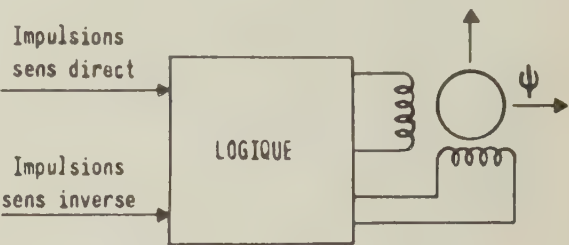


FIG. 2

Les moteurs pas-à-pas ont beaucoup d'avantages sur les systèmes linéaires. Ils offrent :

1. une réponse très rapide (temps de réponse jusqu'à 1 ms) ;
2. insensibilité aux vibrations linéaires et aux chocs ;
3. longue durée de vie (jusqu'à un milliard de cycles) ;
4. positionnement précis ;
5. insensibilité aux variations du voltage et de l'amplitude des impulsions.

La versatilité de ces moteurs est aussi très importante. Ils peuvent être utilisés comme :

1. moteurs à fréquence variable (élimine le variateur de vitesse) ;
2. moteurs à courant continu sans balais ;
3. servo-moteurs en circuit ouvert pour éliminer le feed-back ;
4. moteurs à entraînement digital ;
5. moteurs synchrones ;
6. compteurs d'impulsions (intégrateur) ;

Le moteur pas-à-pas, quand il est entraîné au maximum de ses possibilités, est considéré comme étant dans son état synchrone.

Le moteur pas-à-pas a une caractéristique supplémentaire, en dehors de son état synchrone ou réversible, qui est sa possibilité de rotation dans la zone de survitesse. Dans ces conditions, le synchronisme unidirectionnel est toujours possible. Le rotor suivra le champ d'impulsion exactement comme un moteur synchrone. Cette propriété est utilisée pour étendre la zone d'opération du moteur pas-à-pas dans les cas où de hautes vitesses de rotation sont désirées plutôt qu'un synchronisme réversible. Dans la zone de survitesse, le moteur reste en synchronisme (unidirectionnellement), mais ne peut ni s'arrêter, ni partir, ni changer de sens de rotation. Lorsqu'on désire un arrêt précis du moteur, le taux d'impulsions doit être d'abord réduit à une valeur inférieure à la réponse maximale.

Fonctionnement

Examinons ce qui se passe dans le cas d'un moteur pas-à-pas alimenté à raison d'une impulsion par seconde, et non chargé. Le rotor se déplace de la position 1 à la position 2 comme indiqué ci-dessous :

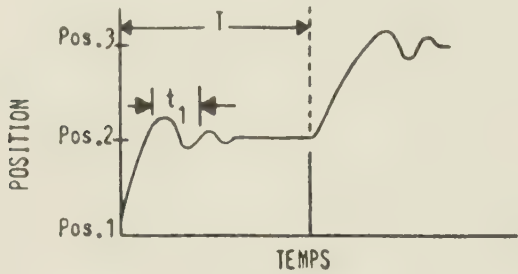


FIG. 3

La vitesse avec laquelle le rotor tourne est déterminée par : $C = I\Gamma$

avec $C_{couple} = C_{max} \sin \psi$

I = Inertie des parties tournantes

Γ = Accélération angulaire.

Cela se traduit par une série d'oscillations, amorties soit par l'aimant permanent (A.P.), soit par les courants induits dans le rotor (R.V.). Lorsque la fréquence des impulsions est augmentée, la période τ devient plus courte. Lorsque cette période devient de l'ordre de grandeur de celle des oscillations t_1 , la réponse maximale est atteinte.

Une élévation supplémentaire de la fréquence résulte en survitesse comme indiqué ci-dessous.

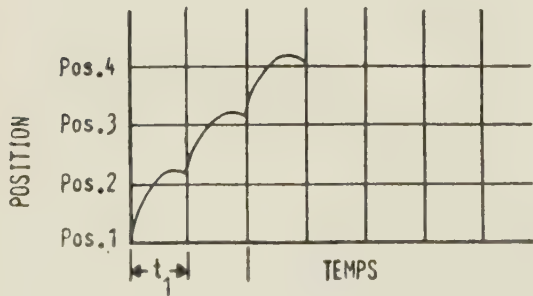


FIG. 4

Une réduction de l'entrefer tend à accroître le couple à l'arrêt, mais se traduit aussi par une réduction du taux maximal d'impulsions. Cela se produit à cause de l'amortissement excessif du rotor. Les couples de friction ont évidemment le même effet. Les charges d'inertie qui augmentent la période d'oscillation réduisent d'autant le taux maximal d'impulsions, et créent par ailleurs des conditions de résonance à diverses vitesses.

Alimentation des moteurs pas-à-pas

Considérons un moteur pas-à-pas 2 pôles, à aimant permanent. L'angle d'avancement de base de ce moteur biphasé est de 90°, mais des angles de 45°, 180° et 360° peuvent aussi être obtenus en jouant sur la commutation et en introduisant des multiplicateurs d'impulsions : par exemple une impulsion qui se traduit normalement par un déplacement de 90° peut être multipliée par 4 pour donner un déplacement de 360°. Le moteur dans tous les cas reste un moteur du type 90°. Pour ce moteur nous développons ci-dessous quatre schémas d'excitation différents.

	bobine excitée	Position	Déplacement
EXCITATION A Commutation des seules bornes +	V_{1-2} et V_{4-5}	<i>b</i>	—
	V_{3-2} et V_{4-5}	<i>d</i>	90° d
	V_{3-2} et V_{6-5}	<i>f</i>	90° d
	V_{1-2} et V_{6-5}	<i>h</i>	90° d
EXCITATION B Commutation des bornes + et -	V_{1-3}	<i>a</i>	—
	V_{4-6}	<i>c</i>	90° d
	V_{3-1}	<i>e</i>	90° d
	V_{6-4}	<i>g</i>	90° d
EXCITATION C Excitation d'une bobine, puis 2 en parallèle	V_{1-2}	<i>a</i>	—
	V_{1-2} et V_{4-5}	<i>b</i>	45° d
	V_{4-5}	<i>c</i>	45° d
	V_{4-5} et V_{3-2}	<i>d</i>	45° d
	V_{3-2}	<i>e</i>	45° d
EXCITATION D Bobines en série	$V(1-4)$ (3,6 connec.)	<i>h</i>	—
	$V(1-6)$ (3,4 connec.)	<i>b</i>	90° d
	$V(4-1)$ (3,6 connec.)	<i>d</i>	90° d
	$V(6-1)$ (3,4 connec.)	<i>f</i>	90° d

d = sens direct.

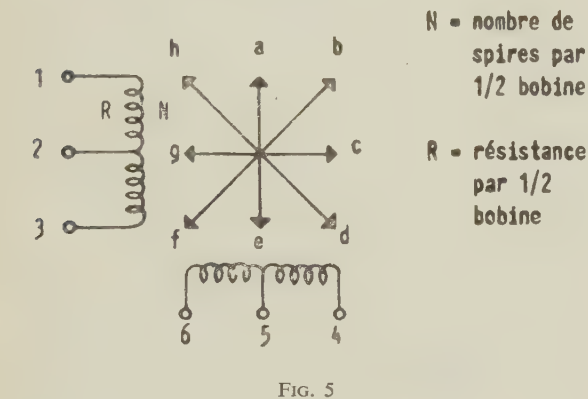
Il y a plusieurs techniques d'excitation qui peuvent produire des angles de rotation donnés et apparaître équivalentes. En réalité, leur rendement peut varier dans un rapport de 1 à 4.

RENDEMENT DE LA TRANSFORMATION DU COURANT EN CHAMP ÉLECTRO-MAGNÉTIQUE

Examinons le moteur biphasé représenté schématiquement figure 5 et supposons que nous l'alimentons d'abord suivant la technique A puis suivant la technique B. Calculons dans chaque cas la force électromagnétique, la puissance absorbée et le rendement de la transformation. Effectuons ensuite le même calcul en ce qui concerne la technique D.

Le mode d'excitation optimal D est relativement compliqué. Le choix du type de commutation est donc dicté par le prix de revient, la dimension du commutateur... Il n'est pas toujours rentable de choisir le

	TECHNIQUE A	TECHNIQUE B	TECHNIQUE D
Intensité I	$\frac{V}{R}$	$\frac{V}{2R}$	$\frac{V}{4R}$
Ampères-tours	$N \frac{V}{R}$	$2N \frac{V}{2R}$	$2N \frac{V}{4R}$
Champ total	$k \frac{NV}{R} \sqrt{2}$	$k \frac{NV}{R}$	$k \frac{NV}{2R} \sqrt{2}$
Puissance absorbée W	$2 \frac{V^2}{R}$	$\frac{V^2}{2R}$	$\frac{V^2}{4R}$
Rendement de la transformation	$\frac{\sqrt{2}}{2} k \frac{NV/R}{V^2/R}$	$2k \frac{NV/R}{V^2/R}$	$2k\sqrt{2} \frac{NV/R}{V^2/R}$
	$\frac{\sqrt{2}}{2} k \frac{N}{V}$	$2k \frac{N}{V}$	$2\sqrt{2} k \frac{N}{V}$
Amélioration	—	$\frac{2}{\sqrt{2}/2} = 286 \%$	$\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{2}/2} = 400 \%$



type de commutation qui donne au moteur pas-à-pas son rendement maximal. Si, cependant, la puissance disponible d'une part, la durée de vie et la dimension d'autre part, sont des facteurs critiques, le choix du mode d'alimentation doit être fait avec le plus grand soin.

En règle générale, les pertes de puissance dans la commutation sont faibles comparées aux pertes en I^2R du moteur. Il est donc recommandable d'utiliser une alimentation dont le rendement est plus faible si cela doit améliorer celui du moteur.

Moteurs à aimant permanent (A.P.) (Caractéristiques dynamiques)

Nous allons examiner maintenant ce qui se passe au moment d'une impulsion. Pour les besoins de l'analyse, nous supposerons que les bobines sont excitées dans l'ordre de la figure 6.

Quand le premier bobinage est excité, l'aimant permanent s'aligne avec le champ. Le couple fourni à ce point est nul. Si donc on exerce un couple résistant,

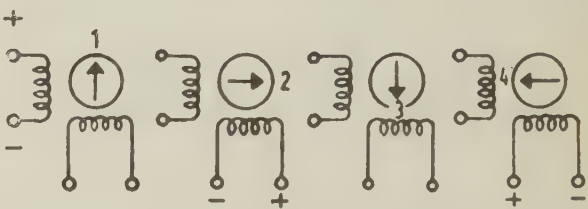


FIG. 6

le rotor se déplacera de θ° jusqu'à ce que le couple fourni soit égal au couple demandé.

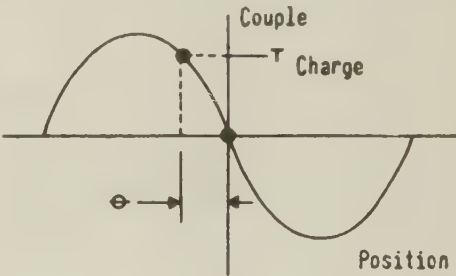


FIG. 7

Le couple maximal est fourni pour $\theta = 90^\circ$. Ce couple est appelé couple statique : si nous exerçons un couple croissant sur le rotor jusqu'à ce que $\theta = 90^\circ$, et si nous excitons alors la deuxième bobine, il existe un angle de 180° entre le rotor et le nouveau champ. Le rotor ne reçoit dans ces conditions aucun couple moteur ce qui montre que le couple statique ne peut pas être utilisé en fonctionnement dynamique normal.

Le couple maximal qui peut être utilisé en fonctionnement dynamique est celui qui correspond à un angle $\theta = 45^\circ$. En effet, lorsque θ croît de 0 à 45° , le couple moteur du champ I croît de façon sinusoïdale



FIG. 8

jusqu'à la valeur $C_m \frac{\sqrt{2}}{2}$. Pendant que le couple que la bobine 2 pourrait exercer, si elle venait à être alimentée, décroît de C_m à $C_m \frac{\sqrt{2}}{2}$. Un retard de 45° correspond donc au couple maximal que l'on est sûr d'obtenir à la fois des bobines 1 et 2.

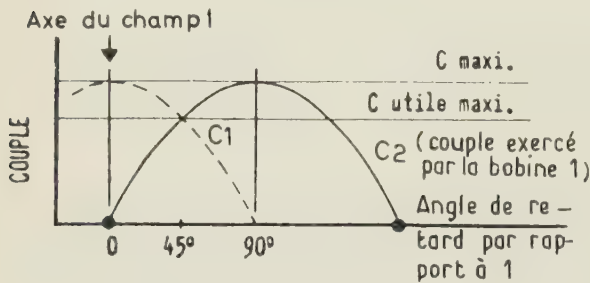


FIG. 9

Lorsque l'on excite la bobine 2, le rotor quitte la position $\theta = 135^\circ$, passe par la position $\theta = 90^\circ$ où le couple est maximal, et s'arrête à la position $\theta = 45^\circ$. L'accélération à chaque instant est proportionnelle à la différence entre couple moteur et couple résistant : l'accélération totale reçue au cours du déplacement est donc proportionnelle à l'aire hachurée (fig. 10).

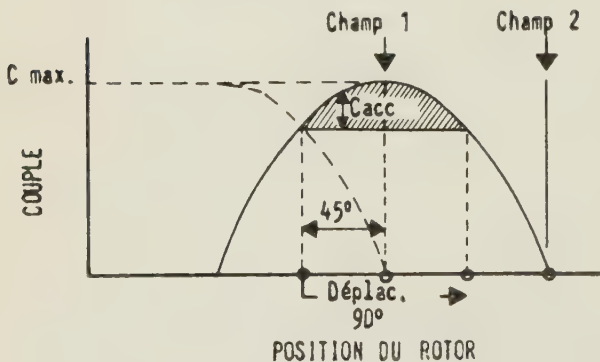


FIG. 10

En pratique, l'angle de puissance ne doit pas excéder 30° environ. Ce fonctionnement est illustré par la figure 11 : on remarque que le couple au démarrage n'est pas nul comme dans le cas d'un angle de puissance de 45°, ce qui élimine toute instabilité (fig. 11).

L'accélération du rotor est due au couple accélérateur C_{acc} .

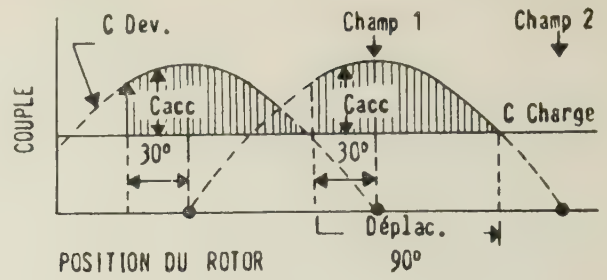


FIG. 11

L'équation différentielle du mouvement est :

$$I \frac{d^2\Phi}{dt^2} + K_A \frac{d\Phi}{dt} + C_{max} \sin \Phi = C_r$$

avec :

I = inertie

Φ = déplacement angulaire.

K_A = coefficient d'amortissement.

C_m = couple max.

C_r = couple résistant.

L'angle Φ varie dans une plage étendue (0 à 135°) ce qui élimine toute hypothèse simplificatrice. La solution de cette équation mène à une intégrale elliptique. Plutôt que de se livrer à un calcul laborieux de la solution analytique, il est plus simple d'observer le mouvement réel d'un moteur pas-à-pas. Le mouvement a été analysé en contrôlant le courant traversant le moteur : les oscillations du rotor devaient produire des variations du courant par induction. Ces variations ont été observées à l'oscilloscope.

Comme on pouvait s'y attendre, ces oscillations sont amorties. On a observé également l'effet de charges d'inertie ou résistantes : l'inertie augmente la période des oscillations, ce qui peut amener en certains cas des fréquences de résonance et ce qui entraîne la nécessité d'un amortissement supplémentaire. Les charges résistantes augmentent l'amortissement et réduisent le taux de réponse maximale.

Moteurs à réluctance variable (Caractéristiques dynamiques)

Les moteurs à réluctance variable gagnent une très large diffusion à cause de la facilité avec laquelle ils permettent d'obtenir de faibles déplacements angulaires et de hautes fréquences d'impulsion (jusqu'à 1 200 par seconde bidirectionnellement). Le fonctionnement d'un moteur à R.V. est expliqué schématiquement ci-dessous.

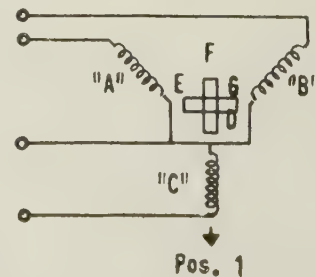


FIG. 12

Quand la bobine *C* est alimentée en courant continu le rotor s'aligne sur le pôle résultant *D*. Quand la bobine *B* est alimentée, le pôle le plus près (*G*) se déplace de 30° pour s'aligner sur le nouveau champ. Quand *A* est alimenté, le pôle *F* se déplace de 30° pour s'aligner sur *A*, etc. On obtient donc à chaque fois un déplacement angulaire de 30°, la polarité du courant étant sans importance puisque le rotor se déplace jusqu'à une position où la réluctance est minimale. C'est du reste cette propriété qui permet d'obtenir facilement différents angles de rotation. Deux manières d'obtenir des angles de 15° sont illustrées ci-dessous :

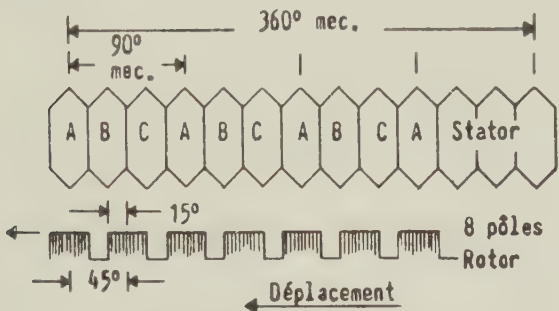


FIG. 13

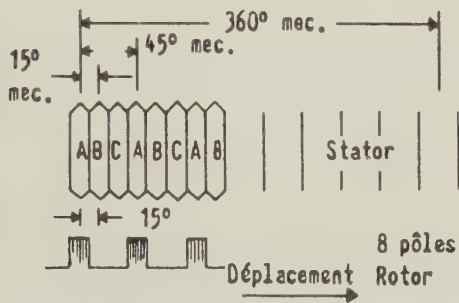


FIG. 14

La relation dans une machine électrique entre degrés mécaniques et degrés électriques est en effet un accouplement magnétique. L'utilisation d'un rotor 8 pôles et d'un stator 8 pôles donne le même angle de 15° que celle d'un rotor 8 pôles et d'un stator 4 pôles, mais avec une rotation inverse. Le choix entre ces deux solutions est dicté par la taille, les facilités de fabrication et les performances. Pour les petites machines (taille 23 et au-dessous) la première solution est recommandée puisqu'elle nécessite un plus petit nombre de pôles, ce qui entraîne un nombre plus petit de bobines et d'encoches. Les courbes couple-fréquence sont similaires pour les moteurs à aimant permanent et les moteurs à réluctance variable. Les différences essentielles résident dans les angles de rotation et les couples maximaux que l'on peut en tirer.

On a vu que le couple maximal dynamique que l'on peut utiliser dans un moteur à aimant permanent de 90° est de :

$$C = 0,707 C_{\text{statique}}$$

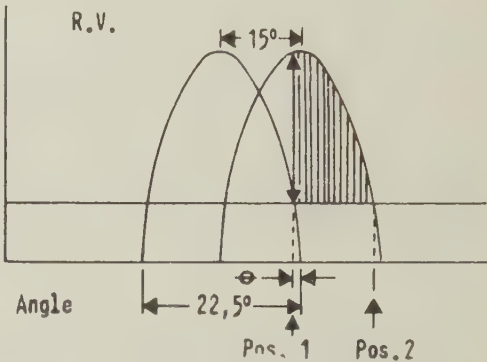
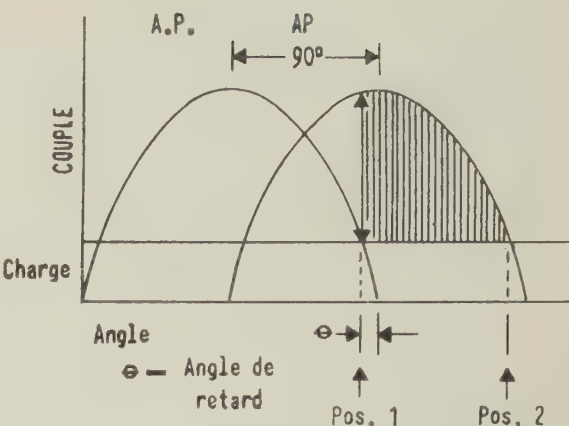


FIG. 15

Pour le moteur à réluctance variable que l'on vient d'étudier, on aurait :

$$C_{\text{max}} = \sin \frac{3,75}{11,25} \left(\frac{\pi}{2} \right) C_{\text{statique}} = \sin 30^\circ \times C_{\text{statique}}$$
$$C_{\text{max}} = 0,500 C_{\text{statique}}$$

Courbes caractéristiques

Les courbes caractéristiques d'un moteur pas-à-pas fournissent la relation entre le couple moyen et la fréquence des impulsions. En général, trois points en sont connus :

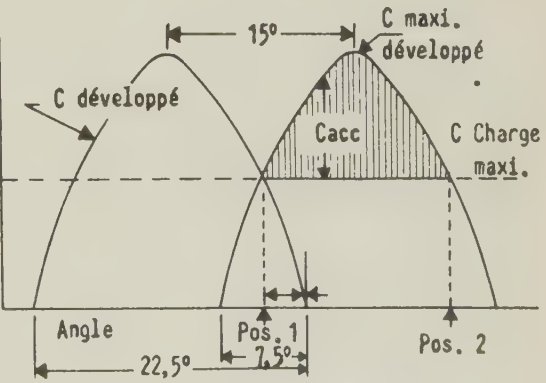


FIG. 16

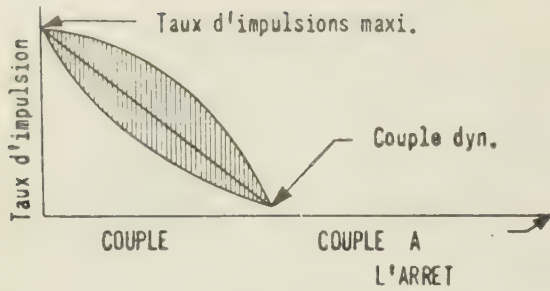


FIG. 17

1. fréquence maximale ;
2. couple statique ;
3. couple dynamique maximal.

A partir des données fournies par le constructeur, il est possible de construire ces courbes approximativement. Il apparaît clairement que le couple maximal est en général inutilisable. Comme expliqué plus haut, le couple maximal utilisable d'un moteur 90° à aimant permanent est environ moitié du couple maximal statique. L'addition de frottements, inertie... change la forme de la courbe et réduit la fréquence maximale d'impulsions.

Conclusions

I. Le choix du moteur pas-à-pas le mieux approprié est déterminé par la charge imposée et les performances désirées.

A. Le moteur à aimant permanent doit être préféré quand :

1. on veut éviter toute ambiguïté de position.
2. de grands angles sont désirés.
3. la fréquence des impulsions est faible (300 maximum, bidirectionnellement).

Le choix du moteur A.P. convenable est dicté par la charge, la fréquence des impulsions et la puissance disponible.

B. Le moteur à réductance variable doit être utilisé quand :

1. la fréquence des impulsions est élevée (1 200 maximum, bidirectionnellement).
2. une ambiguïté de position est sans importance.
3. faibles angles (éliminant ainsi ou simplifiant le réducteur de vitesse).
4. la présence d'aimants est prohibée.

II. Les moteurs pas-à-pas ne doivent pas être confondus avec les moteurs à induction ou les moteurs synchrones. Les résultats d'essai sur les performances doivent être jugés en fonction du mode d'utilisation : des paramètres tels que le couple statique qui ont une grande importance dans les moteurs synchrones et les moteurs à induction sont ici sans intérêt.

Les moteurs pas-à-pas et les circuits qui les accompagnent forment un système de base des servomécanismes modernes. Ces systèmes présentent de nombreux avantages :

1. réponse la plus rapide de tous les systèmes électromécaniques existant à ce jour (1 ms).
2. très haut pouvoir de résolution.
3. insensibilité aux conditions de fonctionnement, donc systèmes plus sûrs, nécessitant beaucoup moins d'entretien et de surveillance que les systèmes actuels.
4. pas d'oscillations.
5. lorsque les impulsions sont directement disponibles (à la sortie d'un calculateur par exemple), il n'est pas nécessaire de faire la conversion de tension digitale en tension analogique.
6. en circuit ouvert, suppression du feed-back coûteux.
7. l'expérience montre que dans bien des cas, l'ensemble des circuits associés à ces moteurs ne nécessite que 25 % de l'espace occupé par les circuits associés aux servo-moteurs ordinaires. La même chose est vraie en ce qui concerne le poids.

NOTE SUR LE CALCUL DES RÉSEAUX EN ÉCHELLE

PAR

J. ROBERT

*Département de Génie Electrique
Université Laval, Québec (Canada)*

1. Généralités

De nombreux problèmes de circuits, tant dans la technique des courants forts que dans celle des courants faibles, font intervenir des réseaux en échelle ou des réseaux pouvant se ramener à une échelle.

Dans le présent article, nous nous proposons d'examiner des méthodes par récurrence permettant de traiter ces problèmes de façon simple et de faciliter leur programmation sur calculatrice arithmétique.

Nous établirons tout d'abord des équations qui permettront de calculer très rapidement les tensions en tous points d'une échelle dont les éléments sont définis par des admittances quelconques. Nous considérerons ensuite une échelle généralisée constituée par des sous-réseaux, définis par leurs matrices admittances et reliés entre eux comme les éléments d'une échelle. Dans ce cas aussi, une solution systématique du problème sera rendue possible par l'emploi de formules de récurrence.

2. Calcul des tensions en tous les points d'un réseau en échelle

Considérons un réseau en échelle tel que celui de la figure 1, constitué par $2n + 1$ admittances quelconques. Nous nous proposons de calculer les tensions $V_1, V_2, \dots, V_n$ en fonction des tensions V_0 et V_{n+1} aux deux extrémités.

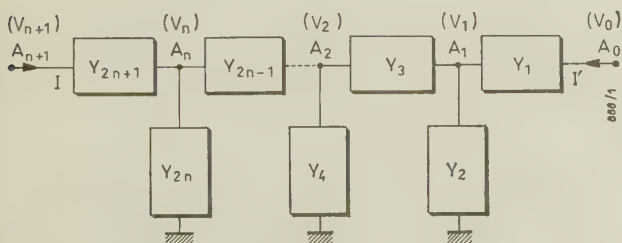


FIG. 1.

Supposons tout d'abord que le point A_0 soit mis à la masse et que le point A_{n+1} soit relié à une source de tension V_{n+1} .

Les deux admittances Y_1 et Y_2 peuvent être remplacées par une admittance équivalente $(Y_1 + Y_2)$ et la tension V_1 s'exprime, en fonction de V_2 , par :

$$V_1 = \frac{V_2 Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

Si on pose :

$$\begin{cases} a_3 = Y_1 \\ b_3 = Y_2 \\ c_3 = Y_2 + Y_3 \\ \Delta_3 = a_3 + c_3, \end{cases}$$

on obtient :

$$V_1 = \frac{Y_3 V_2}{a_3 + c_3} = \frac{Y_3 V_2}{\Delta_3}.$$

L'admittance équivalente Y_{eq2} des éléments Y_1, Y_2, Y_3 , situés à droite du point A_2 est :

$$Y_{eq2} = \frac{Y_3(Y_1 + Y_2)}{Y_1 + Y_2 + Y_3} = \frac{Y_3(a_3 + b_3)}{a_3 + c_3}.$$

La tension V_2 peut s'exprimer, en fonction de V_3 , par :

$$V_2 = \frac{V_3 Y_5}{Y_{eq2} + Y_4 + Y_5} = \frac{V_3 Y_5(a_3 + c_3)}{(Y_4 + Y_5)(a_3 + c_3) + Y_3(a_3 + b_3)}$$

Si on pose :

$$\begin{cases} a_5 = Y_3(a_3 + b_3) \\ b_5 = Y_4(a_3 + c_3) \\ c_5 = (Y_4 + Y_5)(a_3 + c_3) \\ \Delta_5 = a_5 + c_5 \end{cases}$$

on peut écrire :

$$Y_{eq2} = \frac{a'_5}{\Delta_3}$$

et :

$$V_2 = \frac{Y_5 \Delta_3 V_3}{\Delta_5},$$

d'où l'on tire :

$$V_1 = \frac{Y_5 Y_3 V_3}{\Delta_5}.$$

On peut poursuivre le même calcul de proche en proche, en progressant vers la gauche. Pour le réseau complet, on obtiendra finalement :

$$\begin{cases} a_{2n+1} = Y_{2n-1}(a_{2n-1} + b_{2n-1}) \\ b_{2n+1} = Y_{2n}(a_{2n-1} + c_{2n-1}) \\ c_{2n+1} = (Y_{2n} + Y_{2n+1})(a_{2n-1} + c_{2n-1}) \\ \Delta_{2n+1} = a_{2n+1} + c_{2n+1}. \end{cases}$$

Toutes les tensions s'exprimeront, en fonction de V_{n+1} , au moyen des relations :

$$\begin{aligned} V_n &= \frac{Y_{2n+1} \Delta_{2n-1}}{\Delta_{2n+1}} V_{n+1} \\ V_{n-1} &= \frac{Y_{2n+1} Y_{2n-1} \Delta_{2n-3}}{\Delta_{2n+1}} V_{n+1} \\ &\dots\dots\dots \\ V_2 &= \frac{Y_{2n+1} Y_{2n-1} \dots Y_5 \Delta_3}{\Delta_{2n+1}} V_{n+1} \\ V_1 &= \frac{Y_{2n+1} Y_{2n-1} \dots Y_5 Y_3}{\Delta_{2n+1}} V_{n+1}. \end{aligned}$$

On répète ensuite des opérations similaires en supposant cette fois que le point A_{n+1} est à la masse et que le point A_0 est alimenté par une source de tension V_0 . On pose successivement :

$$\begin{cases} a'_3 = Y_{2n+1} \\ b'_3 = Y_{2n} \\ c'_3 = Y_{2n} + Y_{2n-1} \\ \Delta'_3 = a'_3 + c'_3. \end{cases}$$

$$\begin{cases} a'_5 = Y_{2n-1}(a'_3 + b'_3) \\ b'_5 = Y_{2n-2}(a'_3 + c'_3) \\ c'_5 = (Y_{2n-2} + Y_{2n-3})(a'_3 + c'_3) \\ \Delta'_5 = a'_5 + c'_5. \\ \dots\dots\dots \\ \begin{cases} a'_{2n+1} = Y_3(a'_{2n-1} + b'_{2n-1}) \\ b'_{2n+1} = Y_2(a'_{2n-1} + c'_{2n-1}) \\ c'_{2n+1} = (Y_2 + Y_1)(a'_{2n-1} + c'_{2n-1}) \\ \Delta'_{2n+1} = a'_{2n+1} + c'_{2n+1} \end{cases} \end{cases}$$

On en tire :

$$\begin{aligned} V_n &= \frac{Y_{2n-1} \dots Y_5 Y_3 Y_1}{\Delta'_{2n+1}} V_0 \\ V_{n-1} &= \frac{\Delta'_3 Y_{2n-3} \dots Y_5 Y_3 Y_1}{\Delta'_{2n+1}} V_0 \\ &\dots\dots\dots \\ V_2 &= \frac{\Delta'_{2n-3} Y_3 Y_1}{\Delta'_{2n+1}} V_0 \\ V_1 &= \frac{\Delta'_{2n-1} Y_1}{\Delta'_{2n+1}} V_0 \end{aligned}$$

Il est facile de montrer que ces expressions ont même dénominateur que celles qui ont été obtenues précédemment. Pour le réseau complet, on peut écrire :

$$\Delta_{2n+1} = \Delta'_{2n+1}.$$

Si on suppose maintenant que le réseau en échelle est alimenté à ses deux extrémités, le principe de superposition permettra, à partir des résultats précédents, d'obtenir les tensions en tous points.

3. Applications

3.1. CALCUL DES ADMITTANCES DU RÉSEAU EN π ÉQUIVALENT

Il est souvent avantageux de remplacer un réseau en échelle par un réseau en π équivalent comme celui de la figure 2. En supposant que le point A_0

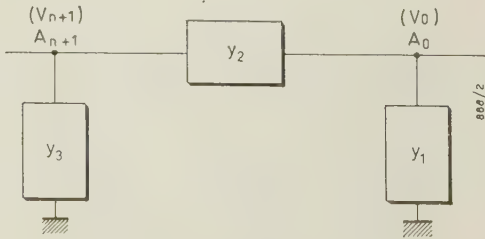


FIG. 2.

de l'échelle soit mis à la masse, on peut écrire, d'après ce qui précède :

$$y_2 + y_3 = \frac{a_{2n+3}}{\Delta_{2n+1}}.$$

De même :

$$y_1 + y_2 = \frac{a'_{2n+3}}{\Delta_{2n+1}}.$$

D'autre part, si on suppose que les points A_0

$$\begin{aligned} a_3 &= B \\ b_3 &= A \\ c_3 &= A + B \\ a_5 &= B \cdot (A + B) &= AB + B^2 \\ b_5 &= A \cdot (A + 2B) &= A^2 + 2AB \\ c_5 &= (A + B)(A + 2B) = A^2 + 3AB + 2B^2 \end{aligned}$$

.....

et A_{n+1} sont reliés par une connexion sans impédance, l'admittance équivalente du π est $y_1 + y_3$. En considérant le schéma de la figure 1, dans lequel on fait $V_0 = V_{n+1}$, on peut écrire que le courant I dans l'admittance Y_{2n+1} est :

$$\begin{aligned} I &= Y_{2n+1}(V_{n+1} - V_n) \\ I &= \frac{Y_{2n+1}[\Delta_{2n+1} - Y_{2n+1}\Delta_{2n-1} - Y_{2n-1} \dots Y_3 Y_1]V_0}{\Delta_{2n+1}} \\ I &= \frac{[a_{2n+3} - Y_1 Y_3 \dots Y_{2n+1}]V_0}{\Delta_{2n+1}} \end{aligned}$$

On trouve de même :

$$I' = \frac{[a'_{2n+3} - Y_1 Y_3 \dots Y_{2n+1}]V_0}{\Delta_{2n+1}}$$

et en explicitant l'admittance équivalente, on obtient :

$$y_1 + y_3 = \frac{a_{2n+3} + a'_{2n+3} - 2Y_1 Y_3 \dots Y_{2n+1}}{\Delta_{2n+1}}$$

Les trois admittances du π équivalent sont alors :

$$\begin{aligned} y_1 &= \frac{a'_{2n+3} - Y_1 Y_3 \dots Y_{2n+1}}{\Delta_{2n+1}} \\ y_2 &= \frac{Y_1 Y_3 \dots Y_{2n+1}}{\Delta_{2n+1}} \end{aligned}$$

$$y_3 = \frac{a_{2n+3} - Y_1 Y_3 \dots Y_{2n+1}}{\Delta_{2n+1}}$$

3.2. CALCUL D'UN RÉSEAU EN ÉCHELLE COMPOSÉ DE CELLULES IDENTIQUES

On utilise souvent, pour représenter une ligne à constantes réparties, une succession de cellules identiques dont l'ensemble constitue un réseau en échelle. Considérons un tel réseau dans lequel nous supposons que toutes les admittances impaires ont pour valeur B et que toutes les admittances paires ont pour valeur A . Nous écrirons successivement :

$$\begin{aligned} a_3 + b_3 &= A \\ \Delta_3 &= a_3 + c_3 = A + 2B \\ a_5 + b_5 &= A^2 + 3AB + B^2 \\ \Delta_5 &= a_5 + c_5 = A^2 + 4AB + 3B^2 \end{aligned}$$

On peut aisément démontrer par récurrence que les valeurs de a_{2m+1} , b_{2m+1} , c_{2m+1} , sont :

$$\begin{aligned} a_{2m+1} &= \sum_{k=0}^{m-1} \frac{(2m-k-2)! A^{m-k-1} B^{k+1}}{k!(2m-2k-2)!} \\ b_{2m+1} &= \sum_{k=0}^{m-1} \frac{(2m-k-1)! A^{m-k} B^k}{k!(2m-2k-1)!} \\ c_{2m+1} &= A^m + mB A^{m-1} + \sum_{k=1}^{m-1} \left[\frac{(2m-k-1)!}{k!(2m-2k-1)!} + \frac{(2m-k)!}{(k-1)!(2m-2k+1)!} \right] A^{m-k} B^k \end{aligned}$$

A l'aide de ces expressions, il sera possible de déterminer complètement le comportement du réseau.

4. Calcul d'un réseau en échelle généralisé

La figure 3 représente un réseau qu'on a décomposé en plusieurs sous-réseaux dont les matrices

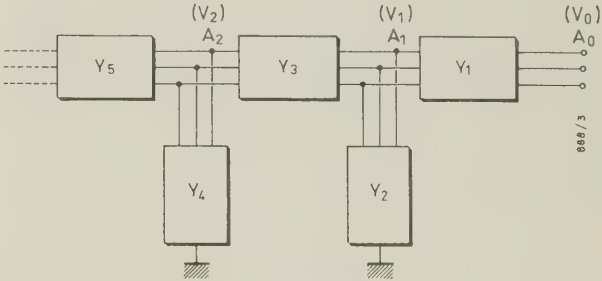


FIG. 3.

admittances sont $Y_1 \overline{Y}_2 \overline{Y}_3 \dots$. Ces sous-réseaux sont reliés de façon à former un réseau en échelle généralisé. Il n'est pas possible ici d'étudier ce réseau au moyen de la méthode décrite précédemment, car cette dernière implique des divisions qui, en calcul matriciel, doivent être remplacées par des inversions de matrices. Toutefois, un calcul de proche en proche, comparable à celui qui a été fait pour le réseau en échelle, est possible. On définit les matrices suivantes :

$$\begin{aligned} \bar{p}_1 &= \bar{1} \\ \bar{m}_3 &= (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_2 + \bar{Y}_3) \\ \bar{p}_3 &= \bar{Y}_3^{-1} \bar{m}_3 \\ \bar{m}_5 &= (\bar{Y}_3 + \bar{Y}_4 + \bar{Y}_5) \bar{p}_3 - \bar{Y}_3 \bar{p}_1 \\ \bar{p}_5 &= \bar{Y}_5^{-1} \bar{m}_5 \\ \bar{m}_7 &= (\bar{Y}_5 + \bar{Y}_6 + \bar{Y}_7) \bar{p}_5 - \bar{Y}_5 \bar{p}_3 \\ \bar{p}_7 &= \bar{Y}_7^{-1} \bar{m}_7 \\ &\dots\dots\dots \\ \bar{m}_{2n+1} &= (\bar{Y}_{2n-1} + \bar{Y}_{2n} + \bar{Y}_{2n+1}) \bar{p}_{2n-1} \\ &\qquad\qquad\qquad - \bar{Y}_{2n-1} \bar{p}_{2n-3} \\ \bar{p}_{2n+1} &= \bar{Y}_{2n+1}^{-1} \bar{m}_{2n+1}. \end{aligned}$$

Les vecteurs tensions $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \dots \bar{V}_n$ sont définis, quand $\bar{V}_0$ est identiquement nul, par :

$$\begin{aligned} \bar{V}_1 &= \bar{m}_{2n+1}^{-1} \bar{Y}_{2n+1} \bar{V}_{n+1} \\ \bar{V}_2 &= \bar{p}_3 \bar{m}_{2n+1}^{-1} \bar{Y}_{2n+1} \bar{V}_{n+1} \\ &\dots\dots\dots \\ \bar{V}_n &= \bar{p}_{2n-1} \bar{m}_{2n+1}^{-1} \bar{Y}_{2n+1} \bar{V}_{n+1}. \end{aligned}$$

Le même procédé peut être répété en supposant cette fois que $\bar{V}_{n+1}$ est identiquement nul et en exprimant $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \dots \bar{V}_n$ en fonction de $\bar{V}_0$. Le résultat complet sera obtenu par superposition.

Un cas particulier très intéressant, auquel on peut souvent se ramener, est celui où les matrices admittances impaires $\bar{Y}_3, \bar{Y}_5, \dots \bar{Y}_{2n+1}$ sont diagonales. Leur inversion est alors immédiate et chaque calcul peut être conduit en inversant la seule matrice $\bar{m}_{2n+1}$. Si les vecteurs tensions $\bar{V}_0 \dots \bar{V}_{n+1}$ sont d'ordre n , on a ainsi un réseau possédant nm nœuds intermédiaires et il est possible de déterminer complètement les tensions en ces nm nœuds en faisant seulement deux inversions de matrices d'ordre n et des opérations élémentaires. Si une matrice $\bar{Y}_{2k+1}$ est incom-

plète, le procédé le plus simple consiste à calculer la matrice admittance équivalente de tous les sous-réseaux situés à droite des connexions A_k . Cette matrice est :

$$\bar{Y}_{eqk} = \bar{Y}_{2k-1} (\bar{1} - \bar{p}_{2k-3} \bar{p}_{2k-1}^{-1}).$$

Le calcul peut alors être poursuivi en posant :

$$\begin{aligned} \bar{m}_{3eq} &= \bar{Y}_{eqk} + \bar{Y}_{2k} + \bar{Y}_{2k+1} \\ \bar{p}_{3eq} &= \bar{Y}_{2k+1}^{-1} \bar{m}_{3eq} \\ &\dots\dots\dots \end{aligned}$$

5. Conclusions

Les méthodes que l'on vient de décrire permettent l'étude de nombreux circuits pouvant se ramener à un réseau en échelle ou à un réseau en échelle généralisé. C'est ainsi qu'il sera possible d'étudier de façon simple des problèmes de filtres, de réseaux de transport d'énergie, ou de résoudre des équations aux dérivées partielles par la méthode des différences finies.

Le gain de temps obtenu grâce à ces méthodes est souvent appréciable. Si on considère par exemple un réseau en échelle de $2n + 1$ éléments, on peut montrer que le dénominateur commun qui intervient dans l'expression des tensions contient un nombre de termes s'exprimant par le nombre de Fibonacci F_{2n+1} . Ainsi, pour un réseau en régime permanent, le calcul du dénominateur nécessiterait l'évaluation de F_{2n+1} produits d'ordre n de nombres complexes. Ce même dénominateur peut être calculé, grâce à la présente méthode, par formation successive de $3n - 4$ simples produits de nombres complexes. Dans un réseau à 11 éléments, par exemple, le calcul de 144 quintuples produits de nombres complexes est remplacé par celui de 11 simples produits.

Dans le cas d'une échelle généralisée, un gain de temps important est également réalisé par réduction du nombre d'inversions de matrices et de l'ordre de celles-ci.

Il est intéressant de noter aussi que les calculs successifs contiennent toute l'information nécessaire à la solution complète du réseau. Par exemple, le calcul du π équivalent, qui est une généralisation de la transformation étoile-triangle pour l'élimination de nœuds, contient tous les éléments permettant de déterminer les tensions aux nœuds éliminés.

Enfin, les présentes méthodes, qui ont été établies par récurrence, se prêtent particulièrement bien à la programmation des calculatrices arithmétiques.

PROPRIÉTÉS PHYSIQUES DE L'OR PUR ET DES ALLIAGES OR-COBALT ÉLECTRODÉPOSÉS*

PAR

M. A. DANEMARK

Chief Research Engineer, Sel-Rex International S.A.

Des recherches ayant porté sur une période de plusieurs années ont prouvé que l'or électrodéposé est supérieur aux autres dépôts galvaniques de métaux précieux pour résoudre les délicats problèmes d'anti-corrosion qui se posent dans l'industrie électronique qui doit produire des équipements ayant une fiabilité sans cesse plus élevée.

Deux types de dépôts d'or à savoir le métal de haute pureté et ses alliages avec le cobalt ont pris une importance toute particulière car ils permettent de répondre à la plupart des exigences techniques. Les bains servant à obtenir ces types de dépôts qui sont en service en grand nombre un peu partout dans le monde, viennent à l'appui de cette affirmation. Etant donné que les exigences techniques deviennent chaque jour plus sévères et qu'il a été publié très peu de chose sur les propriétés physiques de l'or et des or-cobalt électrolytiques, nous avons considéré qu'il était des plus importants d'entreprendre leur étude.

Le but du présent exposé est de donner un résumé de nos premiers résultats.

Les ingénieurs qui ont recours aux dépôts électrolytiques d'or et qui entendent les utiliser au mieux, accueilleront sans doute avec intérêt la publication de ces informations. D'un point de vue plus académique, la variation de certaines caractéristiques physiques en fonction de la température permet de mieux connaître les structures fines et vient confirmer et compléter les résultats obtenus à l'aide de méthodes modernes d'analyse structurale que sont la diffraction de rayons X et la microscopie électronique.

Dépôts d'or de haute pureté

Il est difficile d'obtenir des dépôts électrolytiques d'or de très haute pureté, particulièrement si cela doit se faire à une échelle industrielle ; aussi rappellerons-nous brièvement les conditions auxquelles

doit satisfaire un bain électrolytique pour produire de tels dépôts. Il convient de souligner que ces dépôts sont essentiellement employés par l'industrie des semi-conducteurs et cela explique la haute pureté exigée puisque toute addition de substance étrangère, métallique ou non, peut avoir un effet très nuisible sur la polarité des jonctions. Les occlusions de matières organiques n'affectent pas nécessairement cette polarité, mais elles sont néanmoins à éviter, car elles perturbent la formation de l'eutectique or/silicium qui est une étape importante de la fabrication des transistors « Mesa » et des circuits micrologiques. De nombreux ennuis qui apparaissent à ce stade de la fabrication ont simplement pour cause des occlusions de matières organiques qui peuvent d'ailleurs être facilement détectées par des examens en micrographie conventionnelle.

En l'absence même de toute contamination extérieure, un électrolyte peut produire des dépôts d'or qui ne sont pas très purs. Un choix judicieux des anodes et l'emploi de sels parfaitement purifiés permet de réduire au maximum les risques de contamination métallique. Cependant, la nécessité d'avoir des bains ayant un bon pouvoir de pénétration et d'obtenir des dépôts présentant une très faible porosité oblige à s'écarter du principe de simplicité de constitution des électrolytes et à faire appel à des éléments d'addition qui sont souvent responsables des occlusions dans les dépôts. C'est particulièrement le cas de certains produits tensio-actifs dont la polarité peut même faciliter l'adsorption. Il peut également y avoir interaction entre les constituants de la solution de placage ; en outre, certains agents d'addition peuvent être sensibles à des réactions d'oxydo-réduction se produisant sur les électrodes. Les produits formés aux cours de ces réactions parasites ont souvent un effet des plus nuisibles sur les propriétés des dépôts. Signalons encore que les occlusions d'hydrogène doivent être évitées, car elles ont un effet nuisible sur l'« alloying » du silicium et de l'or et augmentent la résistivité du revêtement.

L'élimination complète des impuretés métalliques accidentellement introduites dans le bain n'est pas chose facile, car très souvent, les substances capables

* Conférence prononcée le 5 Février 1964 devant la 5^e section d'études de la SFER.

de les complexer sont sensibles aux réactions de dégradation mentionnées ci-dessus. C'est le cas par exemple des sels sodiques de l'EDTA. En outre, il a été prouvé que même la formation de complexes à pH très élevé qui provoquent une forte hausse (en valeur absolue) du potentiel de déposition des impuretés métalliques, n'est pas suffisante pour éviter leur présence dans le dépôt, car les anions complexes eux-mêmes peuvent être adsorbés. Certaines impuretés métalliques non solubles peuvent également s'introduire dans le dépôt par cathaphorèse. L'électrolyse sélective est également souvent impuissante devant un bain d'or contaminé métalliquement, car avec les électrolytes le plus souvent employés, les métaux communs ne sont réduits qu'aux fortes densités de courant. Bien entendu, cela n'est pas toujours vrai : il est bien connu par exemple, que l'argent est plus noble que l'or, en milieu cyanuré, et que c'est aussi le cas du cuivre dans certains bains acides.

En conséquence, toutes précautions devront être prises pour éviter l'introduction d'impuretés métalliques dans le bain. En plus des sources classiques de pollution, telles que l'équipement non adapté à l'électrolyte qui entraîneront des solutions, poussières, etc, une mention particulière doit être faite à propos du travail au tonneau qui exige l'exécution d'un bon flash d'or sur tout métal de base susceptible d'être attaqué par l'électrolyte pendant les premières minutes de placage et ce, même si le bain employé ne nécessite pas ce « strike » pour obtenir une bonne adhérence.

Sur le plan industriel, la déposition de couches d'or de haute pureté ne peut être effectuée dans de bonnes conditions économiques et de sécurité, quant à la qualité du produit obtenu, que si l'électrolyte employé a une excellente stabilité. Il semble acquis que les bains acides sont à ce point de vue très supérieurs aux bains alcalins qui donnent des dépôts très affectés par l'âge de la solution qui les a produits. Cela s'explique facilement, si on considère que certains produits de dégradation et de polymérisation des cyanures complexes ne se forment pas en milieu acide, et qu'en outre, les bains acides ne contiennent évidemment pas de cyanure libre.

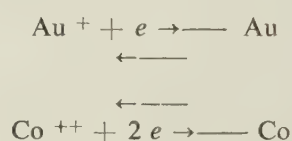
Alliage or-cobalt

Dans la plupart des applications électroniques telles que contacts, circuits imprimés, guides d'onde, etc. les alliages or-cobalt sont de plus en plus utilisés, principalement ceux ayant une très faible teneur en cobalt. Afin d'obtenir de bons résultats, la composition des électrolytes et les paramètres d'électrolyses doivent être correctement adaptés pour permettre la formation d'un véritable alliage. En outre, il est essentiel que la teneur en cobalt dans les dépôts soit très peu affectée par la densité de courant qui doit pouvoir varier dans d'assez grandes proportions autour de la valeur optimale, de façon à permettre la déposition d'un alliage de composition homogène même sur les pièces de formes compliquées.

Théoriquement, la formule de Nernst :

$$E_d = E_0 + \frac{RT}{nF} + \log a\eta$$

devrait permettre d'indiquer comment modifier les conditions d'électrolyse, afin de rapprocher les potentiels dynamiques de réduction de l'or et du cobalt. Malheureusement, même si $E_d \text{ Au} = E_d \text{ Co}$ pour les deux métaux pris séparément, il est peu probable que cela soit encore vrai quand ils se trouveront dans la même solution, car ils peuvent s'influencer mutuellement. Il est bien connu, par exemple, qu'il est possible d'obtenir des alliages Ni-W grâce à l'influence dépolarisante du nickel sur le tungstène. Néanmoins, les potentiels dynamiques qu'on peut obtenir en traçant les courbes $E = f(I)$ donnent des indications très utiles sur la vitesse des réactions.



On peut prendre comme règle qu'il n'est pas possible d'obtenir un véritable alliage, si le métal le moins noble est déposé après franchissement du courant limite correspondant au plus noble. Cela est dû au fait que dans la plupart des électrolytes employés, le renouvellement d'ions métalliques est effectué par diffusion et non par migration.

$$I_{\text{lim Au}} = \frac{FDC}{\delta}$$

D = Constante de diffusion

C = Concentration en Au^+

δ = Epaisseur du film cathodique

En ce qui concerne la structure de ces alliages électrolytiques or-cobalt, il nous paraît intéressant de nous reporter au diagramme d'état des alliages thermiques (fig. 1) ; on voit que la solubilité du cobalt dans l'or est pratiquement nulle à la température ordinaire et on s'attendrait à ce que les dépôts obtenus soient biphasés. En fait, il n'en est rien si les conditions d'électrolyses sont convenablement choisies. Même pour des teneurs en cobalt allant jusqu'à quelques pourcent, il est impossible de détecter la présence d'une seconde phase ($\text{Co}\beta$) comme le montrent les diffractogrammes obtenus par rayons X. Qui plus est les résultats obtenus en fluorescence viennent confirmer remarquablement les conclusions tirées de l'étude par diffraction et permettent d'affirmer l'absence de cobalt libre. En effet, en supposant que la totalité du cobalt, trouvé par une analyse en fluorescence, se trouve alliée sous forme de solution solide à l'or et en calculant la maille qui en résulte, on retrouve pratiquement le chiffre obtenu par diffraction.

Analyse par fluorescence	0,2 % Co
Maille du cobalt (cubic)	3,554
Maille de l'or	4,0786
Maille réelle de l'alliage	4,071
Maille calculée	4,070

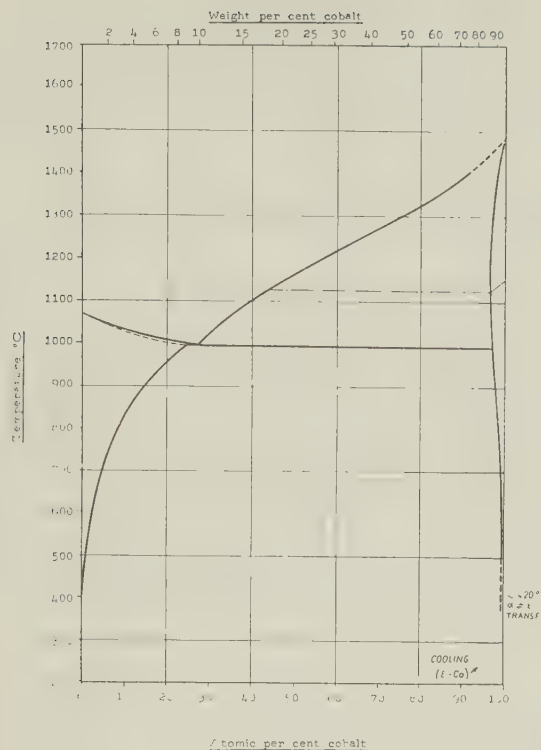


FIG. 1

Cela revient à dire que les alliages galvaniques or - cobalt obtenus dans certaines conditions présentent une structure métastable tout à fait comparable à celle des alliages thermiques trempés. Cela peut peut-être s'expliquer si, comme l'ont calculé Murbach et Wilmen, une température de 600 °C, ou tout au moins un état énergétique correspondant, est obtenue pendant l'électrocristallisation. A température ordinaire, la précipitation de la seconde phase ne se produit pas car les atomes n'ont plus alors une mobilité suffisante.

Etude des propriétés physiques

Bien qu'il soit possible d'étudier les propriétés du dépôt lié à son métal support, ce n'est pas une méthode de choix, car elle peut être à l'origine de multiples erreurs. Cela provient de ce que l'épaisseur du dépôt d'or est très faible, comparée à celle du support lui-même. La méthode nécessite deux mesures, ce qui double évidemment l'erreur et occasionne un surcroît de travail. C'est pourquoi, nous avons préféré employer la méthode directe qui consiste à effectuer les mesures sur le dépôt séparé de son support.

Les difficultés inhérentes à la très faible épaisseur du dépôt (5 - 10 microns) ont été surmontées en adoptant pour les éprouvettes la forme tubulaire qui résiste bien au flambage.

Des tubes de cuivre ayant un diamètre extérieur de 3 mm ont été recouverts d'or sur la face extérieure seulement. Les extrémités ont été renforcées par un épais dépôt d'argent, car l'encrage direct sur

l'or est impossible. La dimension utile de l'éprouvette est 50 mm. La dissolution du cuivre est effectuée au moyen d'une solution de trichloracétate d'ammonium contenant un excès d'ammoniaque. Cette formule permet une attaque rapide du cuivre, mais est sans action sur la plupart des autres métaux, ce qui permet d'éviter toute altération de la composition des alliages d'or étudiés, cela a une grande importance puisque toute modification du dépôt, même superficielle, peut avoir une grande influence sur ses propriétés, vu sa faible épaisseur. La méthode permet en outre de réduire l'adsorption d'hydrogène.

La solution d'attaque est composée d'une solution à 25 % d'acide trichloracétique neutralisé par un excès d'ammoniaque concentrée et opère à température ordinaire. La circulation dans le tube, nécessaire pour obtenir une attaque rapide et régulière se fait par pompage, l'éprouvette plongeant dans la solution d'attaque étant reliée par un tube en P.V.C. à une petite poire de caoutchouc sur laquelle appuie une came (fig. 2). La durée de dissolution est d'environ deux heures. La préparation des éprouvettes est une opération très délicate, surtout quand les dépôts présentent d'importantes tensions internes.

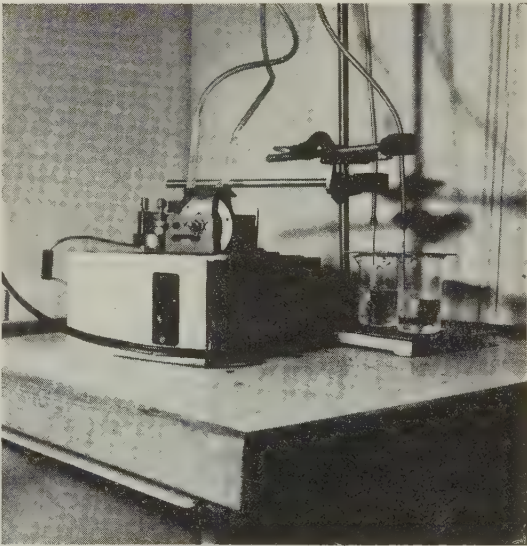


FIG. 2

RÉSISTIVITÉ

Bien entendu, dans le cas de revêtements d'or destinés à l'industrie électronique, il est essentiel de connaître une caractéristique physique aussi importante que la résistivité. Mais les mesures électriques constituent aussi un puissant moyen d'investigation qui permet de tirer d'intéressantes conclusions concernant la structure des dépôts. D'après Bloch et Sonnerfeld, un réseau cristallin parfait n'offre pas de résistance au passage des électrons qui le traversent sous l'influence d'un champ électrique. Une faible minorité seulement ayant une longueur d'onde bien déterminée est diffractée conformément à la loi de Bragg. Toute irrégularité dans

le réseau va se traduire par un accroissement du nombre des collisions, c'est-à-dire de la résistance. Le but de nos mesures était d'étudier les courbes résistivité/température entre -50°C et 300°C de six dépôts d'or obtenus à partir de six bains différents.

A : dépôt d'or pur obtenu à partir d'un bain conventionnel,

B : dépôt d'or pur obtenu à partir d'un bain acide du commerce,

C : dépôt d'or pur obtenu à partir d'un bain acide du commerce,

D : dépôt or-cobalt obtenu à partir d'un bain acide du commerce,

E : dépôt or-cobalt obtenu à partir d'un bain acide du commerce,

F : dépôt or-cobalt obtenu à partir d'un bain acide du commerce.

Appareillage

La faible résistance des éprouvettes rend absolument indispensable l'emploi d'une méthode qui élimine la résistance des fils et des contacts et c'est pourquoi nous avons effectué nos mesures au moyen d'un double pont de Kelvin. Un tube de quartz exactement calibré introduit à l'intérieur de l'éprouvette tubulaire, lui permet de résister à la pression des contacts couteaux plaqués or. La platine qui supporte tube et contacts est en aluminium, car il a été possible, après perçage et taraudage, d'obtenir, par oxydation anodique, une excellente isolation électrique résistant aux températures d'expérience (fig. 3).

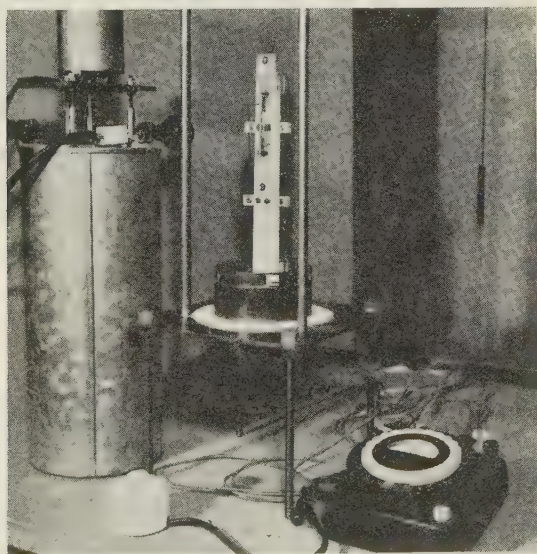


FIG. 3

La platine est fixée dans un four à cloche de 500 W, dont la température rendue uniforme par circulation d'air, est ajustée au moyen d'un autotransformateur. Par réglage manuel, on obtient facilement

une stabilité correspondant à une dérive de 1 à 2°C par heure. Pour les basses températures, c'est-à-dire jusqu'à -50°C , la platine support est introduite dans de l'acétone refroidie à la neige carbonique.

Résultats et commentaires

OR DE HAUTE PURETÉ

La résistance dépend de la géométrie de l'échantillon et de discontinuités internes telles que fissures, cavités, occlusions non conductrices, qui provoquent des modifications de résistance et peuvent en conséquence être détectées par des mesures électriques. La résistivité sera calculée à partir de la résistance et de la géométrie de l'échantillon en supposant que l'épaisseur de la couche d'or est uniforme, donc calculable, par de simples pesées de l'éprouvette. Il est utile, à propos de l'influence des impuretés métalliques, de rappeler la règle de Matthiessen, qui indique que la résistivité peut être considérée comme la somme de deux termes.

$$\delta = \delta R + \delta T$$

dont un seul δT dépend de la température, alors que l'autre δR est sensiblement égal à zéro dans le cas d'un métal pur, et croît assez rapidement quand la teneur en impuretés augmente. Un atome pour cent de métal étranger peut rendre δR du même ordre de grandeur que δT . Puisque δR est indépendant de la température, le coefficient de température de la résistivité peut s'écrire :

$$\alpha = \frac{1}{\delta} \frac{d}{dT} = \frac{1}{\delta} \frac{d \delta T}{dT}$$

Les courbes résistivité/température obtenues avec des dépôts contenant divers types d'impuretés à des concentrations variables, sont donc parallèles, l'importance de la translation par rapport à la courbe correspondant à l'or recuit absolument pur est une bonne indication du degré de pureté du dépôt étudié. Les variations de α indiquent des transformations physiques.

Les dépôts électrolytiques étant anisotropes, il convient de signaler que toutes les mesures qui suivent ont été effectuées parallèlement à la surface.

Les chiffres qui figurent à la première ligne du tableau I ont été obtenus à température croissante.

Après avoir atteint 300°C et maintenu l'éprouvette à cette température jusqu'à résistance constante, on a laissé refroidir. Ainsi qu'on peut le constater sur la figure 4, qui correspond à l'échantillon *A*, la courbe obtenue au chauffage n'est pas superposée à celle qu'on obtient au refroidissement. Les résistivités correspondant à la courbe de refroidissement sont indiquées sur la seconde ligne du tableau I.

Si l'éprouvette est à nouveau chauffée, la nouvelle courbe de chauffage coïncide cette fois avec la courbe de refroidissement du cycle précédent. Ces résultats s'expliquent en considérant que lors du premier chauffage, il y a relâchement des tensions internes et libération des gaz occlus, ce qui provoque une

TABLEAU I

Procédés	Résistivité à 0 °C μΩ. cm	Coefficient de température		
		- 50 °C × 10 ⁻⁴	0-100 °C × 10 ⁻⁴	100-300 °C × 10 ⁻⁴
T ⁰ → A	2 340	37,80	37,40	37,20
T ⁰ →	2 195	38,50	38,40	40,14
T ⁰ → B	2 198	38,17	37,90	37,85
T ⁰ →	2 132	38,90	39,00	39,00
T ⁰ → C	2 780	38,80	37,02	36,90
T ⁰ →	2 430	39,00	38,75	39,05
Or pur recuit ₀ = 2,04 × 10 ⁻⁶ 0/100 = 39,8 × 10 ⁻⁴				

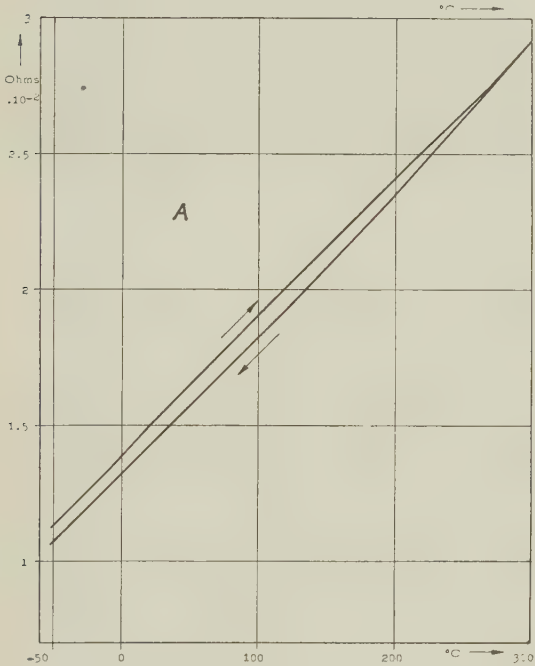


FIG. 4

variation du coefficient de résistivité et une diminution de la résistance de l'échantillon après traitement thermique. Bien entendu, au cours du deuxième cycle, il est normal qu'il n'y ait plus que de très faibles transformations qui ne se traduisent que par d'insignifiantes variations de α .

On remarquera qu'après la première montée en température, les courbes résistivité/température sont sensiblement des droites, ce qui n'est pas surprenant, puisque δT est donné par la formule approximative :

$$\delta T = \delta T_0 (1 + aT + Tb^2 + Tc^3 + \dots)$$

dans laquelle on peut négliger les termes d'ordre

supérieur, car l'écart de linéarité n'est pas très important pour autant qu'on se limite, comme c'est le cas ici, à des variations de température d'amplitude assez faible.

Le tableau I permet des comparaisons pratiques entre les différents dépôts. Une faible variation de α au 1^{er} chauffage, une petite différence entre la résistivité avant et après traitement thermique, sont l'indice d'une faible occlusion d'hydrogène (ou autres substances qui s'éliminent par chauffage) et de tensions internes peu importantes. Plus la résistivité après traitement thermique sera proche de celle de l'or recuit, plus la pureté du dépôt sera grande.

Les chiffres qui concernent les éprouvettes obtenues en bain conventionnel sont assez favorables, mais il convient de préciser qu'ils se rapportent à des dépôts réalisés à partir d'un bain neuf et qu'ils sont très différents dans le cas de revêtements obtenus dans un électrolyte qui a travaillé, ne serait-ce que pendant une période assez courte. Cela est dû à l'accumulation des produits de dégradation du cyanure qu'accélère encore la température de travail élevée.

Les résultats correspondant au procédé C indiquent une teneur assez élevée en substances étrangères.

Il est clair que dans tous les cas, un chauffage même à température relativement basse a, comme on pouvait s'y attendre, une influence stabilisatrice sur la résistivité.

ALLIAGES OR-COBALT

La loi de Matthiessen est toujours valable. δR dépend de la teneur en cobalt, dont les atomes distribués au hasard dans le réseau diffractent les électrons libres. δT n'est que très peu affecté par la composition, mais dépend de la température qui augmente le désordre du réseau et l'agitation des atomes. Ainsi que nous l'avons dit précédemment pour des concentrations en cobalt de quelques %, la structure des dépôts peut être monophasée, ce qui est le cas pour les éprouvettes que nous avons plaquées dans les bains D, E et F. Ces alliages qui semblent avoir subi un effet de trempe, sont des solutions solides de substitutions métastables et complètement désordonnées, ce qui explique la différence de résistivité assez élevée entre les dépôts avant et après revenu.

Ces solutions solides deviennent plus ordonnées si un accroissement de température vient permettre le réarrangement des atomes. La température maximale à laquelle nous avons soumis les éprouvettes a permis également un relâchement des tensions internes et un dégazage, mais n'était pas suffisamment élevée pour provoquer une recristallisation, comme on peut le voir en examinant le diagramme d'état.

Il y a bien entendu un ordre à courte distance, ce qui est tout à fait normal, puisque une paire d'atomes dissemblables a une énergie potentielle inférieure à celle correspondant à une paire d'atomes similaire. En dépit du fait que tout réarrangement du réseau le rend plus parfait et réduit en conséquence la résistance au passage des électrons libres, cet ordre à courte distance ne peut être mis en évidence par des mesures de résistivité. Cette détection est d'ailleurs difficile même au moyen des rayons X.

Les or-cobalt ne présentent pas de surstructure à l'encontre des or-cuivre qui, traités thermiquement, voient leur résistivité diminuer brusquement lors de la formation des composés AuCu et AuCu₃.

Les plus courtes distances atomiques d'approche de l'or et du cobalt sont respectivement 2,88 Å et 2,51 Å. La différence entre leurs diamètres atomiques est donc un peu supérieure à 15 %, ce qui correspond à la limite pour avoir des chances d'obtenir une solution solide. Cela accroît la possibilité d'ordre à courte distance que vient réduire un facteur électrochimique défavorable, l'or étant beaucoup moins électro-positif que le cobalt.

TABLEAU II

Procédés	Résistivité à 0 °C $\mu\Omega.cm$
<i>D</i> $T^o \rightarrow$	10,01
	$T^o \rightarrow$ 6,08
<i>E</i> $T^o \rightarrow$	16,75
	$T^o \rightarrow$ 9,70
<i>F</i> $T^o \rightarrow$	17,90
	$T^o \rightarrow$ 10,25

La tableau II donne les résultats des mesures correspondant aux éprouvettes *D*, *E* et *F*. Les figures 5 et 6 représentent les courbes résistivité-température correspondant respectivement aux éprouvettes *D* et *E*.

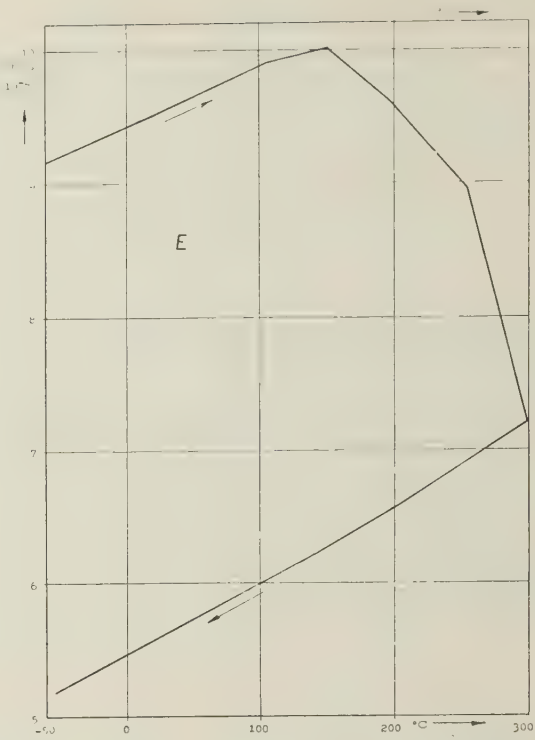


FIG. 6

Il est clair que l'alliage *D* qui a la meilleure conductivité est également le moins affecté par le traitement thermique. En outre, la courbe 5 présente seulement de faibles changements de pente au cours du chauffage, ce qui indique que l'alliage n'est le siège que de transformations peu importantes, telles que relâchement des tensions et dégazage.

L'éprouvette *E* a une résistivité plus élevée et il y a d'importantes variations de α qui suggèrent que les transformations qui se produisent, ne sont pas simplement des diminutions de tensions internes et des libérations de gaz occlus. Il y a certainement précipitation d'une autre phase et cela ne semble pas impossible, vu la teneur en cobalt assez élevée de l'échantillon considéré. La courbe de l'échantillon *F* est assez similaire à celle qu'on obtient avec *D*, mais les variations de pente au chauffage sont plus marquées et cela particulièrement si l'éprouvette est obtenue à partir d'un bain qui n'est pas neuf, ce qui montre qu'occlusions et tensions internes augmentent quand l'électrolyte vieillit.

DILATOMÉTRIE

L'étude dilatométrique a été évidemment entreprise sur un nouveau jeu d'éprouvettes tubulaires préparées de la même façon que les précédentes. Les courbes d'allongement ont été obtenues en faisant varier la température de 20 à 300 °C.

Appareillage

Les éprouvettes ne pouvant supporter que des pressions très faibles, il a fallu construire un dilatomètre

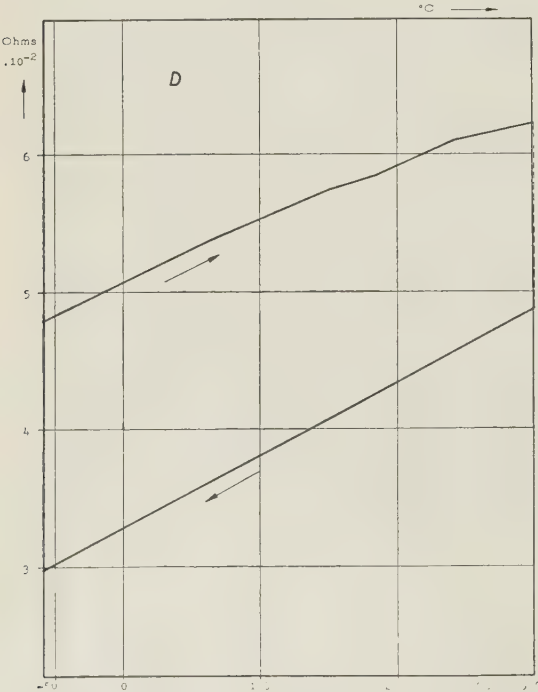


FIG. 5

spécial pour ne pas les endommager. Cet appareil est fondé sur le principe du tube de quartz. Une amplification d'environ 500 est obtenue par levier optique. La température est mesurée au moyen d'un micro-thermocouple en chromel-alumel, qui peut être placé à l'intérieur même de l'éprouvette, et débite sur un galvanomètre dont la consommation à pleine déflexion est de $1,6 \cdot 10^{-7}$ A. Cette haute sensibilité est rendue nécessaire à cause de la résistance élevée du thermocouple employé (fig. 7).

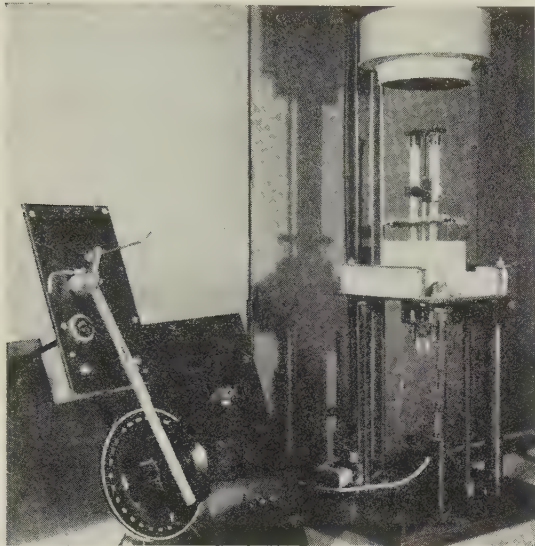


FIG. 7

Disons encore que la montée en température du four doit être suffisamment lente pour éviter les décalages entre la température de l'éprouvette et celle de la sonde de mesure qui présente malgré une petite taille une certaine inertie. Le four employé est du type cloche avec circulation forcée d'air.

Un autotransformateur actionné par moteur et came permet une montée en température sensiblement linéaire. La variation de température au refroidissement est seulement linéaire au début, car ensuite, la déperdition de chaleur décroît à mesure que la température du four se rapproche de la température ambiante. Les spots en provenance du dilatomètre et du galvanomètre sont localisés par deux suiveurs photoélectriques dont les indications de positions sont enregistrées au moyen d'un XY (fig. 8).

Résultats et commentaires

DÉPÔTS D'OR DE HAUTE PURETÉ

Le coefficient de dilatation

$$\beta = \frac{1}{L} \frac{dL}{dT}$$

peut être considéré comme constant pour des écarts de température qui ne sont pas trop importants. Ce qui s'explique, en considérant que la longueur de l'éprouvette à la température T peut être donnée approximativement par la formule :

$$L = L_0 (1 + aT + bT^2 + cT^3 + \dots)$$

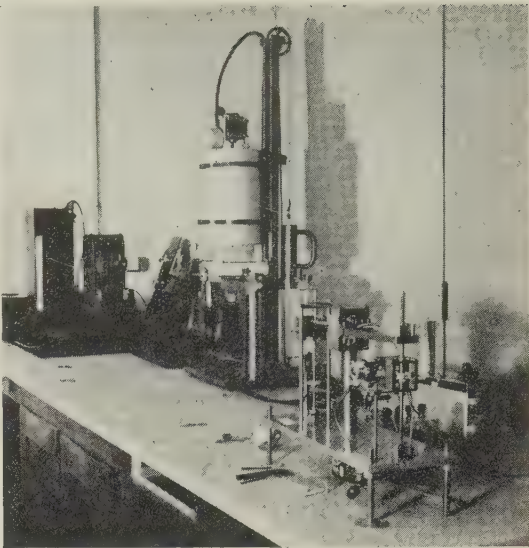


FIG. 8

dans laquelle on peut négliger les termes d'ordre supérieur, ce qui donne $\beta = a$. Pratiquement, tout réarrangement des atomes du dépôt se traduira par des variations de β .

Les résultats obtenus sur les dépôts A , B et C sont rassemblés dans le tableau III. Ces chiffres correspondent à une valeur moyenne de β entre 20 et 300 °C. D'après les figures 9 et 10, il apparaît que les résultats sont affectés par le nombre de cycles thermiques. Il y a une sorte d'hystérésis qui ne disparaît qu'après un nombre plus ou moins grand de cycles.

TABLEAU III

Procédés	Coefficient de dilatation
A	$14,32 \cdot 10^{-6}$
B	$14,60 \cdot 10^{-6}$
C	$14,18 \cdot 10^{-6}$
Or pur solide 0/100 °C $14,15 \cdot 10^{-6}$ 0/500 °C $15,2 \cdot 10^{-6}$	

La courbe de montée en température correspondant au dépôt B ne présente pas d'anomalies. En outre, la stabilité dimensionnelle est obtenue assez rapidement, ce qui signifie que les tensions internes et les occlusions de gaz ne sont pas très importants.

Au contraire, dans le cas de l'éprouvette C , il y a un changement assez important aux alentours de 200 °C et la stabilisation n'est obtenue qu'après plusieurs cycles, ce qui révèle la présence d'occlusions assez importantes. Quant à l'éprouvette A , elle donne une courbe assez comparable à celle correspondant à B , mais une fois de plus, on observe que cela n'est

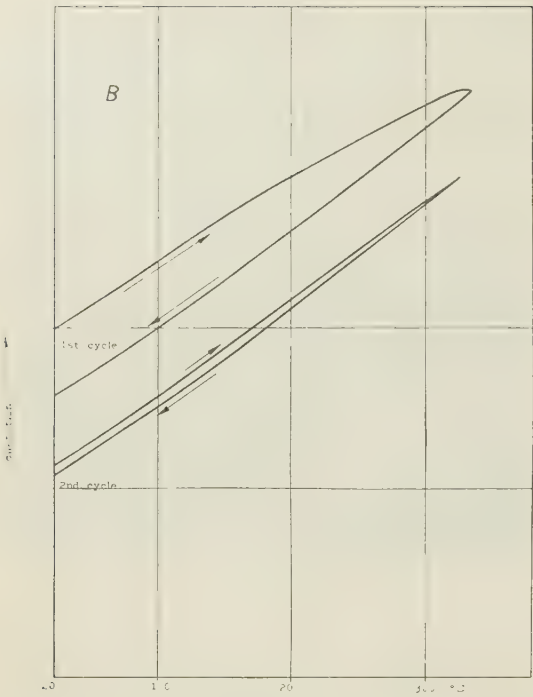


FIG. 9

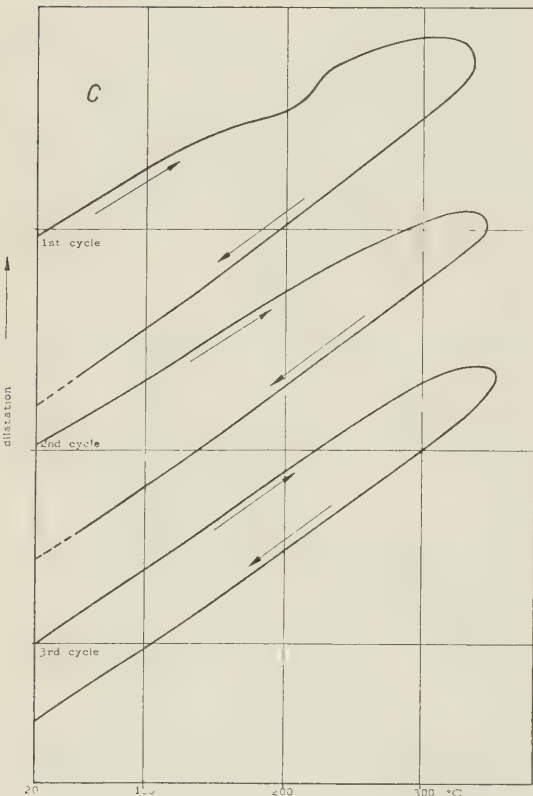


FIG. 10

valable que pour des éprouvettes plaquées dans un bain neuf. Quand les dépôts sont effectués dans un bain qui a été en service pendant quelques heures, les courbes sont très différentes, l'hystérésis devient plus marquée et les différences dimensionnelles entre

pièces crues et pièces chauffées s'accroissent. Les résultats figurant au tableau III ont été calculés à partir des courbes de refroidissement correspondant au premier cycle.

ALLIAGES OR-COBALT

Procédés	Coefficient de dilatation
D	$16,37 \cdot 10^{-6}$
E	$17,16 \cdot 10^{-6}$
F	$16,04 \cdot 10^{-6}$

Les résultats obtenus avec les éprouvettes D, E et F calculés comme indiqué précédemment, ont été rassemblés dans le tableau IV. La figure 11 correspond au procédé D. Le chauffage de l'éprouvette s'accompagne de faibles transformations, ce qui est en accord avec l'allure de courbes résistivité-température. Cet accord subsiste d'ailleurs après examen des courbes correspondant aux autres bains ; ainsi l'éprouvette E (fig. 12) est le siège d'importantes transformations au-dessus de 100 °C. Dans ce cas, encore, on peut penser qu'il n'y a pas simplement relâchement des tensions internes, mais bien précipitation d'une nouvelle phase. Quant à l'éprouvette correspondant au procédé F, elle donne une courbe similaire à celle du dépôt D, mais avec des anomalies plus marquées.

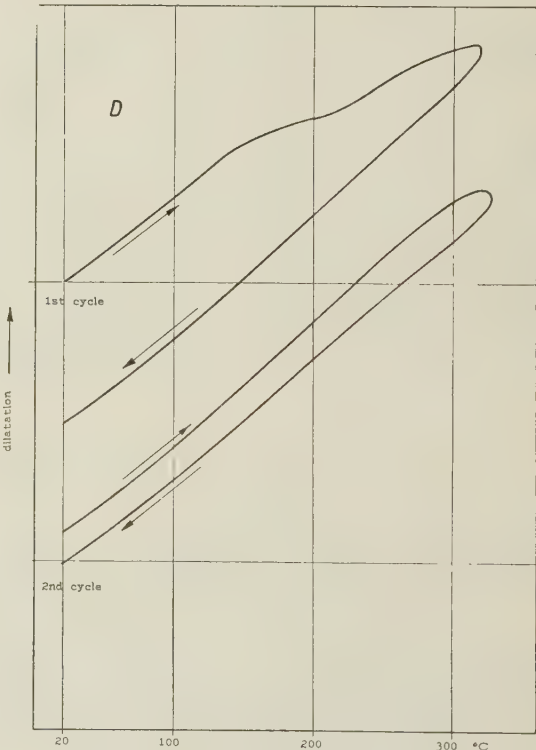


FIG. 11

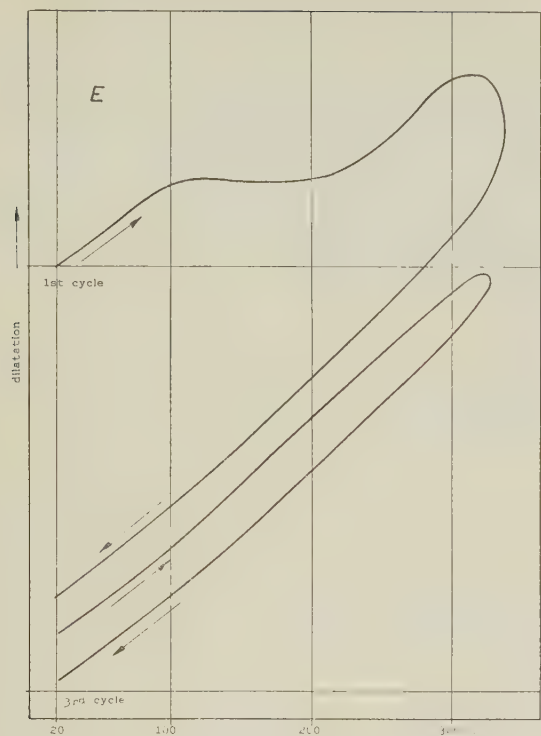


FIG. 12

DENSITÉ

Etant donné que l'or est plus noble que la plupart des métaux qu'il recouvre, une bonne résistance à la corrosion suppose essentiellement l'absence de porosité, c'est pourquoi les mesures de densité sont très intéressantes, car un dépôt qui présente des vides ou des occlusions est évidemment moins dense qu'un dépôt à texture serrée. On sait qu'il est possible d'obtenir des alliages galvaniques or-tungstène ayant une très faible densité, mais ils contiennent jusqu'à 50 % en poids de substances non métalliques. Si cela est très intéressant du point de vue économique, il ne faut pas s'attendre à ce que de tels dépôts aient une résistance à la corrosion correspondant à celle des alliages thermiques or-tungstène.

Appareillage

Une méthode utilisant un déplacement de liquide s'impose pour mesurer avec précision les volumes. Des expériences ont prouvé que la méthode du pyknomètre ne permet pas une précision supérieure à 6 % et pourtant, les flacons utilisés n'avaient qu'un volume de 5 cm³ et étaient à double paroi. Cette imprécision est due à la forte densité de l'or et au faible volume des échantillons. Cela nous a conduit à utiliser la méthode de Mohr, avec un liquide de densité élevée. On peut alors compter sur une précision d'environ 0,5 %. Les éprouvettes, même brisées, sont suspendues au plateau d'une balance analytique au moyen d'un fil de molybdène de 0,1 mm de diamètre. L'im-

mersion était faite dans du bromure d'éthylène contenu dans une éprouvette en verre. Les mesures n'étaient effectuées qu'après avoir effectué un ébullage soigné en plaçant l'éprouvette sous une cloche à vide. La densité du bromure d'éthylène 2,169 a été obtenue au pyknomètre. Quatre pesées sont nécessaires :

M_1 = poids du fil de molybdène dans l'air
 M_2 = poids du fil de molybdène dans le liquide
 P_1 = poids du fil + échantillon dans l'air
 P_2 = poids du fil + échantillon dans le liquide

$$\text{densité du dépôt} = \frac{(P_1 - M_1) 2,169}{(P_1 - M_1) - (P_2 - M_2)}$$

Résultats et commentaires

DÉPÔTS D'OR DE HAUTE PURETÉ

TABLEAU V

Procédés	Densité
A	19,1
B	19,2
C	18,9

Le tableau V groupe les résultats obtenus. Le bain cyanuré conventionnel qui a servi à plaquer l'échantillon A donne des dépôts ayant des densités élevées, mais après le passage de 2 A h par litre de bain, le chiffre obtenu se situe seulement autour de 18,6. Un résultat similaire, quoique moins net, a été également obtenu avec les éprouvettes provenant du bain C.

La méthode était suffisamment précise pour mettre en évidence une différence entre la densité des échantillons A et C, avant et après chauffage, dans le cas d'éprouvettes plaquées, avec des bains ayant travaillé pendant un certain temps.

ALLIAGES OR-COBALT

TABLEAU VI

Procédés	Densité
D	18,2
E	17,3
F	18,0

La densité expérimentale est toujours un peu inférieure à la densité théorique obtenue à partir du titre des dépôts et de la densité de l'or et du cobalt. Cette différence est minimale dans le cas de l'éprouvette D et a une valeur maximale pour l'éprouvette F. En outre, pour les mêmes raisons que dans le cas des dépôts d'or fin, le bain F donne des dépôts dont la densité diminue quand l'électrolyte vieillit.

Conclusions

Les résultats obtenus par les différentes méthodes d'investigation que nous avons utilisées concordent remarquablement et soulignent toute l'importance qu'il faut attacher à la nature des électrolytes qui produisent des dépôts apparemment semblables et pourtant si différents. Le prix de l'or justifie qu'on ne fasse appel à lui que dans des cas difficiles, et il

est donc primordial de s'assurer que les dépôts obtenus sont capables d'assurer le service qu'on attend d'eux.

En conséquence, nous pensons que des études de cette nature peuvent être utiles pour une application plus rationnelle des revêtements électrolytiques d'or et continuons nos travaux dans ce sens. Nous pensons être à même de publier sous peu nos résultats concernant le module d'Young.

Le 7^e Salon International des Composants Electroniques

Paris, 7-12 Février 1964

(2^e Partie)

Relais électromécaniques

Nous avons noté l'année dernière qu'en dépit du succès croissant des circuits logiques et des organes de commutation électronique, le relais électromécanique avait toujours une existence solide, d'ailleurs parfaitement justifiée. C'est la même impression que l'on peut ressentir cette année encore : il suffit pour s'en convaincre de considérer le nombre de stands consacrés à l'exposition de ce type de matériel.

Les tendances sont restées les mêmes ; les progrès néanmoins n'ont pas été considérables. Il y a pourtant quelques nouveautés parmi lesquelles nous avons relevé les modèles suivants.

Dans la gamme étendue de relais présentés par A.C.R.M., une place de choix doit être réservée aux modèles *AUX*, relais intermédiaires en boîtier plastique, qui se font en quatre séries : série *CA* (relais à fixation directe du côté raccordement — sorties en cosses permettant d'établir les connexions par clips normalisés AMP ou par soudure) ; série *CB* (identique à la précédente, sauf en ce qui concerne la fixation qui est du côté bobine) ; série *CI* (sorties spéciales pour circuits imprimés) ; série *EM* (relais embrochable). Les relais *AUX* sont à 4 contacts inverseurs et ont pour caractéristiques principales : un pouvoir de coupure de 5A/110 V à 50 Hz ; une puissance de commande de 2 W en courant continu ou de 3 VA en courant alternatif. Un bouton poussoir situé sur le capot permet, sans alimenter la bobine, d'effectuer le test des contacts dans la position repos ou travail. Au même stand, on remarque également le modèle RTF destiné à couper des courants HF ; ce relais, représenté en boîtier plastique, ne pèse que 20 g (alimentation : 0,6 W). Le succès du relais subminiature *SM*, dont nous avons déjà parlé, semble confirmé. Dans le même domaine, on remarque enfin le modèle 708, à 2 contacts inverseurs, pouvant couper 2 A sous 20 V en courant continu.

Les nouveaux relais *BR 5*, *BR 16* et *BR 17* fabriqués sous licence Babcock par AEM. G-P sont déjà connus de nos lecteurs puisqu'ils ont été présentés dans le numéro de décembre 1963 de l'Onde Electrique. D'ailleurs le relais *BR 5* avait déjà été présenté au dernier salon des composants.

AMEC avait présenté au Salon de 1963 un relais qui battait un record dans le sens de la microminiaturisation : il s'agissait du relais S.O. dont le volume ne dépassait pas 0,65 cm³ pour un pouvoir de coupure de 6 W sous 24 V c.c. Cette année ce cons-

tructeur présentait une version directement soudable sur circuit imprimé, dont le volume est de l'ordre de 0,6 cm³ environ : ce modèle possède en outre des caractéristiques mécaniques remarquables (résistance aux chocs) et un bon comportement en température (températures de fonctionnement de -65 °C à +150 °C).

Au stand Bernier, le dernier modèle présenté est le relais type LI, enfichable, à 2 ou 4 contacts inverseurs (pouvoir de coupure : 3 A ; puissance d'excitation : 0,8 W en courant continu). Ce relais miniature satisfait les normes CCTU et est caractérisé par son prix très compétitif.

Le département « Pièces Détachées Electromécaniques » de la CSF exposait un relais miniature polarisé type « T ». Ce relais est caractérisé par : une grande vitesse de fonctionnement, une puissance de commande très faible (500 µW) ; une fiabilité très grande (> 10⁹ manœuvres). Il possède en outre un bon comportement mécanique (résistance aux chocs) et thermiques (température de fonctionnement : -65 °C à +125 °C).

G.E.C. (G.B.) proposait aux visiteurs un relais subminiature de volume 0,7 cm³ environ (pouvoir de coupure : 0,5 A sous 24 Vcc — sensibilité meilleure que 0,2 W) et un uni-sélecteur miniature à haute vitesse pour circuits de commutation automatique.

Au stand MORS, plusieurs nouveautés étaient présentées parmi lesquelles nous mentionnerons les types « CIV 1008 » et « A1V 1008 », relais fonctionnant par tout ou rien, comportant 4 contacts R.T. et un contact d'auto-alimentation. Le modèle « CIV 1008 » doit être alimenté en courant continu, le modèle « A 1V 1008 » doit l'être en alternatif. Le pouvoir de coupure est de 1 A sous 127 Vcc et de 10 A sous 127 Vca. Mentionnons également les modèles « CIV-1701 » et « A1V-1701 » à faible encombrement.

Une gamme toujours très complète de relais de tous types était présentée chez MTI, à côté de dispositifs de signalisation lumineuse. Dans ce domaine, nous devons signaler les ensembles miniaturisés à équipement statique « MINIBLOC » caractérisés par une grande luminosité, un encombrement minimal, une grande robustesse alliée à une incontestable légèreté, et enfin une bonne souplesse d'emploi due à la multiplicité des combinaisons possibles (les ensembles Minibloc se composent d'alvéoles et de tiroirs embrochables de petites dimensions).

S.T.P.I. présentait parmi d'autres modèles le relais « 265-20 » à 2 contacts RT coupant 150 W ou 500 VA avec une puissance de commande de 50 à 300 mW, ainsi que le relais « 312 » à un ou 2 contacts RT, coupant 1 A sous 30 Vcc (excitation : 10 mW pour un contact ou 80 mW pour 2 contacts R.T.).

Enfin, chez TEC (Techniques Européennes de Commutation) on notait le relais de type 900, à deux contacts inverseurs (10 A sous 115 Vca — circuit résistant) ; tensions : 24, 115 ou 220 Vca ou 6, 12, 24 Vcc ; tolérances de tension + 10 % — 15 %. Durée de vie mécanique : plus de 6 10^6 opérations. Ce modèle, fabriqué en grande série, a de bonnes qualités et un prix particulièrement intéressant.

En conclusion, peu de nouveautés, par comparaison avec les modèles présentés au Salon précédent. Mais une confirmation : le relais électromécanique supporte allègrement la concurrence des techniques à base de semi conducteurs. Et même, dans certains cas (surtout avec les modèles microminiatures adaptables aux circuits imprimés) il peut devenir un allié très sûr de ces techniques nouvelles.

Appareils de Mesure

Ce VII^e Salon International des Composants Electroniques confirme les tendances qui se dégagent du salon précédent qui sont : la transistorisation (en effet plusieurs firmes importantes qui, jusqu'à l'année dernière utilisaient des tubes, proposent cette année du matériel presque tout équipé de semiconducteurs), et le développement des appareils à affichage direct.

Dans le très vaste domaine des oscilloscopes nous notons une augmentation sensible des bandes passantes et des sensibilités.

Parmi les nombreuses nouveautés PHILIPS nous avons noté :

— l'oscilloscope d'atelier *PM 3206* utilisable de 0 à 300 kHz avec une sensibilité de 2 mV/cm ;

— l'oscilloscope TBF double faisceau *PM 3236* a deux amplificateurs Y d'une sensibilité de 500 μ V/cm, de 0 à 150 kHz, et de 50 mV/cm jusqu'à 300 kHz, et deux amplificateurs X de 100 mV/cm de sensibilité, de 0 à 300 kHz, avec agrandissements distincts des bases X_1 - X_2 (loupe électronique) de 1 à 10.

— le millivoltmètre *PM 2453* à large bande (10 Hz - 5 MHz), entièrement transistorisé, dont les 16 gammes de mesure (1 mV à 300 V) ont une précision de 5 % de 50 Hz à 1 MHz, et 9 % au-delà, et dont l'alimentation par batteries permet une autonomie de marche de 40 h.

— le contrôleur *PM 2405* dont la particularité essentielle est l'affichage de la polarité et la commutation automatique des gammes de mesures (0,5 à 500 V en continu et en alternatif, de 40 Hz à 100 MHz, à 2,5 % près).

— le contrôleur de transistors *PM 6503* qui permet le contrôle de $I_a = f(V_D)$; $I_c = f(I_b)$ et $f(V_{BE})$;

$I_{CEO} =$ de 50 μ A à 1 A (95 V_{max}) ; αF_E et court-circuit.

— le générateur RC type *PM 5100* qui fournit une fréquence entre 15 Hz et 150 kHz avec une tension de sortie maximale de 10 V et une distorsion de 0,5 à 1 %.

— le générateur FM stéréo multiplex *PM 6450* (gamme de fréquences 100 MHz) délivre le signal multiplex, le signal HF, et la fréquence pilote à 19 kHz, avec modulations internes de 400 et 1 000 Hz sur voie droite et voie gauche.

— le générateur *RP 1122* qui fournit des impulsions doubles dont le temps d'établissement minimal peut atteindre 20 ns et l'amplitude 100 V.

PHILIPS-INDUSTRIE expose également les appareils de mesures et composants hyperfréquences SILVERS LAB (Suède), parmi lesquels nous avons remarqué :

— l'impédance variable étalonnée *PP 4400 B* qui permet la mesure du coefficient de réflexion entre 0 et 1 en module à 10 % près, et entre 0 et 360° en phase à 2° près, entre 110 et 170 GHz.

— l'adaptateur *PP 4270 B* (110-170 GHz) qui permet de ramener un T.O.S. de 20 à moins de 1,5, avec une perte d'insertion inférieure à 3 dB.

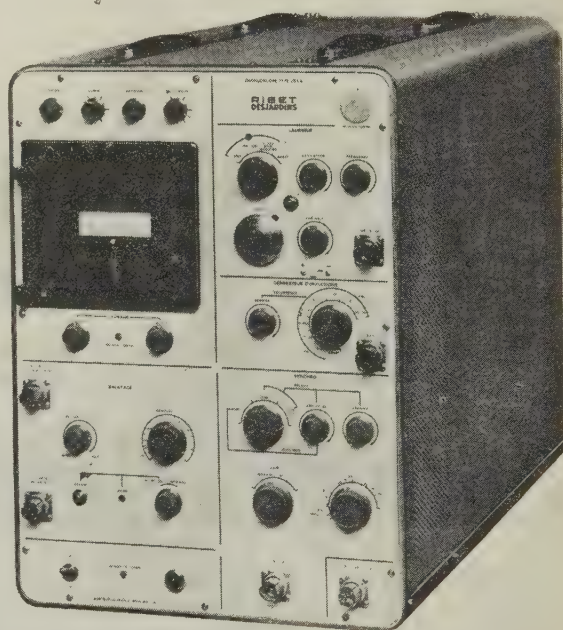
— le déphaseur variable étalonné *PP 4160 X* (8,2 - 12,4 GHz) permet de déphaser une onde de -360° à $+360^\circ$ avec une précision supérieure à 3°, le déphasage étant lu directement en degrés.

— le commutateur automatique de guide *PM 7297 X* (8,2-12,4 GHz) dont le temps de commutation est de 50 ms environ, la perte d'insertion inférieure à 0,1 dB, et le T.O.S. meilleur que 1,05.

Chez FERISOL nous avons remarqué l'oscilloscope *OZ 100* qui, avec une bande passante de 0 à 3 500 MHz et un temps d'établissement de 0,35 ns, a une sensibilité de 10 V/cm, avec une impédance d'entrée de 100 Ω . Le balayage de 2 ns/cm à 1 μ s/cm peut être étalonné en neuf points, et son déclenchement peut être retardé jusqu'à 35 ns. Il peut fonctionner en monocourbe ou en synchronisé jusqu'à 1 000 MHz.

RIBET DESJARDINS présente également bon nombre de nouveautés. Dans le domaine des oscilloscopes il s'agit :

— du type *244 A* : 2 faisceaux 0-6 MHz — sensibilité en continu 50 mV/div., et en alternatif 5 mV/div. — balayage commun aux deux faisceaux.



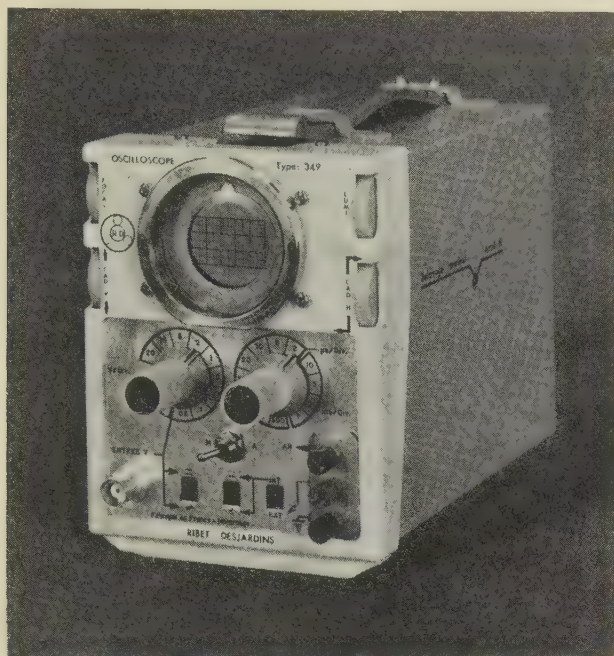
Oscilloscope RIBET-DESJARDINS type 205 A

— du type *205 A* : 0-1 000 MHz — sensibilité 10 V/cm.

— du type *349 A* : portatif (3,5 kg environ), transistorisé, fonctionnant sur secteur ou sur piles.

Bande passante : 0-1,5 MHz — sensibilité en continu 50 mV/div., et en alternatif 10 mV/div. Le diamètre du tube est de 25 mm.

Signalons également le générateur d'impulsions et de signaux rectangulaires transistorisé type *459 A*, qui délivre des impulsions de largeur variable : 100 ms à 50 ns — temps de montée 10 ns, répétition de 1 Hz à 1 MHz ; le vibulateur 2^e chaîne type *412 A* destiné à régler les courbes de sélectivité des récepteurs de télévision de la deuxième chaîne et, d'une manière générale au contrôle des circuits à large bande dans la gamme 350 à 950 MHz, et enfin l'enregistreur d'oscillogrammes type *1 000 C* à développement instantané Polaroid qui complète la gamme des enregistreurs RIBET DESJARDINS.



Oscilloscope transistorisé RIBET-DESJARDINS type 349

C.R.C. expose une gamme importante d'appareils nouveaux parmi lesquels nous citerons :

— l'oscilloscope HF transistorisé *OC 586* à tiroirs dont la bande passante est 0-50 MHz.

— l'oscilloscope à échantillonnage *OCE 580* transistorisé : bande passante 0 - 1 000 MHz — sensibilité 10 mV/cm, vitesse de balayage 100 μ s/cm à 0,2 ns/cm.

— l'oscilloscope transistorisé *OCT 343* — bande passante 0-500 kHz.

— l'oscilloscope à tiroirs *OC 746 XY* — bande passante 0-1 MHz sans déphasage, que l'on peut également utiliser en oscilloscope classique.

— le multimètre numérique *MN 191* transistorisé : mesure des tensions et intensités continues et des résistances. Mesure des tensions alternatives par sonde. Précision 5.10^{-3} .

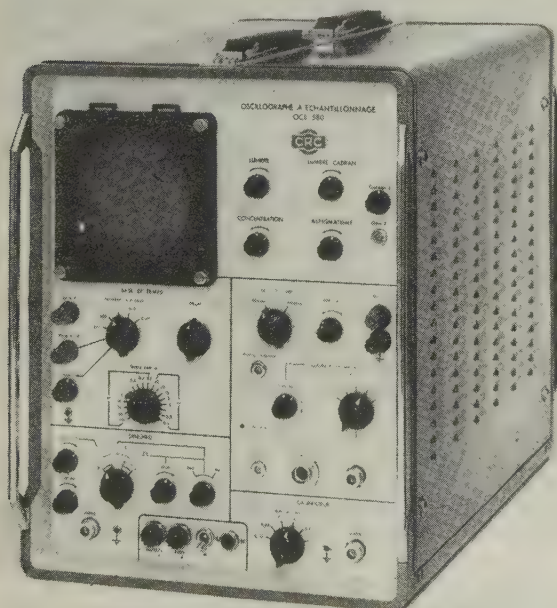


Multimètre numérique CRC - MN 191

— le millivoltmètre transistorisé *MVT 712* qui permet la mesure précise des tensions alternatives de 1 mV à 300 V dans la bande de fréquence 10 Hz - 4 MHz.

ROCHAR ELECTRONIQUE présente le voltmètre numérique *A 1335* conçu en vue d'une large diffusion, et pouvant rivaliser avec les meilleurs appareils de mesure à aiguille, dont la précision et la facilité de lecture sont insuffisantes. Cet appareil transistorisé de faible encombrement et de consommation réduite, est entièrement automatique. Il mesure aussi bien les tensions continues que les tensions alternatives jusqu'à 100 kHz, et possède 3 gammes : 5 V - 50 V - 500 V, donnant 4 chiffres avec une sensibilité de ± 2 unités sur chaque gamme de mesure. En continu la classe de l'appareil est de 0,2, son impédance d'entrée de 5 M Ω et $> 1\ 000\ M\Omega$ sur la gamme 5 V. En alternatif la classe de l'appareil varie de 0,5 à 1,5 suivant la fréquence et la gamme ; l'impédance d'entrée est de 10 000 Ω/V . Répétition automatique : 2 mesures par seconde.

A la demande, on peut lui adjoindre un transcripteur *A 1170* permettant l'impression de la mesure au moyen d'une machine imprimante *A 766 B*.



Oscilloscope à échantillonnage CRC - OCE 580



Voltmètre numérique ROCHAR - A 1335

De plus nous avons vu une *série d'amplificateurs transistorisés miniatures* : soit des amplificateurs différentiels pour faibles tensions continues trouvant des applications dans les ponts de jauges, les thermomètres à résistance, etc., soit des amplificateurs de puissances pour la commande d'enregistreurs, asservissements, etc.

Chez LEMOUZY citons :

l'ohmmètre à l'échelle linéaire type *OL 10* qui constitue un intermédiaire entre le pont de mesure, plus précis mais de manipulation plus compliquée, et l'ohmmètre classique dont l'échelle exponentielle ne permet pas une lecture précise sur une partie de l'échelle.

— le micro-voltmètre *MV 1* qui possède une sensibilité maximale de :

1 mV pleine échelle en fonction micro-voltmètre (précision 1 % à 1,5 %) ; 10^{-14} ampère pleine échelle en fonction pico-ampèremètre (précision 1 % à 2 %) ; $10^{16} \Omega$ en fonction mégohmmètre (précision de l'ordre de 3 %).

Chez ALCATEL et l'OMNIUM DES TECHNIQUES AVANCÉES nous notons un millivoltmètre transistorisé 1 Hz - 1,5 MHz, un psophomètre transistorisé et des alimentations régulées pour électro-aimants. Ces alimentations sont constituées, par des blocs fonctionnels permettant de construire des ensembles capables de délivrer des courants jusqu'à 180 A, sous des tensions variant d'une manière continue de zéro à 400 V. Dans le domaine de l'instrumentation nucléaire signalons la chambre *CSP 11* à haute sensibilité, qui associée à un amplificateur à courant continu logarithmique de 10^{-13} à 10^{-7} A, permet de mesurer de très faibles intensités de rayonnement ; et le détecteur portique $\beta\gamma$ (construit sous licence C.E.A.) qui fonctionne à poste fixe (dans l'encadrement d'une porte par exemple), et dont le but est de donner une alarme lorsque quelqu'un passant sous le portique présente une forte contamination, ou bien transporte par inadvertance un corps radioactif.

LIE BELIN qui fait partie du groupe d'instrumentation SCHLUMBERGER présente un analyseur automatique de filtres *MAFA 1* qui est destiné à la mesure automatique ou manuelle de l'activité α ou β des filtres de prélèvement de poussières.

Dans la gamme des appareils destinés à la mesure des faibles énergies citons le carbotrimètre transistorisé *CTM 3* pour la détection des rayons β . Bien que ses possibilités soient sensiblement accrues par rapport au modèle à tubes précédemment existant, son encombrement a été considérablement réduit.

ACTA présente une nouveauté intéressante qui est le *Tracta*. C'est un traceur de courbes de transistors dont le but principal est de permettre la comparaison des réseaux de caractéristiques de deux transistors (l'un des réseaux apparaît en tracé continu, et l'autre en tracé pointillé sur l'écran d'un oscilloscope). Il est fréquent que des montages électroniques réclament des transistors appariés, ou bien, peu dissemblables, et cet appareil permet un choix aisé.

FONTAINE présente toute une nouvelle gamme d'alimentations basse tension d'une stabilité de 10^{-3} , et d'ondulation résiduelle ≤ 3 mV.

Ce sont les types

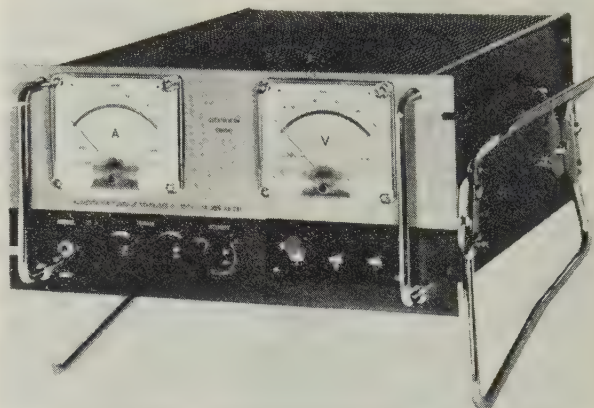
5100 : 0-50 V	10 A
5200 : 0-50 V	20 A
3300 : 0-30 V	30 A
6020 : 0-60 V	2 A
6050 : 0-60 V	5 A
6100 : 0-60 V	10 A

Signalons les alimentations d'électro-aimant de 10 kW ou 20 kW et d'une stabilité de 4.10^{-5} ou 10^{-3} .

A l'état de prototype mentionnons une alimentation 5 kV - 10 mA transistorisée, qui sera vendue au prix de 4 500 F environ et une alimentation 0 - 150 V - 1 A transistorisée également dont le prix voisinerait 4 200 F.

QUENTIN, autre spécialiste des alimentations stabilisées présente sept types nouveaux équipés de thyatron, ce qui permet de réduire considérablement la dissipation des transistors ballasts, donc d'améliorer le rendement :

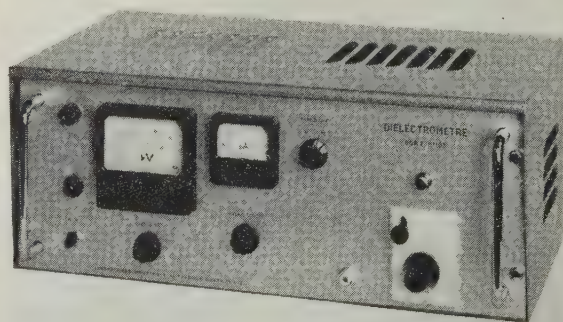
AS 280 : 0 - 150 V - 1 A
AS 281 : 0 - 150 V - 2 A
AS 282 : 0 - 150 V - 5 A
AS 270 : 0 - 50 V - 5 A
AS 271 : 0 - 50 V - 10 A
AS 272 : 0 - 50 V - 20 A
AS 255 : 0 - 32 V - 30 A



Alimentation stabilisée QUENTIN AS255

Notons qu'elles peuvent toutes fonctionner soit à tension constante, soit à intensité constante, qu'elles sont protégées contre les surcharges, et qu'elles peuvent être couplées en série ou bien en parallèle.

Les LABORATOIRES INDUSTRIELS DE PHYSIQUE ELECTRONIQUE présentent, sous forme de prototype, un appareil de type entièrement nouveau : le *Skopomètre*. Cet appareil, qui fait actuellement l'objet d'une demande de brevet, est destiné à des examens de tous matériels : électrique, électronique, électro-mécanique



Diélectromètre GOR 2 des Laboratoires Industriels de Physique Electronique

et mécanique, suivant une nouvelle méthode d'auscultation technologique. Citons également les diélectromètres *GOR* surlimités qui permettent l'étude des isolants en couches minces et ultra-minces, et la mise en évidence de seuils d'ionisation extrêmement faibles dans tous les corps, y compris les gaz.

Chez SODILEC nous avons retenu l'alimentation stabilisée à transistors type *SDT 32-03 B* qui fonctionne à tension ou courant constant et intéressante tant par ses performances : tension réglable de 0,5 à 32 V, intensité de sortie réglable de 3 mA à 300 mA, très bonne régulation et très faible ondulation résiduelle, que par son prix (870 F HT). Notons également l'oscillateur BF portable à transistors type *SO 200 A* qui couvre la gamme 1 Hz - 1 MHz et délivre 2,25 V efficaces dans 600 Ω .

Parmi les nombreux appareils METRIX présentés nous avons remarqué :

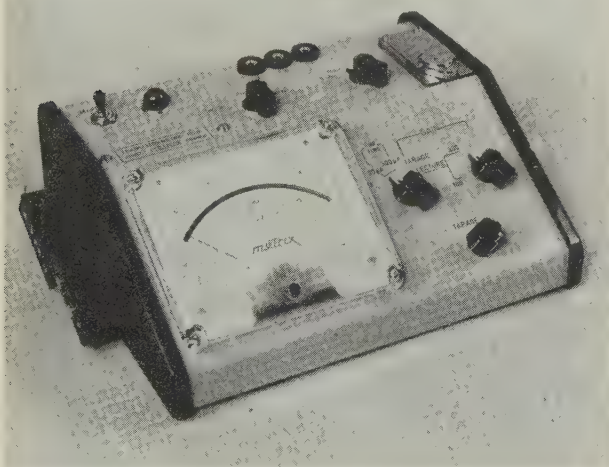
— le générateur 932 à étage de sortie accordé avec régulation du niveau de sortie, contre-réaction de modulation, et atténuateur à impédance de sortie constante, couvrant la gamme 50 kHz



Alimentation Stabilisée SODILEC SDT 32 03 B

à 50 MHz avec une précision de fréquence de $\pm 1\%$ et une dérive inférieure à $5 \cdot 10^{-5}$ en 10 mn, qui fournit une tension de sortie de 2,23 V sur 50 Ω . Cet appareil est modulable en amplitude de 0 à 100 % intérieurement à 1 000 Hz et extérieurement de 20 Hz à 20 kHz, avec 5 V sur 10 k Ω .

— le générateur VHF-AM-FM 937 A qui couvre la gamme 10 à 220 MHz avec une fréquence précise à $\pm 0,1\%$ après recouplement par quartz, et dont la dérive est inférieure à 0,005 % au-delà de 100 MHz et plus petite que 10 kHz en deçà. Il peut être modulé intérieurement à 1 000 Hz, et extérieurement entre 20 Hz et 15 kHz en fréquence avec une excursion de 0 à ± 75 kHz, et en amplitude de 0 à 80 %. Son niveau de sortie est variable de 0,8 μ V à 250 mV sur 50 Ω avec un T.O.S. inférieur à 1, 2.



Transistormètre 302 A METRIX

— le transistormètre 302 A qui permet la mesure du courant inverse des diodes, de I_{CB0} et du gain h_{21E} des transistors, et de la tension de régulation des diodes Zener.

— les relais galvanométriques à enroulement de collage QA 56 et QA 57 d'une sensibilité maximale de 3 μ A et d'un temps de réponse qui peut aller de 50 à 250 ms.

— le voltmètre de montage 1 010 A comportant en continu les échelles de 6 et 60 V, et de 60 et 600 mA, avec une précision de 1,5 %, et une échelle de 0 à 5 k Ω à 10 % près.

— les éléments coaxiaux en fiche N 50 Ω utilisables jusqu'à 1 000 MHz.

Par ailleurs METRIX distribue le générateur de haute précision DP 1001 de SOLARTRON (R.F.A.) qui, avec un jeu de trois tiroirs, permet de couvrir la gamme de 50 kHz à 860 MHz. La fréquence, pilotée par quartz, a une précision de 10^{-7} . L'appareil peut

fonctionner en BLU, avec position de la bande latérale réglable de -10 à $+10$ kHz par rapport à la porteuse, et avec suppression de la porteuse (0 à -50 dB) ; en modulation d'amplitude de 0 à 100 % jusqu'à 50 MHz et de 0 à 70 % au-dessus, avec une fréquence interne de 1 kHz sinusoïdale ou carrée, ou avec une fréquence externe de 30 à 100 kHz sinusoïdale, ou de 300 Hz à 10 kHz carrée ; en modulation de fréquence externe de 30 Hz à 100 kHz en ondes sinusoïdales et de 50 Hz à 10 kHz en signaux carrés et en modulation interne de 1 kHz avec une excursion pouvant aller jusqu'à 100 kHz.

La tension de sortie qui peut atteindre 1 V sur 50 Ω est réglée automatiquement à 0,1 dB près.

Chez THERMOPHIL nous avons retenu l'enregistreur universel à compensateur potentiométrique à 1-3-6 ou 12 voies. La cadence du pointé par les multicourbes varie de 4 à 8 s. Ses applications sont diverses telles que mesures de tensions, intensités, résistances et température avec thermo-couples, ou thermistances.

LE MATÉRIEL PHYSICO-CHIMIQUE présente l'enceinte *Climalab* destinée spécialement aux essais climatiques sur les composants électroniques, ou sur des échantillons de petites dimensions. La précision est bonne ($\pm 0,5$ °C) et sa gamme de température (-35 °C à $+125$ °C) propre à répondre à la majeure partie des essais de laboratoire. Dimensions utiles (200 $\times$ 300 $\times$ 200 mm).

Au stand CHAUVIN-ARNOUX nous avons noté :

— le *Detecta* qui permet d'actionner un relais au passage de l'aiguille d'un appareil de mesure devant un index, par coupure de rayons lumineux analysés par des cellules photo-résistantes.

— le voltmètre électronique S 100 autonome (alimentation piles-secteur) dont les gammes de tensions vont de 0,1 à 1 000 V en continu, de 1 à 100 V entre 50 Hz et 200 kHz, et de 50 mV à 15 V entre 10 kHz et 700 MHz, à l'aide d'une sonde ; avec une impédance d'entrée de 3 M Ω (à 1 000 Hz) sans sonde, et au moins égale à 1 000 k Ω (à 1 MHz) avec sonde.

Indépendamment de sa production classique PEKLY présente le *Multiscript* qui réunit dans un volume réduit (245 $\times$ 120 $\times$ 90 mm) les possibilités du contrôleur universel et de l'enregistreur à pointés sans encre.

Dans sa version 3 cet appareil permet la mesure des intensités de 0 à 200 μ A en alternatif et de 0 à 1 A en continu, et la mesure des tensions de 0 à 500 V (20 000 Ω /V) en 8 gammes en continu, et de 0 à 500 V (5 000 Ω /V) en 5 gammes en alternatif jusqu'à 20 kHz avec une précision de $\pm 1,5\%$. Le papier d'enregistrement à couche de cire peut être déroulé à trois vitesses commutables : 20/60/240 mm/h avec un mouvement et 600/1 200/1 800 mm/h avec un autre mouvement interchangeable. La cadence des pointés est de 2 s et la valeur du calibre est enregistrée automatiquement sur le papier.

BRION-LEROUX présente ses amplificateurs de mesure à courant continu qui, pour des gammes de tension d'entrée de 1 à



Amplificateur de mesure galvanométrique BRION LEROUX - A 70

50 mV, donnent des courants de sortie de 0 à 5 mA, proportionnels à la tension d'entrée à 1 % près, pour n'importe quelle charge entre 0 et 500 Ω .

ALBERT LE BŒUF expose :

- l'amplificateur *ACCT 1* qui permet la mesure des courants continus, ou lentement variables, de 10^{-14} à 10^{-4} A (seuil de lecture 10^{-15} A) avec des résistances d'entrée de 10 k Ω à 10⁶ M Ω et une précision de 1 % de 10^{-4} à 10^{-11} A, et de 2 % jusqu'à 10^{-14} A.

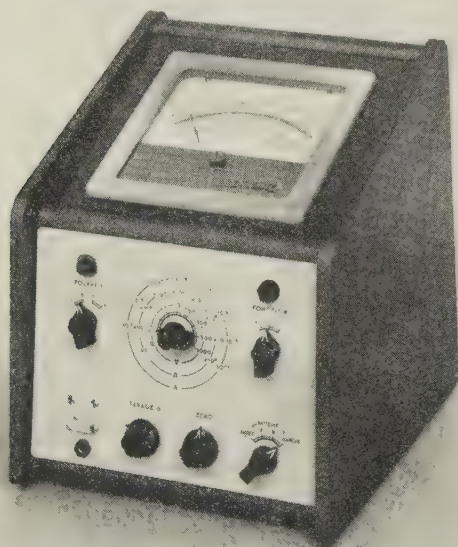
- l'amplificateur *ACCT 2* de caractéristiques identiques à l'*ACCT 1*, mais qui permet des mesures différentielles grâce à ses deux préamplificateurs séparés.

- l'enregistreur d'opérations *E.O.3.* qui, avec ses 22 pistes d'enregistrement et ses 2 pistes latérales pour bases de temps, donne la possibilité de relever les temps de fonctionnement d'automates, et des relais en particulier.

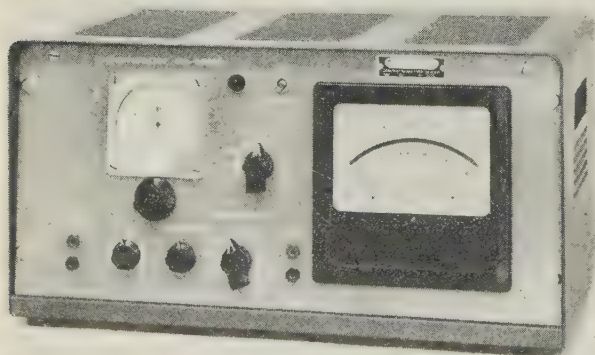
GUERPILLON présente un enregistreur à ruban *G 2*, classe 1 %, avec des calibres minimaux de 30 μ A et 20 mV, et des vitesses de déroulement du papier de 15 à 240 mm/h ou minute, dans un volume de 144 $\times$ 244 $\times$ 350 mm.

SAGOT-NICOLLIER présente le voltmètre *VS* à échelle dilatée pour des tensions continues de 5 à 300 V, ou des tensions alternatives de 110 ou 220 V au milieu de l'échelle, avec une précision de 0,5 %.

TACUSSEL propose de nombreux appareils nouveaux parmi lesquels nous avons retenu :



Multimètre Electronique VE7 - TACUSSEL



Distorsiomètre harmonique DH2 - TACUSSEL

- le multimètre électronique *VE 7*, appareil autonome puis-que alimenté par piles, qui permet la mesure précise de tensions continues (de 1 mV à 1 000 V), de courants continus (1 pA à 1 mA) et de résistances (de 2 Ω à 1 000 000 M Ω).

- le générateur de signaux sinusoïdaux *GBF 6 A*, transistorisé, qui couvre la gamme 0,5 Hz - 500 kHz.

- le distorsiomètre harmonique *DH 2* qui permet la mesure des taux de distorsion harmonique compris entre 0,05 % et 100 %, sur des signaux dont la fréquence fondamentale est comprise entre 3 Hz et 300 kHz.

ACEM expose un nombre assez important d'appareils nouveaux parmi lesquels nous citerons :

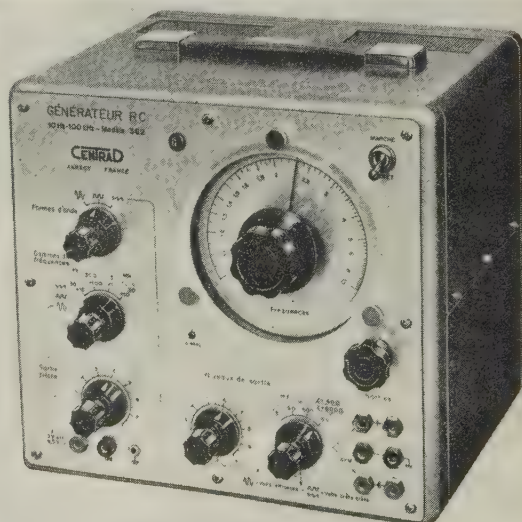
- l'ampèremètre enregistreur à réponse temporisée *ETX*, qui convient chaque fois qu'une réponse instantanée n'est pas nécessaire, et qui a été spécialement conçu pour les ateliers et les chantiers. C'est un ampèremètre thermique, 5 A direct, diagramme circulaire (1 tr/24 h).

- le relais différentiel thermique à action temporisée pour la surveillance, l'asservissement, la protection et la régulation.

- l'interrupteur cyclique réglable, modèle thermique, type *IC/R*, qui provoque le fonctionnement d'un inverseur (3 A/220 V) à des intervalles de temps T_1 et T_2 , la somme de ces temps constituant le cycle qui pourra se régler de 1 à 60 mn.

La SOCIÉTÉ D'APPLICATIONS INDUSTRIELLES DE LA PHYSIQUE présente le générateur de fonction programmé *GFP 1* qui matérialise sous forme de tension électrique, fonction du temps, une fonction donnée $Y = f(x)$ limitée dans un intervalle (x_a, x_b) de sa variable x . Comme applications citons son utilisation comme organe d'entrée pour calculateur analogique, générateur de signaux déterminés pour l'analyse de la réponse de réseaux, etc.

CENTRAD expose le générateur video 385 qui reproduit les standards de télévision à 625 et 819 lignes, le générateur *VHF 386* prévu pour compléter le précédent, mais qui peut également être utilisé seul, et le convertisseur *UHF 387* qui est destiné aux réglages des téléviseurs des bandes IV et V (470 à 860 MHz) au moyen de mires et vobulateurs ne fournissant pas eux-mêmes ces fréquences. Il agit par transposition du signal d'origine, sans distorsion, ni inversion des diverses modulations. Citons également le générateur *BF 362* équipé de semiconducteurs et qui délivre trois formes d'ondes (sinusoïdes, signaux carrés, et dents de scie) dans la gamme de fréquences 10 Hz - 100 kHz.



Générateur BF 362 - CENTRAD

La SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE D'ELECTROTECHNIQUE ET DE RADIO-ELECTRICITÉ SIDERS expose les générateurs UHF type *TV 451* monocanal, et type *TV 453-3* canaux, qui sont des appareils d'essai de télévision dans l'une des bandes IV ou V. Pour satisfaire aux différents standards nationaux, le même appareil peut donner la voie son en A.M. ou en F.M., et l'image en modulation positive ou négative.

Chez TELEC la nouveauté est le *SDT 16*, appareil multivoies

transistorisé pour extensométrie statique et dynamique ; sa principale caractéristique est une transistorisation intégrale.

L.T.I. présente aux visiteurs des nouveautés intéressantes :

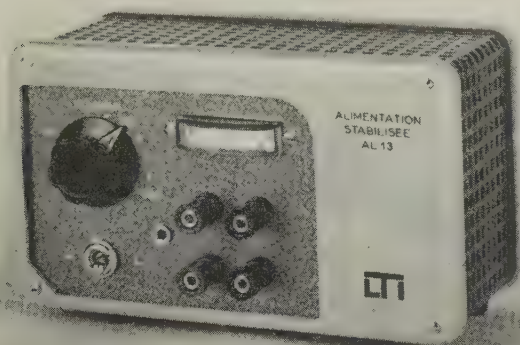
— un convertisseur 27 V continu / 110 V sinusoïdal (type CV 25). Puissance 500 VA — tension de sortie régulée et taux d'harmonique de l'ordre de 5 %.

— une alimentation stabilisée type AL 8 (33 V - 2 A), pouvant fonctionner à tension constante avec limitation de débit, et à courant constant avec limitation de tension de sortie.

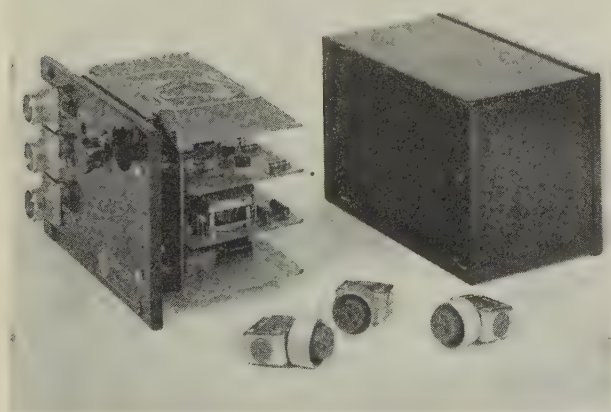
— une alimentation stabilisée 60 V - 5 A (type AL 12) protégée électroniquement contre les surcharges, et remise automatiquement en fonctionnement dès suppressions de la surcharge.

— les alimentations stabilisées AL 10 et AL 13 qui par leur faible encombrement, leur prix très acceptables, et leurs bonnes performances sont des instruments pratiques pour les laboratoires expérimentant des montages transistorisés.

— un amplificateur de courant continu (type AM 91), à bas niveau d'entrée, stable dans le temps et en température, utilisable pour jauges et thermocouples.



Alimentation stabilisée AL 13 - L.T.I.

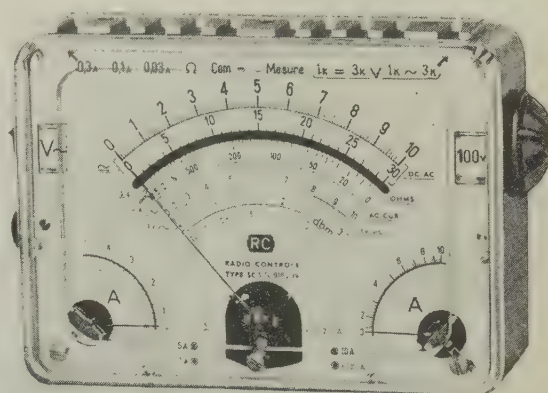


Amplificateur de courant continu AM 91 - L.T.I.

Chez AUDIOLA signalons le vobuloscope de précision 217 A, appareil spécialement conçu pour l'observation en analyse fréquentielle des circuits et filtres à bande passante très étroite ; en effet le dispositif de marquage très précis permet de marquer des points de fréquences très voisines sur la courbe analysée. Il existe divers modèles standard en ce qui concerne la bande de fréquence couverte qui est de 30 kHz pour la bande la plus basse, et de 9 MHz à 18 MHz pour la plus élevée. D'autres gammes peuvent être fournies sur demande.

Chez TELCO nous notons l'enregistreur direct à 8 canaux modèle ED 86 : enregistrement en coordonnées rectangulaires sur papier thermosensible, équipé d'amplificateurs modèle DA 5 qui permettent une réponse en fréquence de 0 à 100 Hz à 3 dB pour 20 mm d'inscription crête à crête. Cet enregistreur est également réalisé avec un nombre de canaux différents : modèle ED 46 : 4 canaux ; modèle ED 66 : 6 canaux. Signalons également le Mégascope équipé d'un écran de 43 cm, à luminosité élevée. Il existe en version double : type MS 4 à usage médical, et MS 6 à usage industriel.

RADIO CONTROLE présente un contrôleur universel intéressant : le SC 3 robuste, bien que sensible, qui fait 50 000 Ω/V , et le Supertest STS, contrôleur portable, également à haute résistance interne (50 000 Ω/V), qui comporte trois instruments de mesure et un dispositif de contrôle et de mesure des transistors.



Contrôleur universel SC 3 - RADIO-CONTROLE

Parmi les nombreux appareils TEKTRONIX (U.S.A.), distribués par R.T.I., on distingue des nouveautés remarquables parmi lesquelles nous citerons :

— l'oscilloscope 647 qui est un appareil robuste, particulièrement étudié pour des conditions d'emploi sévères. Son système de tiroirs interchangeable, en déflexion verticale et horizontale, offre des possibilités multiples. Citons le tiroir double trace 10 A 2 de 0 à 50 MHz de bande, 10 mV à 20 V/cm de sensibilité, 7 ms de temps d'établissement du signal sur chacun des deux canaux, et le tiroir 11 B 2 qui comprend deux bases de temps séparées dont la vitesse de balayage peut varier de 10 ns/cm (loupe électronique) à 12 s/cm, avec : balayage monocrourse, déclenchement manuel ou automatique, sortie de la tension de balayage, balayage retardé calibré, loupe électronique, etc.

— le tiroir d'échantillonnage à double trace 3 S 3, utilisable avec les oscilloscopes de la série 560, dont le temps de montée est de 0,5 ns, le bruit 0,33 mV et la sensibilité maximale 2 mV/cm.

— le tiroir d'échantillonnage à double trace 4 S 3, utilisable avec l'oscilloscope 661, dont le temps de montée est de 0,5 ns, le bruit 0,5 mV et la meilleure sensibilité 0,67 mV/cm.

— le tiroir à double trace J, utilisable avec les oscilloscopes 541 - 543 - 545 et 555, dont la sensibilité maximale est de 5 mV/cm, le temps de montée 10 ns et la bande passante 0 à 35 MHz, et qui offre cinq possibilités d'utilisation des 2 canaux.

Parmi la très importante présentation de HEWLETT PAKARD (U.S.A.) tout comme l'année passée, les nouveautés sont nombreuses ; nous retiendrons :

— le nouvel oscilloscope (140 A) à tiroirs interchangeables ; la grande diversité des tiroirs, dont dispose l'utilisateur, permet de satisfaire les spécialistes en techniques rapides, aussi bien que ceux qui recherchent une sensibilité aussi élevée que 10 $\mu V/cm$. Pour l'ensemble on peut donc signaler les particularités suivantes :

Bandes passantes jusqu'à 20 MHz.

sensibilité jusqu'à 10 $\mu V/cm$.

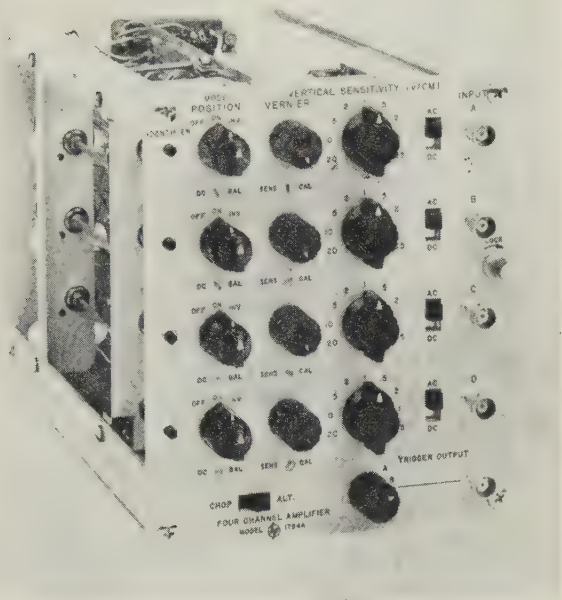
Vitesse de balayage jusqu'à 20 ns/cm.

Admet deux tiroirs simples ou un double (possibilité d'obtenir facilement un X-Y avec deux tiroirs amovibles).

Tube cathodique à post-accélération de 7,5 kV, graticule interne. Bouton poussoir pour recherche rapide du spot.

Il paraît intéressant de signaler le *tiroir* 1415 A destiné aux mesures de réflexions dans les câbles. C'est un générateur qui envoie dans le système à mesurer, une impulsion dont le temps de montée est de 50 ps. Les réflexions sont observées sur l'écran de l'oscilloscope au moyen d'un système à échantillonnage. Un coefficient de réflexion de 0,001 peut être observé.

— un tiroir quadruple trace (1754 A) destiné à l'oscilloscope universel 50 MHz (*type* 175 A), sera livrable prochainement.



Tiroir quadruple trace 1754 A HEWLETT-PACKARD

Ses caractéristiques principales sont :

commutation des canaux au choix, soit d'une façon séquentielle, soit par découpage à la fréquence de 1 MHz ;

pour chaque voie : 9 sensibilités (20 V/cm à 50 mV/cm).

bande passante : 0 à 40 MHz.

temps de montée : 9 ns.

un amplificateur de synchronisation pour déclenchement.



Générateur 800 à 2 400 MHz 8 614 A - HEWLETT-PACKARD

— le générateur (8614 A) couvrant la bande de 800 à 2 400 MHz, dont le niveau de sortie est réglé à $\pm 0,5$ dB. Associé au nouveau modulateur (8714 A) cet ensemble offre de nombreuses possibilités.

— le nouvel oscillateur de balayage (691 A) fonctionnant dans la bande de 1 à 2 GHz avec :

niveau de sortie réglé (ce niveau peut être asservi par une boucle de contre-réaction interne ou par un circuit externe).

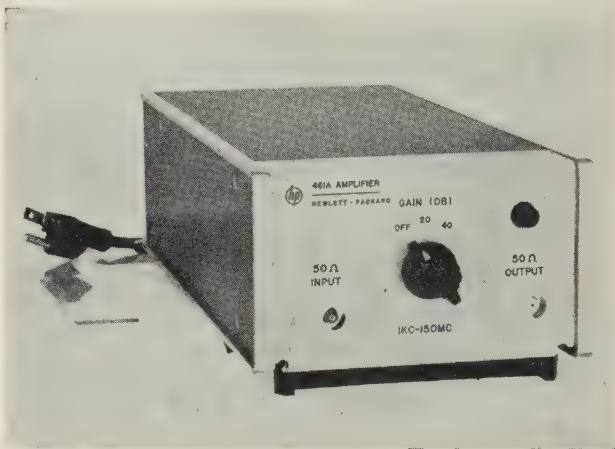
vitesse de balayage variable de 10 ms à 1 000 s avec choix du sens de l'analyse, et des limites inférieures et supérieures par 2 cadrans.

deux circuits marqueurs modulent le signal en amplitude et peuvent servir à délimiter les fréquences extrêmes d'excursion.

modulation en fréquence autour d'une fréquence centrale (au plus 10 % de la gamme).

— le récepteur (5090 A) pour des mesures de temps précises, calé sur la station de Droitwich (200 kHz $\pm 0,5 \times 10^{-9}$). Il délivre deux fréquences : 100 kHz et 1 MHz.

— Deux amplificateurs, à très large bande, pour impulsions (types 461 et 462) : 100 kHz à 150 kHz, amplification au choix : 20 ou 40 dB, impédance d'entrée et de sortie 50 Ω , et pour le 462 : courbe de réponse gaussienne, temps de montée : 4 ns.

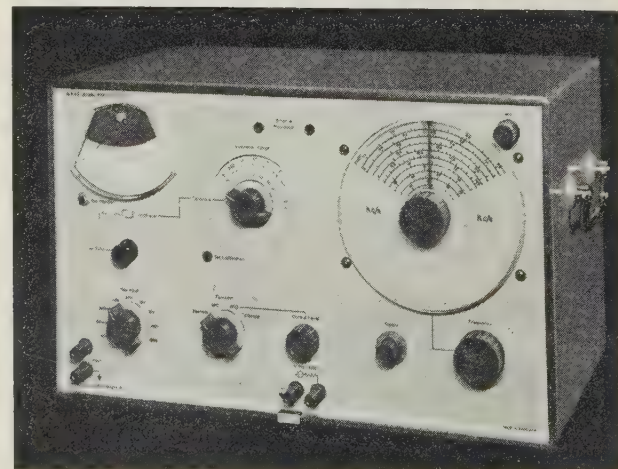


Amplificateurs pour impulsions 461 A HEWLETT-PACKARD

— Enfin un voltmètre à vraie valeur efficace type 3 400 A, permet la lecture directe en tension ou courant (sonde spéciale) de tensions H.F. complexes ayant un facteur de crête de 10 : 1 à pleine échelle à 1 % près (bande 50 Hz - 3 MHz) ou 5 % près (bande 10 Hz - 10 MHz), sensibilité 1 mV à 300 V pleine échelle.

MARCONI représenté par SIEDMA, expose à son stand les nouveautés suivantes :

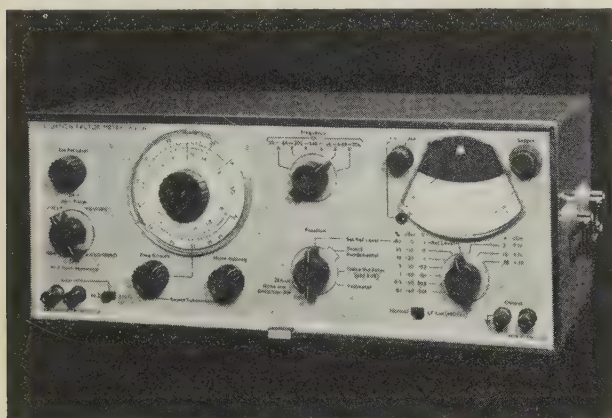
— le nouvel analyseur d'ondes TF 2330, dont la gamme de



Analyseur d'ondes TF 2 330 MARCONI

mesure s'étend de 20 Hz à 50 kHz. Il permet de mesurer jusqu'à — 75 dB les distorsions harmoniques ou d'intermodulations, et les niveaux de bruit et de ronflement. Il se compose en principe d'un voltmètre accordé, très sensible, ayant une bande passante de 6 Hz. Sa fréquence d'accord peut être asservie sur le signal d'entrée ce qui facilite les mesures. La tension d'entrée peut varier de 3 μ V à 300 V. Cet appareil est entièrement transistorisé.

— également, intégralement transistorisé, le distorsiomètre TF 2331. L'impédance d'entrée est soit de 600 Ω , soit variable de 10 k Ω à 100 k Ω . La tension d'entrée peut être variable de 0,775 V (0 dB/m dans 600 Ω) à 30 V_{eff}. Le taux de distorsion minimale que l'on peut mesurer est de 0,05 % (indicateur donnant 0,1 % à pleine déviation) le maximum est de 100 %. La précision est respectivement de 0,01 % et de 0,025 %. Accord sur la fondamentale dans une plage de fréquence de 20 Hz à 20 kHz. La distorsion est mesurée dans une bande passante de 20 kHz ou de 100 kHz (fréquence harmonique). La tension d'entrée amplifiée est sortie afin de permettre son examen sur un oscilloscope, ainsi que les bruits résiduels et les produits de distorsion.



Distorsiomètre TF 2331 MARCONI

— Complétant la série des générateurs UHF (TF 1060 et TF 1060/2) le générateur TF 1060/3 est présenté cette année. Il couvre la gamme de fréquence : 470 à 960 MHz avec la possibilité de fournir une modulation de fréquence ($\Delta f_{\max} \pm 300$ kHz), au lieu d'une modulation d'impulsion. Modulation d'amplitude à 1 kHz avec taux de modulation de 30 %. Puissance de sortie de — 130 à 0 dB/m (impédance 50 Ω). Le constructeur signale que la puissance de sortie peut aller jusqu'à 25 mW. La précision de la fréquence affichée est de ± 1 % avec une dérive $< \pm 5 \times 10^{-5}$ pour une période de 10 mn.

Au stand WANDEL GOLTERMANN nous avons remarqué :

— le népermètre sélectif SPM 2 qui permet la mesure de niveaux de — 70 à + 20 dB à $\pm 0,15$ dB près, (0 dB = 0,775 V) sur des impédances de 600 - 150 et 75 Ω , entre 10 Hz et 600 kHz. En mesure non sélective la gamme des niveaux s'étend de — 30 à + 20 dB et la gamme de fréquences de 300 Hz à 600 kHz.

— l'oscilloscope OSI à 2 entrées équilibrées avec système d'étalonnage intérieur et commutation en entrée différentielle. La gamme de fréquences s'étend du continu à 33 MHz avec une sensibilité de 50 mV à 60 V/cm et un temps de montée de 10 ns. Balayage de 20 ns/cm (loupe électronique) à 2 s/cm avec déclenchement jusqu'à 2 MHz et synchronisation jusqu'à 30 MHz.

Chez GENERAL RADIO (U.S.A.) les nouveautés sont nombreuses. Dans le domaine de l'acoustique nous avons vu un appareil (1559 — A) pour l'étalonnage absolu des microphones, par la méthode de réciprocité. Cet appareil permet, en moins d'une minute, d'effectuer l'étalonnage absolu des microphones aux fréquences comprises entre 20 et 8 000 Hz par rapport à 1 volt/microbar.

Un analyseur d'ondes (1900 A) couvrant en une seule gamme la bande de fréquences : 20 à 50 000 Hz avec 3 sélectivités commutables (3, 10 ou 50 Hz). Sa sensibilité varie de 30 μ V à 300 V pleine échelle. La fréquence d'accord de l'analyseur est asservie sur la fréquence du signal à étudier.

Signalons deux accessoires pour le Strobotac : le synchronisateur photoélectrique (1536 A) et le déphaseur d'éclats (retard compris entre 100 μ s et 0,8 s).

Dans le domaine des mesures d'impédances, signalons un pont d'inductance (1633 A) : mesure de L et de Q avec superposition d'un courant continu important (jusqu'à 50 A) et possibilité d'effectuer des mesures sur tous les éléments non linéaires : ferrites, diodes Zener, etc.

Un mégohmmètre (1862 C) mesure des résistances sous tension de 100 ou 500 V, jusqu'à 2 000 000 M Ω .

Un nouveau connecteur coaxial (série 900) de très haute précision et de grande performance : T.O.S. à 1 GHz > 1,002 et à 9 GHz > 1,01. Les fuites sont inférieures d'au moins 130 dB, par rapport au signal.

Un ensemble extrêmement utile et facilitant les mesures avec les différents ponts HF est constitué d'un mélangeur 1232 PI et de l'amplificateur 1232 A accordé sur 20 ou 100 kHz. La fréquence du signal d'entrée du mélangeur peut être comprise entre 70 kHz et 10 MHz. Après mélange avec un oscillateur local, on obtient une moyenne fréquence de 20 ou 100 kHz qui sera amplifiée par l'amplificateur 1232 A. On obtient ainsi une sensibilité très grande (0,4 à 1 μ V).

Un générateur HF étalonné et vobulé (1025 — A) 10 gammes de fréquences couvrant de 700 kHz à 230 MHz (une octave par gamme) plus 2 gammes étalées : 400 à 500 kHz et 10,4 à 11 MHz. Tension de sortie stabilisée, ajustable de — 123 à + 7 dBm dans 50 Ω . Marqueur étalonné et réglable en amplitude et en fréquence. La largeur de balayage peut varier d'une octave à 1/10 de la gamme utilisée.

Ce générateur comporte un détecteur amplificateur permettant d'attaquer un oscilloscope ou un enregistreur X — Y (dans ce cas la durée d'un balayage peut être de 1,25 minute avec un entraînement extérieur (908 — P 3)).

Signalons encore : un filtre de bruit « rose » (1390 — P2) (branché sur un générateur de bruit « blanc » ce dernier délivre une énergie constante par octave), un wattmètre de sortie BF (1840 A), un condensateur étalon de référence (1404 A), un fréquencemètre, périodemètre, chronomètre digital (1151 A) entièrement transistorisé (gamme de mesure de fréquence jusqu'à 300 kHz).

Enfin le nouveau voltmètre électronique : 1806 A qui remplace le type 1800 B, et qui présente des caractéristiques intéressantes :

— mesures des tensions continues et alternatives jusqu'à 1500 MHz avec une précision constante de 2 % de la lecture. Echelle logarithmique qui permet un pouvoir de résolution constant et une meilleure commodité de lecture surtout en bas de gamme (échelle dilatée). Quatre décades de sensibilité (1,5 - 15 - 150 et 1500 V).

Une nouvelle diode céramique a permis de réaliser une sonde de très petites dimensions, ayant un temps de transit très faible, et une fréquence de résonance supérieure à 3 000 MHz.

Il permet également la mesure des résistances jusqu'à 1000 M Ω .

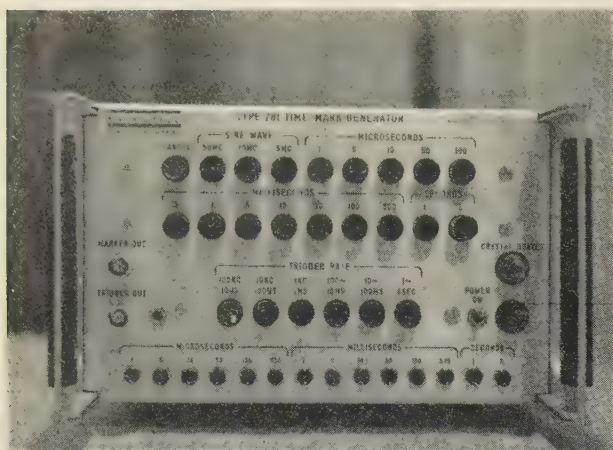
Chez FAIRCHILD DU MONT (U.S.A.) une place importante est consacrée aux oscilloscopes transistorisés de la série 765. Ces appareils sont présentés maintenant en 3 modèles : standard (766), valise (765) et rack (767). On trouve cette année plusieurs nouveaux tiroirs et notamment les tiroirs 50 MHz de bande et un tiroir de grande sensibilité : 1 mV/cm avec entrée différentielle et bande passante de 850 kHz.

Avec la caméra (série 453) pour oscilloscopes, on peut modifier les dimensions de l'usage sans être obligé de régler la mise au point.

Enfin il faut noter un générateur pour marquage des temps (type 781) permettant l'étalonnage précis de l'échelle des temps sur les oscilloscopes. Cet appareil entièrement transistorisé (13x21x26 cm 4,3 kg) consomme 16 W sous 120 V - 50 Hz, et présente des particularités intéressantes :

Il comprend un oscillateur à quartz à 1 MHz (thermostaté) qui fournit des tensions sinusoïdales de 5-10 et 50 MHz en plus d'impulsions pour marquage des intervalles de temps de 1 - 5 - 10 - 50 - 100 et 500 μ s, 1 - 5 - 10 - 50 - 100 et 500 ms, 1 et 5 s. L'amplitude des impulsions est de 5 V et la fréquence de répétition peut être de 1 - 10 - 100 - 1000 - 10 000 ou 100 000 par seconde.

RHODE et SCHWARZ, représenté par MEGEX, maintient sa fabrication classique et présente une nouveauté :



Générateur pour marquage des temps - type 781 FAIRCHILD

— l'analyseur *FUA* dont le bruit et la distorsion propres sont respectivement inférieurs à $1 \mu\text{V}$ et 70 dB dans la bande 100 Hz - 100 kHz. La gamme utile de tension va de $10 \mu\text{V}$ à 30 V sur échelle linéaire ou logarithmique.

DIGITAL MEASUREMENTS (D.M.), représenté par TECHNIQUE ET PRODUITS, présente un voltmètre numérique de grande diffusion entièrement transistorisé. Le *DM 2004* destiné à la mesure des tensions continues de 1 mV à 1 kV en 4 gammes, avec affichage de 4 chiffres (précision $10-3 \pm 1$ unité sur le dernier chiffre).

Impédance d'entrée 1 M Ω sur la gamme inférieure et 10 M Ω sur les autres gammes.

Déclenchement de comptage manuel ou automatique par changement de tension.

KLEMT (RFA), représenté par FREI, développe ses contrôleurs d'antenne et voltmètres VHF et UHF, qui sont particulièrement appréciés pour les mesures de champ, contrôle des émetteurs et antennes, et les mesures sélectives de tension, dans la gamme 30 à 860 MHz.

Les ponts de mesure de tolérance des résistances et capacités KLEMT permettent le tri de ces éléments pour des valeurs de 10 Ω à 50 M Ω avec des tolérances de $\pm 20\%$ à $\pm 2\%$ et de 1 pF à 1 000 μF avec des tolérances de $\pm 20\%$ à $\pm 5\%$. Des installations de tri automatique sont prévues pour résistances, capacités et diodes.

Parmi les nouveautés que présente SOLARTRON mentionnons l'oscilloscope modulaire *CD 1183* double trace, double faisceau, possédant deux voies Y et une voie X identiques, ce qui est très utile pour les figures de Lissajous. Il fonctionne de 0 à 10 MHz et est équipé de tiroirs interchangeables. Il ne faut pas passer sous silence le calculateur analogique TUTOR, conçu plus spécialement dans un but éducatif, et destiné à familiariser dès l'école les ingénieurs et techniciens au calcul analogique.

TUTOR comprend, outre son alimentation (capable d'alimenter quatre calculateurs, d'où diminution du prix de revient en cas d'expansion) six amplificateurs opérationnels. Cet appareil très souple d'utilisation doit être un précieux outil pour l'enseignant.

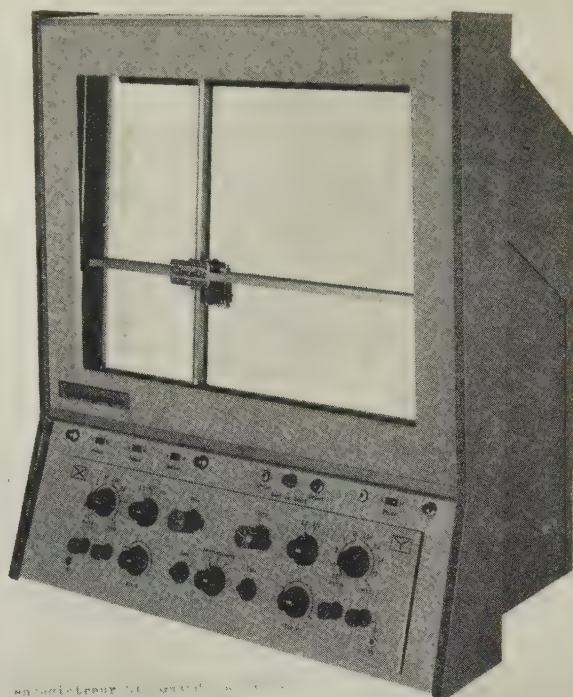
Signalons encore le pont de comparaison numérique qui permet de mesurer des résistances allant de 10 Ω à 15,99 M Ω avec une précision de $\pm 0,1\%$: la mesure consiste à insérer la résistance entre deux contacts et à appuyer sur un bouton et le résultat s'affiche automatiquement.

Chez ROBAND, représenté par les Ets TRANCHANT, nous avons noté le voltmètre digital *RDV5* à 5 chiffres et indications de polarité qui autorise des mesures de tension de $50 \mu\text{V}$ à 1 000 V avec une précision de 0,05 %, et des impédances d'entrée de 10 à 100 M Ω .

JERROLD, représenté par le BUREAU DE LIAISON, annonce l'extension de la gamme de fréquences du vibulateur type *900 B* jusqu'à 2 000 MHz.

CIMATIC, distribué par IMEX-FRANCE, présente :

— le *cimagraphe 30/40 HZ* qui correspond au *cimagraphe 30/40 CM* mais dont la résistance d'entrée est de 100 M Ω pour les échelles en mV.



Enregistreur cimagraphe 30/40 CIMATIC

— le *cimagraphe 25/35 RK*, version rack standard du précédent.

— Par ailleurs les enregistreurs potentiométriques CIMAPOT vont sortir en quatre versions : version standard (résistance d'entrée 1 M Ω /V, échelles fixes et variables), version *HZ* (résistance d'entrée 100 M Ω jusqu'à 200 mV, échelles fixes),

Version *S* (1 seule voie),

Version *D* (2 voies indépendantes).

ELECTRO-INSTRUMENTS (U.S.A.), représenté par R.T.I., développe ses voltmètres numériques à 5 chiffres et ses enregistreurs X-Y.

Chez SPERRY nous avons vu un milliwattmètre *Microline 66A2* dont les caractéristiques sont intéressantes :

— gamme de mesure : 10 MHz à 12,4 GHz suivant la monture à thermistance utilisée, guide 33×4 , ou coaxial.

— Il est compensé en température, d'où grande stabilité du zéro ($\pm 1\%$ de variation de la pleine échelle).

— 7 gammes de mesure : 10 μW à 10 mW.

— Permet de réguler le niveau de sortie du générateur de balayage *Microline 64* à $\pm 0,1$ dB, et servant de niveau de référence.

DYNA-EMPIRE, représenté par la SOCIÉTÉ ELECTRONIQUE, expose le gaussmètre *D 874* portable, robuste, transistorisé, et alimenté par batterie de longue durée, qui permet une mesure précise des intensités de flux magnétique jusqu'à 30 000 gauss. (précision $\pm 2,5\%$ jusqu'à 14 000 gauss, au delà il faut consulter une courbe d'étalonnage pour faire des mesures précises).

BRYANS présente un nouveau traceur de courbe XY, c'est le type 22 000 qui fonctionne du courant continu à 6 Hz, et un traducteur d'informations numériques série 20017 conçu pour fonctionner avec le traceur de courbes modèles 20139 à partir de cartes ou rubans perforés, ou directement commandé par clavier manuel.

HARMAN KARDON présente le *Facilogic* ensemble numérique constitué à l'aide de modules à fonctions standard, permettant toutes les combinaisons nécessaires à la réalisation de logiques. Au même stand nous avons remarqué le *Reporteur 33*, un voltmètre-ohmmètre à 3 chiffres.

BOONTON ELECTRONICS, distribué par SEURELEC, expose son pont de capacitance *75 A-S 8* pour la mesure des capacités de 0,0002 pF à 1 000 pF avec une précision de 0,25 %.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Le 14 mars 1964, au Musée des Monuments Français, devant une nombreuse et brillante assistance, M. le Professeur Louis NÉEL, Membre de l'Académie des Sciences, a remis à M. Maurice PONTE, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences, Président-Directeur Général de la CSF et Ancien Président de notre Société, son Epée d'Académicien.

Auparavant, M. le Duc de BROGLIE, de l'Académie Française, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel, retraça la carrière scientifique de M. PONTE ; ses travaux au laboratoire de son frère, Maurice DE BROGLIE, sur la spectrographie des rayons X ; au laboratoire de Sir William BRAGG sur la diffraction des rayons X par les cristaux et au laboratoire de l'Ecole Normale Supérieure sur les sources lumineuses excitées par les champs de haute fréquence.

Il rappela également la contribution de M. PONTE, en collaboration avec Henri GUTTON, à la mise au point en 1934 du premier radar, et à l'étude d'un magnétron à cavités de puissance élevée, dont les principes furent communiqués en 1940 à nos alliés britanniques et ont largement contribué à la construction des radars pendant la guerre.

Depuis, les équipes de chercheurs constituées par M. PONTE ont, sous la conduite de M. WARNECKE, accompli les recherches les plus diverses dans la technique des tubes à vide, et mis au point des tubes nouveaux du type « Carcinotrons » largement utilisés à l'heure actuelle.

M. le Professeur TRILLAT, Membre de l'Académie des Sciences retraça ensuite certains points particuliers de la Carrière de M. PONTE, et rappela que par suite d'un accident matériel — panne d'un générateur — la publication retardée de sa thèse sur la diffraction des Electrons par les Cristaux, fit que le prix Nobel fut attribué à G.P. THOMSON.

Le Professeur TRILLAT mit l'accent sur le rôle d'Animateur et de Chef d'Industrie que fut celui de M. PONTE à la tête de la C.S.F.

Il signala enfin combien la culture générale acquise par le nouvel académicien et qui fait l'admiration de tous, était une illustration pertinente de cette phrase de Louis ARMAND :

« Il n'y a pas opposition entre la Culture et la Technique il y a association ».

M. Emile GIRARDEAU (1), Membre de l'Académie des Sciences Morales et Politiques, Président d'Honneur et Fondateur de la C.S.F., rappela à son tour, toute la chance qu'il avait eue de découvrir Maurice PONTE et de l'inviter à assumer la Direction des recherches techniques concernant les tubes à vide.



(Photo C.S.F.)

Il rappela les principales étapes de ses travaux de recherches dans l'industrie et toute l'impulsion que la personnalité de M. PONTE donna aux travaux de recherches de la Compagnie, indépendamment de ses qualités de Chef d'Industrie.

M. le Professeur Louis NÉEL, avant de remettre son épée à M. PONTE évoqua leurs souvenirs de jeunesse, du temps où tous deux étaient à l'Ecole Normale Supérieure, et les travaux que le nouvel Académicien y effectua.

Il décrivit ensuite les caractéristiques de l'Epée de M. PONTE, dont la photographie jointe permet d'apprécier la pureté des lignes dues au Maître ARTHUS BERTRAUD et dont les attributs rappellent l'éminente carrière de notre ancien Président.

(1) Empêché d'être présent et dont le discours enregistré sur magnétophone fut retransmis à l'Assemblée.

La poignée est en cristal de Zirconium formé et nourri dans les laboratoires de la C.S.F. La garde, d'un côté représente un aérien de Radar, de l'autre l'image P.P.I. de la région natale de M. PONTE. Sur le sommet, la formule h/mV rappelle le sujet de sa thèse.

Le bouton est formé d'une tourmaline où des traits gravés se réfléchissant multiples sur les facettes, évoquent les intercommunications. Enfin, sur la lame cruciforme, quatre équations paramétriques définissent, lorsque « t » varie de -1 à $+1$, le sigle de la C.S.F.

M. PONTE, après avoir reçu son épée, remercie tous les maîtres à qui il doit sa formation. Il y associa M. GIRARDEAU, qui comprit, dès 1929, qu'une industrie moderne ne pouvait se développer qu'à partir de laboratoires.

Il tint à exprimer sa gratitude à M. le Ministre MALRAUX et au Conservateur en Chef THIBAUT qui permirent à cette manifestation de se dérouler dans le cadre magnifique du Musée des Monuments Français.

Il tint à rendre hommage à ses nombreuses équipes qui, animées d'une foi sans défaillance, ont permis de faire rayonner hors de France la Technique Française.

Qu'il me soit permis, à mon tour, en tant que Collaborateur de longue date du nouvel Immortel et en tant qu'ancien Président de la Société Française des Electroniciens et Radio-Electriciens, de lui dire combien nous sommes fiers de son œuvre scientifique, technique et industrielle et de lui adresser, au nom de notre Société, nos plus affectueuses félicitations.

R. AUBERT

*Ancien Président de la S.F.E.R.
Directeur Général Technique de la C.S.F.*



(Photo C.S.F.)

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FREQUENCE
par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. en 10⁻¹⁰
(— 74.10⁻¹⁰)

Valeurs journalières moyennes
pour l'intervalle de 24 heures centré sur 3 h T.U.
(*centré sur 19 h T.U.)

Février 1964	GBR 16 kHz	NBA 18 kHz	NAA 18,6 kHz	NPM* 19,8 kHz	NSS* 22,3 kHz
1	— 147,8	—	—	— 148,0	— 147,7
2	— 148,2	—	— 148,1	— 147,5	— 148,3
3	— 147,7	—	—	— 148,0	— 146,3
4	— 147,4	—	—	—	—
5	— 146,6	—	— 147,2	—	— 147,5
6	— 147,2	—	—	— 146,6	— 148,1
7	— 146,6	—	— 148,5	— 147,4	— 147,2
8	— 148,0	—	— 148,1	— 147,7	— 149,0
9	— 148,0	—	— 147,6	— 146,5	— 148,0
10	— 147,6	—	— 147,8	— 147,9	— 148,9
11	— 148,0	—	— 148,1	— 147,9	— 148,4
12	— 148,4	—	— 148,9	— 147,7	— 148,5
13	— 147,9	—	— 146,7	—	—
14	— 147,7	—	— 145,9	— 148,5	— 146,4
15	— 148,0	—	— 145,7	— 148,2	— 149,7
16	— 147,5	— 149,3	— 147,9	— 149,6	— 148,7
17	— 149,0	— 149,0	— 148,3	— 148,6	— 149,1
18	— 147,4	— 150,0	— 149,2	— 148,1	— 149,5
19	— 148,8	— 148,2	— 148,1	— 149,2	— 149,4
20	— 147,2	— 149,3	— 149,7	— 147,9	—
21	— 147,7	— 148,8	— 148,1	— 148,2	— 148,2
22	— 147,6	— 148,7	— 148,1	— 148,9	— 148,5
23	— 148,0	— 148,5	— 148,4	— 148,8	— 148,2
24	— 148,7	— 148,5	— 148,2	— 148,7	— 148,6
25	— 149,1	— 148,7	— 147,5	— 148,6	— 146,6
26	— 148,7	— 149,2	— 148,2	— 147,8	—
27	— 148,5	—	— 147,1	—	—
28	— 148,3	— 148,9	—	— 148,1	—
29	— 146,8	— 149,1	— 147,9	— 149,6	—

— 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.

AMPLIFICATEURS GALVANOMETRIQUES

La Société BRION LEROUX présente pour la première fois, au Salon des Composants Electroniques 1964, une gamme d'amplificateurs de mesure à courant continu qui permettent d'utiliser à l'entrée des capteurs à très bas niveau de puissance, et à la sortie des appareils de mesure industriels, c'est-à-dire à la fois robustes et précis, ou des chaînes de régulation automatique.

Les amplificateurs galvanométriques sont des systèmes asservis qui fonctionnent de la manière suivante : le courant de sortie est asservi à la tension d'entrée par une méthode d'opposition automatique (fig. 1).



FIG. 1.

La tension aux bornes de la résistance R est maintenue à la même valeur que la tension d'entrée V par un galvanomètre de zéro, dont le moindre mouvement est décelé par un détecteur de position à transistors qui fournit un courant variable entre 0 et 5 mA. Le courant I qui sort du détecteur de position parcourt la résistance R.

Si la tension RI est inférieure à V, le galvanomètre dévie légèrement dans le sens qui augmente I. Si RI est supérieure à V, le galvanomètre dévie dans l'autre sens. A l'équilibre, on a toujours, à ± 1 % près du calibre :

V = RI.

Le courant I est donc proportionnel à la tension d'entrée, quelle que soit la valeur de la charge (entre 0 et 1 000 Ω).

Exemple : mesure de température à l'aide d'un couple thermo-électrique.

En utilisant les moyens classiques, la tension aux bornes du thermocouple est mesurée par un millivoltmètre, dont l'étendue de mesure minimale est 10 mV pour une consommation de 100 μA. Du fait de la consommation, une variation de résistance de ligne de 2 Ω entraîne une erreur de lecture de 2 %. En outre,



l'appareil est fragile (donc cher) et doit fonctionner avec axe de pivotage vertical. Le temps de réponse est de l'ordre de 10 s.

Avec un amplificateur galvanométrique, la tension aux bornes peut descendre à 5 mV pour toute l'étendue de mesure ; la résistance de ligne peut varier de 100 Ω pour une erreur finale de 2 %. La sortie se fait sur des milliampèremètres robustes de taille quelconque, de résistance quelconque, en nombre quelconque, avec une résistance de ligne quelconque, pourvu que la résistance totale n'excède pas 1 000 Ω . Le temps de réponse de l'ensemble n'excède pas 2 s.

ANALYSEURS DE SPECTRES LAVOIE

Les Laboratoires LAVOIE annoncent la sortie de deux nouveaux analyseurs de spectres opérant dans la gamme 10 - 44 000 MHz, sans l'aide de tiroirs supplémentaires. Un oscillateur local utilisant une triode crayon au lieu d'un klystron, confère grâce également à d'autres caractéristiques électriques et mécaniques, une image d'une stabilité encore jamais rencontrée dans ce domaine.

Le modèle LA-18 M-I est plus particulièrement conçu pour la production et le contrôle des émetteurs radars, des systèmes de télémétrie, ou l'étude des sources hyperfréquences telles que magnétrons et klystrons. Il est possible d'obtenir une dispersion de 25 MHz et une résolution variable de 1 à 80 kHz.

Le modèle LA-18 MY-I est particulièrement adapté pour l'étude des impulsions, des radars de haute résolution, des analyses spectrales complexes, aussi bien d'ailleurs que pour l'étude de filtres, de diagrammes d'antennes ou, enfin, de toute source classique d'hyperfréquences. La dispersion peut varier de 25 kHz à 100 MHz et la résolution est variable entre 1 et 80 kHz.

Ces deux instruments ont une grande sensibilité et une sortie pour enregistreur XY. Des calibrateurs variables ou à cristaux peuvent équiper ces deux modèles. Un contrôle d'intensité permet l'extinction du spectre pour la photographie. Le temps de montée et de décroissance rapide est d'ailleurs plus facilement observable dans ce mode d'opération. Enfin, des indicateurs de tension et des commandes sur panneau avant permettent des ajustements instantanés dans le cas d'une insuffisance de régulation de l'alimentation secteur.

Pour tous renseignements complémentaires sur toute la gamme des analyseurs de spectres LAVOIE, s'adresser à : EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES. JAS. 15-16.

NOUVEAU GYROMÈTRE MINIATURE S.F.I.M.

La SOCIÉTÉ de FABRICATION D'INSTRUMENTS DE MESURE qui bénéficie d'une longue expérience dans le domaine des instruments gyroscopiques présente un nouveau gyromètre

miniature spécialement conçu pour le guidage des engins. Cet instrument est directement dérivé d'un gyromètre qui équipe l'antenne du radar CYRANO I.

Le nouveau gyromètre S.F.I.M. se présente sous la forme d'un cylindre qui mesure 30 mm de diamètre et 60 mm de longueur et qui pèse 170 g. Il est muni d'une toupie symétrique dont le moment d'inertie est de 13,3 g/cm² et qui est entraîné à 48 000 tr/mn par un moteur à hystérésis excité en 800 Hz. Grâce à un dispositif de démarrage en surtension le temps de mise au synchronisme a été abaissé à 10 s.

La suspension de l'équipage mobile est assurée d'un côté par un ressort à lames croisées monobloc, de l'autre par un roulement à billes dont le jeu radial est de l'ordre de quelques microns. Ce montage est complété par une barre d'attelage qui évite tout déplacement axial de l'équipage mobile sous l'effet des accélérations longitudinales qui apparaissent lors du lancement d'un engin.

Le détecteur inductif est constitué par un transformateur différentiel à stator fixe bobiné et excité en 1 600 Hz et dont le rotor est solidaire de l'équipage mobile. Une bobine de compensation élimine les erreurs de sensibilité dues aux variations de température.

L'amortissement est assuré par un film d'huile silicone et par des palettes mobiles. Les variations de la viscosité de l'huile sont compensées par le jeu d'un bilame enveloppant l'équipage mobile et qui fait varier l'entrefer en fonction de la température.

La variation volumétrique de l'huile avec la température est absorbée par un dispositif spécial logé à l'extrémité opposée du détecteur.

CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

Rotor :

- Moment cinétique 67 000 g/cm²/rad/s.
- Vitesse de rotation 48 000 tr/mn.
- Alimentation :
 - fonctionnement normal 20 V, diphasé 800 Hz, consommation 30 mA.
 - démarrage 36 V diphasé 800 Hz, consommation 80 mA.
 - Temps de démarrage inférieur à 10 s.

Détecteur inductif :

- alimentation 28 V, monophasé 1 600 Hz, consommation 85 mA. (autres fréquences sur demande).

Etendue de mesure :

- $\pm 60^\circ/\text{s}$.
- Déviation maximale de l'équipage mobile $\pm 2^\circ 30'$.

Sensibilité : 150 mV/°/s.

Tension de sortie pour vitesse d'entrée nulle : ≤ 15 mV.

Influence des accélérations linéaires :

Inférieure à 0,01 n (°/s).

n = accélération en g suivant l'un quelconque des trois axes.

Linéarité :

Ecart de linéarité inférieur à 0,2°/s entre 0 et $\pm 5^\circ/\text{s}$.
inférieur à 1°/s de $\pm 5^\circ/\text{s}$ à $\pm 30^\circ/\text{s}$.

Rapidité :

Fréquence propre supérieure à 40 Hz.

Coefficient réduit d'amortissement égal à 10, entre -20°C et $+60^\circ\text{C}$.

Limites d'utilisation :

Accélérations linéaires inférieures à 30 g suivant une direction donnée.

Vibrations linéaires inférieures à 10 g dans le domaine 10-2 000 Hz.

Chocs accidentels inférieurs à 50 g.

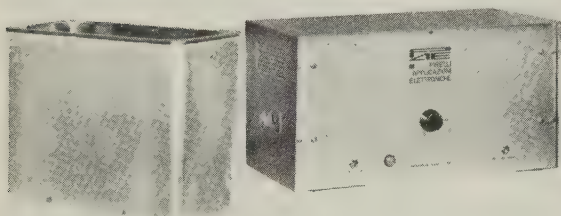
Température de -20°C à $+60^\circ\text{C}$.

SYSTEMES POUR NETTOYAGE A ULTRASONS

PIRELLI APPLICAZIONI ELETTRONICHE a commencé dans son usine de Giugliano (Napoli) la production de systèmes à nettoyage par ultrasons, d'applications les plus variées, aussi bien dans le domaine industriel que scientifique.

La production actuelle comprend un appareil de 150 W avec une cuve ayant une capacité de 6,8 l, qui sera suivi d'un appareil de 350 W avec une cuve de dimensions supérieures et par un appareil de 75 W avec une cuve de 2 l, spécialement conçue pour être utilisée par les médecins et les dentistes.

L'appareil de 150 W se compose d'un générateur électronique à haut rendement, apte à fonctionner d'une manière stable, même pendant plusieurs heures consécutives, en conditions ambiantes non idéales, sans exiger d'entretien ; d'une cuve (ou de deux cuves fonctionnant alternativement) entièrement en acier inoxydable, propre à recevoir tout solvant de concentrations normales ; sur le fond se trouvent deux transducteurs du type magnétostrictif, rattachés par un procédé spécial, garantissant un facteur élevé de conversion énergie électrique - énergie mécanique.

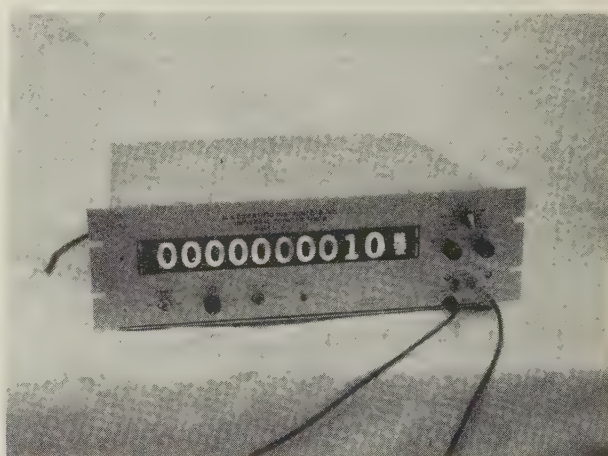


Les systèmes à ultrasons permettent de résoudre les problèmes de nettoyage de composants électronique et circuits assemblés, ainsi que des parties délicates et de grande précision, avec une efficacité et une rapidité qui ne sont obtenues par aucune autre méthode actuellement employée.

ÉCHELLE DE COMPTAGE A 100 MHz

U.S. SCIENTIFIC INSTRUMENTS annoncent la production d'une échelle de comptage modèle 9 - U - 100, ayant un temps de résolution de 10 ns et capable de recevoir des impulsions à des cadences comprises entre 0 et 100 MHz.

L'instrument est muni d'un affichage à neuf chiffres décimaux plus un signe. Les caractères de format 25×28 mm sont visibles à une distance de dix mètres pour un éclairage ambiant normal. Un commutateur permet de choisir le mode de fonctionnement. Les circuits sont entièrement transistorisés avec un oscillateur dont la stabilité est de 10^{-7} à court terme et de $\pm 3.10^{-7}$ à long terme. La précision obtenue est égale à une unité du chiffre de plus faible poids.



COMMUNIQUÉS

RÉUNION A EINDHOVEN

DES GROUPE DE TRAVAIL DU CE-45 DE LA C.E.I.

« Appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les rayonnements ionisants »

Répondant à l'invitation du Comité National Hollandais, quelques groupes de travail du CE.45 se sont réunis à Eindhoven entre le 31 Mars et le 4 Avril 1964.

Groupe de travail n° 1 : Classification-terminologie

Président : M. AUZOUY (France).

Ce groupe a :

— mis au point les définitions d'une liste de termes relatifs aux essais des appareils (liste soumise pour le GT.7 « Méthode d'essais ») ;

— examiné une première étude, faite par l'expert suédois, d'un nouveau classement des appareils d'instrumentation des réacteurs, et décidé de poursuivre le travail à ce sujet ;

— échangé des idées au sujet du remplacement du terme « Périodemètre » par d'autres termes à trouver. Diverses solutions pour le choix de ces termes ont été envisagées et cette recherche se poursuit ;

— décidé de demander la diffusion en tant que document 45 (Secrétariat) de quatre textes : 2 concernant la classification, et 2 la terminologie.

Il se réunira au mois de Septembre 1964 à Genève à l'occasion de la réunion du Comité d'Etudes n° 45.

Groupe de travail n° 2 : Sécurité

Président : M. DAGG (R.U.).

Il a été décidé d'adopter, en principe, le document du 13 GT.2 (c) tel qu'il sortira de la prochaine réunion de ce sous-comité de Copenhague, compte tenu des observations qui seront présentées à cette réunion par M. DAGG.

En ce qui concerne la sécurité contre les radiations, les travaux se poursuivent. Il a été suggéré de considérer trois classes d'appareils suivant leur débit d'exposition de fuite.

Enfin, le Président doit proposer un texte faisant la synthèse de divers projets sur l'essai de décontamination.

Groupe de travail n° 5 : Prospection et industrie minière.

Président : M. LECOQ (France).

Deux documents seront prêts à être présentés à Genève en Septembre au Comité Plénier : « classification suivant le domaine d'emploi des équipements électriques de mesure utilisés pour la prospection » après nouvelle diffusion et « alimentation des appareils de prospection portés par véhicules aéronautiques ou terrestres ». Le document « unité de mesure » va faire l'objet de corrections. L'étude de la résistance des appareils aux conditions extérieures se poursuit.

Le GT.5 va entreprendre l'étude des problèmes de calibres, précision, constante de mesure ainsi que de certains problèmes particuliers de sécurité.

Enfin, une réunion intergroupes GT.5/GT.7, très fructueuse, a pu avoir lieu.

Groupe de Travail n° 6 : Appareils utilisant des sources de rayonnement.

Président : M. STEUDEL (Allemagne).

Estimant qu'il ne pouvait être question de normaliser des matériels dans ce domaine qu'en considérant seulement l'ensemble de mesure proprement dite (à partir du détecteur), le groupe a défini les caractéristiques dans le cas de densimètres.

Il a établi ensuite une liste de questions-types à poser à l'utilisateur afin de permettre au constructeur de proposer une solution concrète à l'application envisagée.

Cette solution comportant les mêmes renseignements pour tous les constructeurs consultés, l'utilisateur a ainsi la possibilité de comparer vraiment les diverses propositions.

Groupe de Travail n° 7 : Méthodes d'essais

Président : M. TEN HAAF (Pays-Bas).

Le document « conditions générales d'essai des appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les radiations ionisantes » à servir de base pour l'établissement d'un document-cadre pour tous les travaux futurs du groupe. Il sera appliqué, en particulier, pour la mise en forme des deux documents actuellement à l'étude :

— Alimentations stabilisées T.H.T.

— Amplificateurs pour courant continu.

Les tâches futures ont été réparties, elles porteront sur les discriminateurs, les amplificateurs d'impulsions et les alimentations.

Groupe de Travail n° 8 : Radioprotection.

Président : M. RISPOLI (Italie).

C'était la première réunion de ce groupe créé à Venise en mai 1963. Les travaux ont porté sur la classification des appareils employés en radioprotection et sur les modifications qu'il y aura lieu d'apporter, dans une deuxième édition, au chapitre de l'Inventaire traitant de ces matériels.

Par ailleurs, il a été décidé de préparer, aussitôt que possible, un projet de recommandations sur les détecteurs de contamination de surface, ces appareils étant très répandus et devant constituer une classe relativement facile à normaliser.

Elles se proposent également d'effectuer avec leurs clients une liaison très complète qui s'étendra du choix des appareils à leur exploitation et à leur maintenance.

Dans un délai d'un an environ, ce matériel construit en France pourra être disponible pour l'exportation.

DE NOUVEAUX ÉLECTRO-AIMANTS DE GRANDE PUISSANCE VONT ÊTRE CONSTRUITS EN FRANCE

Trois sociétés françaises :

— Le MATÉRIEL MAGNÉTIQUE

— La SOCIÉTÉ PIERRE FONTAINE

— La SOCIÉTÉ JARRE JACQUIN

viennent de conclure un accord d'association technique et commerciale pour la construction et la vente des électro-aimants de grande puissance destinés en particulier aux applications de résonance magnétique.

Cet accord a reçu l'approbation de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

Les Sociétés associées se proposent de mettre à la disposition des laboratoires français — dans ce domaine de l'étude des champs magnétiques où les recherches et les applications se développent rapidement — un matériel de haute qualité comparable aux meilleures réalisations étrangères.

PRIX D'HONNEUR DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRICIENS

La Société Française des Electriciens a décidé l'attribution, tous les trois ans (1) d'un Prix d'Honneur à l'auteur d'un mémoire original se rapportant à la science électrique pure ou appliquée, ou à la technique électrique.

Le sujet du mémoire aura pu faire l'objet d'une communication récente à l'Académie des Sciences ou à la Société Française des Electriciens, ou d'une thèse de Doctorat, ou du dépôt d'une demande de brevet.

Le Prix d'Honneur de la Société Française des Electriciens comporte l'attribution d'un diplôme, d'une médaille, et d'un prix en espèces dont le montant est fixé par décision du Bureau (2).

ARTICLE PREMIER

La Société Française des Electriciens, dans le but d'encourager la recherche scientifique et technique en matière d'électricité, a décidé l'attribution d'un Prix d'Honneur à l'auteur d'un Mémoire original se rapportant à la Science électrique pure ou appliquée, ou à la Technique électrique.

Le sujet du Mémoire aura pu faire l'objet d'une communication récente à l'Académie des Sciences ou à la Société Française des Electriciens, ou d'une thèse de doctorat, ou du dépôt d'une demande de brevet.

ART. 2.

Le Prix porte le nom de « Prix d'Honneur de la Société Française des Electriciens » ; il comporte l'attribution d'un diplôme, d'une médaille, et d'un prix en espèces dont le montant est fixé par décision du Bureau.

ART. 3.

Le Prix est attribué tous les trois ans.

ART. 4.

Les Mémoires présentés devront parvenir à la Société Française des Electriciens en 5 exemplaires au plus tard le 31 décembre de l'année qui précède l'année de l'attribution du Prix.

A chaque Mémoire présenté doit être joint une lettre d'envoi contenant le curriculum vitae du candidat principalement en ce qui concerne ses travaux sur la Science et la Technique de l'électricité.

ART. 5.

Le Jury est composé de cinq Membres, au minimum, nommés par le Bureau de la Société ; il est présidé par le vice-président de la Commission des Prix.

La décision du Jury est prise dans une séance de clôture, à la majorité des voix. Les Membres du Jury empêchés d'assister à cette séance, peuvent voter par écrit. Si par suite de l'absence d'un ou de deux Membres, la décision ne pouvait intervenir, le Président prendrait toute mesure convenable pour aboutir à une décision.

Le rapport du Jury, signé par tous les Membres ayant voté,

est envoyé, avant le 15 mars, au Président de la Société Française des Electriciens.

ART. 6.

Le Jury fera porter son jugement davantage sur le fond que sur la forme. Un mémoire, même bref dans sa forme, mais apportant une idée originale, un élément personnel et nouveau et les mettant en valeur, sera apprécié par le Jury.

Si des idées ayant des analogies avec celles présentées par le Mémoire ont déjà fait l'objet de publications, le Jury appréciera si la condition d'originalité est respectée. Sa décision sera sans appel.

Tout candidat s'engage à déposer, en même temps que son Mémoire, la liste des publications connues de lui ayant déjà traité de sujets analogues.

Le Jury a le droit de ne pas décerner le Prix lorsqu'aucun des Mémoires présentés ne lui paraît le mériter.

Le Jury a la faculté de proposer au Conseil de la Société Française des Electriciens l'attribution du titre de « Membre Lauréat » à l'auteur d'un mémoire particulièrement remarqué. Il pourra, dans ce cas, proposer également au Conseil de la Société d'inscrire le Lauréat dans la liste des « Membres à vie » avec dispense du rachat de sa cotisation.

ART. 7.

La décision du Jury sera proclamée à l'Assemblée Générale d'avril. En principe, les Mémoires primés seront publiés au Bulletin de la Société Française des Electriciens, soit dans leur présentation originale, soit avec de légères modifications demandées par l'auteur, par la rédaction du Bulletin, ou par le Jury, d'accord entre toutes ces parties. Les mémoires présentés ne seront pas rendus.

ART. 8.

Par le fait d'avoir déposé son Mémoire, tout candidat accepte le présent règlement. Il s'engage à s'abstenir, pendant la période comprise entre la remise du Mémoire et la proclamation de la décision du Jury, de donner une conférence ou une causerie ou de contribuer à une publication dans un Ouvrage périodique ou non, en rapport étroit avec la matière traitée dans son Mémoire. Pour l'auteur d'un Mémoire primé, cet engagement s'étend à un délai de trois mois à partir de la proclamation du résultat du concours, ou jusqu'à la publication du Mémoire dans le Bulletin de la Société Française des Electriciens, si cette parution a lieu avant l'expiration des trois mois. Cette clause n'est pas applicable aux communications faites dans le cadre des activités normales de la Société Française des Electriciens.

Si le lauréat fait publier un Mémoire primé, il pourra en faire suivre le titre de la mention : « Prix d'Honneur de la Société Française des Electriciens, année... ».

ART. 9.

Le Conseil d'Administration de la Société Française des Electriciens est compétent pour trancher toutes difficultés pouvant survenir dans l'application du présent règlement.

BIBLIOGRAPHIE

Cours de radioélectricité générale. Tome III. Livre II. La Réception. Quatrième édition par P. DAVID, S. ALBAGLI et L. BRAMEL DE CLEJOUX. Un vol. 16×25 cm, 570 pages, 284 figures, 18 tableaux et 5 planches hors texte. (Eyrolles, Paris, 1963). Broché : 95 F.

Cet ouvrage constitue une partie du cours de Radioélectricité Générale professé par les auteurs aux élèves de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.

On y trouve développées des notions assez complètes sur les bruits et sur leur action, sur les phénomènes non linéaires, sur la réaction et la contre-réaction et, bien entendu, sur l'amplification et les systèmes sélectifs ainsi que des éléments sur un grand nombre de dispositifs auxiliaires, comme la régulation automatique de gain ou de fréquence.

L'ensemble du volume a été entièrement remis à jour et il a été tenu compte, en particulier, des possibilités actuelles des semiconducteurs.

On y trouve à la fois : les explications et les calculs nécessaires à la compréhension du cours, ou à l'exécution d'un projet, de nombreux schémas particuliers ou généraux, ainsi qu'une vue d'ensemble des principaux types de récepteurs. Il convient de souligner qu'en ce qui concerne l'amplification et les systèmes sélectifs, traités en détail dans d'autres parties du cours, les auteurs rappellent les résultats principaux et se fixent pour but d'aider les ingénieurs et les techniciens à utiliser toutes ces notions.

R.O.E.

Unités de mesures. Tables de coefficients de conversion. Un vol. 22×29 cm, 78 pages (Gauthier-Villars, Paris 1962). Reliure spirale : 40 F.

Cet ouvrage, qui en est déjà à sa seconde édition, met à la disposition de l'ingénieur un guide commode lui permettant de résoudre les petits problèmes irritants qu'il rencontre fréquemment dans le dédale des différents systèmes d'unités et en particulier des systèmes anglo-saxons. C'est la S.E.R.E.B. qui s'est chargée de ce travail ingrat devenu nécessaire au moment où de plus en plus la littérature scientifique devient internationale et où les échanges techniques se multiplient.

La première partie contient la nomenclature des grandeurs et leurs définitions. La seconde partie qui comprend l'essentiel de l'ouvrage, regroupe en sept sections les tables de coefficients de conversion des unités fondamentales, des autres unités habituelles et des unités anglo-saxonnes permettant de passer facilement de l'une à l'autre. Enfin un tableau général des constantes est donné en troisième partie.

R.O.E.

Supplément aux dictionnaires elsevier électronique physique nucléaire et télécommunications (en six langues : anglais-américains, français, espagnol, italien, hollandais et allemand), par W.E. CLASON. Un vol. 16×25 cm 633 pages (Dunod, Paris 1963). Relié : 75 F.

Cet important volume, dont la publication a suivi de très près, et à titre de supplément, celle de deux des six ouvrages de la série, témoigne du rythme extraordinaire auquel progressent les différents domaines de ces techniques.

Les dictionnaires originaux déjà extrêmement riches se trouvent valorisés par la publication de cette mise à jour qui tient compte de l'apparition récente de nombreux termes nouveaux.

Ce volume additionnel comporte près de 2 500 expressions ou mots nouveaux remettant à jour les dictionnaires déjà parus de la collection dans les proportions suivantes :

— Télévision, Radars et Antennes (1955) 30 %.

- Science et Technologie nucléaires (1958) : 25 %.
- Radio-technique, Amplification, Modulation, Emission et Réception (1960) : 20 %.
- Electronique et Guides d'Ondes (1957) : 10 %.
- Cinéma son et musique (1956) : 10 %.
- Mesure, Calcul et Réglage électronique (1961) : 5 %.

R.O.E.

Les problèmes théoriques et pratiques des radiocommunications, par H. VEAUX. Un vol. 16×25, 462 pages, 224 figures (Eyrolles, Paris, 1962). Cartonné : 68 F.

Ce nouvel ouvrage de Monsieur VEAUX fait suite à son cours de Radioélectricité Générale et en constitue pour ainsi dire un manuel d'application extrêmement précieux. Les « Problèmes » traités sont ceux qui se posent aux techniciens et aux ingénieurs chargés de la mise en place de liaisons radioélectriques dans le cadre de la réglementation internationale actuelle.

L'auteur s'est proposé de faire apparaître comment les éléments techniques, inertes par eux-mêmes, prennent leur véritable valeur pratique lorsqu'ils sont choisis et utilisés conformément à cette réglementation, pour donner pleine vie à l'organisation de services radioélectriques aux besoins bien définis.

Le début de l'ouvrage traite des aspects pratiques des spectres radioélectriques, des circuits, des antennes, de la propagation des ondes radioélectriques.

Dans les derniers chapitres des développements assez longs sont consacrés aux techniques hyperfréquences, aux faisceaux hertziens et à l'organisation des radiocommunications. Ainsi conçu, ce livre se présente sous la forme d'un guide extrêmement pratique capable d'apporter une aide efficace dans la conduite d'un projet de réalisation dans le domaine des radio communications.

R.O.E.

Théorie des asservissements par plus-ou-moins, par Ja. Z. CYPKIN. Un vol. 16×25, 408 pages, 246 figures (Dunod, Paris, 1962).

C'est aux systèmes d'asservissements par tout-ou-rien qui prennent une place de plus en plus importante dans de nombreux domaines techniques qu'est entièrement consacré, l'ouvrage de Ja. Z. CYPKIN récemment traduit en français par J. GUILLEMINET et M. ODINETZ.

Après deux chapitres d'introduction permettant de les définir, d'en donner une classification et d'établir leurs équations de base, le Professeur CYPKIN étudie le calcul des régimes transitoires. Le chapitre suivant traite de la stabilité de l'état d'équilibre, puis l'auteur développe la partie maîtresse de son travail, consacrée à un examen approfondi des autooscillations et oscillations forcées : conditions d'existence, détermination des paramètres fondamentaux de ces oscillations, calcul des oscillations elles-mêmes, stabilité.

Consacrés aux problèmes de la linéarisation et de l'optimisation de ces systèmes, deux chapitres terminent l'ouvrage et achèvent ainsi cette étude complète de la commande par plus-ou-moins. Des exemples nombreux illustrent chaque chapitre et une abondante bibliographie figure en fin d'ouvrage.

Ce livre s'adresse aux étudiants abordant l'étude de l'automatisme ainsi qu'aux ingénieurs de bureaux d'étude. De manière générale, il intéresse directement tous ceux qui, de par leur formation, sont surtout familiers avec les asservissements linéaires et désirent approfondir leur connaissance de l'automatisme par l'étude d'une catégorie particulièrement intéressante de systèmes non-linéaires.

R.O.E.

Technologie télévision, par M. BIBLOT. Un vol. 16 × 25 cm, 308 pages, 95 figures. 2^e édition (Eyrolles, Paris 1962). Broché : 20 F.

Ce livre est une étude technologique essentiellement pratique des matériels et pièces détachées d'usage courant en télévision et dans certains autres secteurs de l'électronique qui s'y rattachent.

Les matières traitées sont, en majeure partie, celles qui sont au programme des examens de l'Enseignement Technique : CAP d'électronicien, BEI de radioélectricien, Brevet d'électronicien, Brevet de technicien électronicien.

Chaque chapitre contient des notions théoriques indispensables à la compréhension des principes de base et à l'utilisation du matériel.

De nombreux exemples de réalisations industrielles sont cités et illustrés de documents photographiques.

L'ouvrage est divisé en quatre parties où sont successivement étudiés les tubes électroniques spéciaux, les semiconducteurs, les matériels et pièces détachées propres aux récepteurs de télévision, les normes officielles en matière de télévision.

Cet ouvrage constitue non seulement une préparation aux examens de l'Enseignement Technique et à de nombreux concours mais aussi une source de renseignements pratiques fort utile pour tous les techniciens spécialisés en électronique.

R.O.E.

Théorie simplifiée et calcul pratique des Amplificateurs magnétiques, par E. PRO. Un vol. 16 × 25 cm, 248 pages, 159 figures. Dunod, Paris, 1963. Relié : 39 F.

On trouve dans ce livre rédigé après étude des publications américaines et russes les plus récentes et les plus renommées, une méthode nouvelle de calcul des amplificateurs magnétiques, pouvant s'appliquer à l'étude de n'importe quel type de montage.

Après un bref aperçu des propriétés concernant le magnétisme et une étude détaillée de la caractéristique dynamique d'aimantation des noyaux à cycle statique d'hystérésis rectangulaire, plusieurs chapitres sont consacrés à l'analyse du circuit de base, en insistant tout particulièrement sur l'influence de la forme des signaux appliqués et en tenant compte des divers paramètres tels que la résistance du circuit de commande et les pertes par courants de Foucault.

Le dernier chapitre expose une théorie du fonctionnement des montages symétriques à double alternance en adoptant, pour simplifier les calculs, une tension d'alimentation de forme rectangulaire. D'autre part, l'utilisation de schémas équivalents permet également d'accéder rapidement et sans difficultés à la caractéristique d'utilisation de l'amplification, à l'expression du gain, à la constance de temps. À l'aide de ces résultats il est possible de tenir compte de la présence de l'amplificateur dans le calcul du dispositif automatique auquel il est destiné.

R.O.E.

Industrial uses of large radiation sources. Conference proceedings, Strasbourg, 27-31 mai 1963. Deux vol. 16 × 24 cm. Tome I, 422 pages, broché : 34 F. Tome II, 327 pages, broché : 28 F.

Ces deux volumes contiennent les textes des communications présentées avec des résumés en 4 langues. Les textes sont donnés dans la langue originale.

Sujets traités dans le tome I : Research on applications of potential industrial use (5 communications en français, 14 communications en anglais, 6 communications en russe).

Sujet traité dans le tome II : Research on applications of potential industrial use (1 communication en français, 8 communications en anglais).

Radioisotope power sources (2 communications en anglais).

Experience, operation and economics (6 communications en anglais, 1 communication en russe).

R.O.E.

Introduction à la théorie des probabilités, par B.V. GNEDENKO et A. Ia. KHINTCHINE. Traduit du Russe par M. GILLIARD. 2^e édition. Un vol. 11 × 16 cm, 168 pages, 16 figures. Monographie Dunod, n° 26, Paris 1964. Relié : 15 F.

La théorie des probabilités a accédé depuis une trentaine d'années au rang de discipline mathématique bien distincte et parfaitement constituée, ayant ses problèmes propres et ses méthodes d'investigation. Elle est aussi l'une des sciences mathématiques les plus étroitement liées à la vie.

Cette monographie DUNOD initie le lecteur aux notions fondamentales de la théorie des probabilités et des méthodes de calcul employées. Ses auteurs comptent parmi les plus grands mathématiciens de l'U.R.S.S. membres de l'Ecole Soviétique de théorie des probabilités.

La première partie de l'ouvrage est consacrée aux probabilités proprement dites et les auteurs étudient les principes d'addition, de multiplication et leurs conséquences, les probabilités conditionnées ; il font une analyse approfondie du schéma et théorème de BERNOULLI, que viennent illustrer des exemples concrets. Dans la deuxième partie, qui traite des quantités aléatoires, le lecteur pourra se familiariser avec les méthodes de calcul des probabilités, la loi des grands nombres, les lois normales ; de nombreux problèmes avec leurs solutions lui permettront en outre de vérifier qu'il en a bien assimilé les principes.

R.O.E.

La règle à calcul, par R. DUDIN, 4^e édition. Un vol. 12 × 18 cm, 224 pages, 47 figures, Dunod, Paris, 1964. Broché : 7,80 F.

Depuis quelques années, de nouvelles règles à calcul modernes, à double face, sont apparues sur le marché, dotées d'échelles complémentaires destinées, soit à faciliter et accélérer les calculs courants, soit à effectuer des calculs d'ordres supérieurs.

L'emploi des échelles décalées, des six échelles exponentielles et des trois échelles hyperboliques nécessite une méthode sûre.

Cette quatrième édition comporte, une partie spécialement consacrée à ces nouvelles échelles.

Par ailleurs, l'étude de la règle de RIETZ a été entièrement remaniée pour rendre plus accessibles les principes exposés et faciliter l'acquisition de la méthode, grâce à un classement progressif rationnel des calculs combinés. En outre, elle comporte de nouvelles applications à des calculs complexes, tels que la résolution de certaines équations du 3^e et 4^e degré. Enfin, le calcul rapide du triangle rectangle, souvent nécessaire lors de calculs hyperboliques et imaginaires, est présenté sous une forme plus méthodique, plus simple et plus complète.

R.O.E.

Pour comprendre et utiliser les nombres complexes. Règles pratiques et utilisations, par M. GHINCHAN. Sixième édition. Un vol. 16 × 25 cm, 68 pages, 24 figures. Eyrolles, Paris 1964. Broché : 8,3 F.

Cette sixième édition du livre de vulgarisation de M. GHINCHAN a été remaniée conformément au langage actuel des mathématiques. L'auteur y expose, très simplement, les principes du calcul des nombres complexes ainsi que ses applications usuelles. Ces principes étant assimilés les nombres complexes deviennent un outil précieux pour résoudre de nombreux problèmes, particulièrement dans le domaine de l'électricité et de l'électronique.

Des exemples et des exercices facilitent l'assimilation rapide et complète de cette méthode de calcul.

R.O.E.

L'homme dans l'entreprise. Les problèmes de liaisons de corrélations et de centralisation des informations, par Michel RENARD. Un vol. 16 × 24 cm, 192 pages. Rayonnement du Livre Français. Paris 1963. Broché : 25 F.

L'organisation est une science récente qui a pris corps au XX^e siècle, sous l'impulsion des travaux de TAYLOR et de FAYOL. L'organisation matérielle intérieure de l'usine n'entre pas dans le cadre de l'étude de Michel RENARD, il vise surtout l'analyse du facteur humain dans l'entreprise et par là même la place, le rôle, l'initiative conférés à chacun.

Il se propose de définir le malaise des entreprises et par là lance « la notion de seuil », c'est-à-dire le moment crucial où le chef d'entreprise monte des échelons, quitte le petit atelier pour devenir le dirigeant d'une affaire moyenne. Comment sans trop d'erreurs humaines et financières, franchir ce seuil, s'adapter et prendre sa place dans l'ensemble des entreprises qui font la fortune du pays ?

Michel RENARD montre comment le dirigeant qui a passé le seuil peut parvenir à construire un ensemble harmonieux en utilisant à la fois les enseignements du passé et les impératifs

de son époque : notion de seuil, connaissance de la production, prise de conscience et principes de l'entreprise sont les critères de base de cet ouvrage.

L'auteur étudie la notion de prix de revient et les fonctions de l'entreprise. Il s'attache aux fonctions administrativo-comptable, élaboration, commerciale, production et surtout à ce qu'il considère comme une charnière primordiale, « la fonction ménagère ».

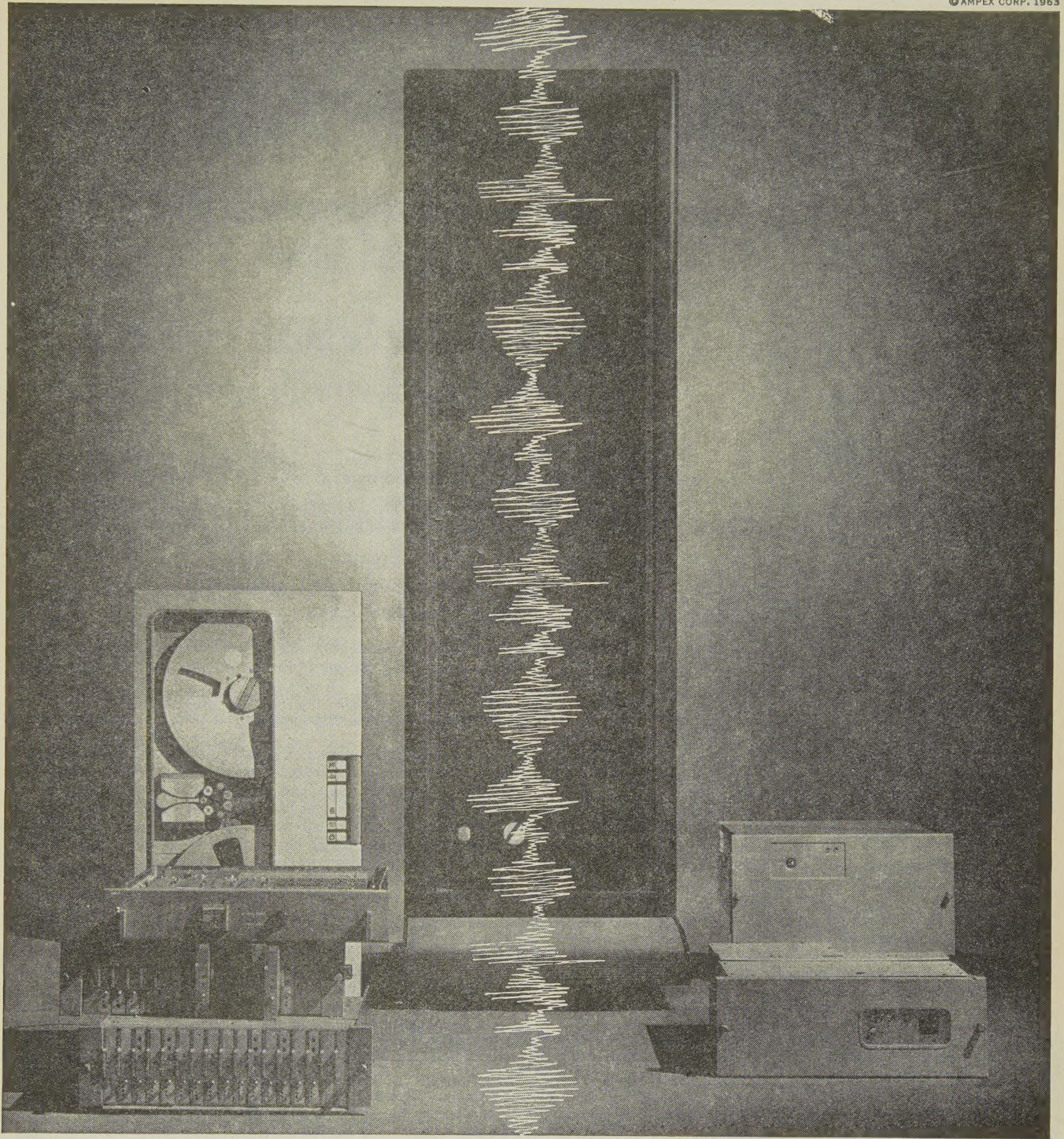
R.O.E.

PETITES ANNONCES

648 C. — Impte Cie Electronique rech.
INGÉNIEUR-PHYSICIEN
Gde ÉCOLE (X, E.N.S.T. ou E.S.E.)
pr poste *Technico-Commercial* en liaison
avec Laboratoire. 5 à 10 ans expérience
Labo, connaiss. LASER ou PLASMA
souhaitée. Anglais technique indispensable.
Adresser curric. vitae et prétent. N° 17.351
Contesse Publicité, 20, av. de l'Opéra.
Paris 1^{er} q. tr.

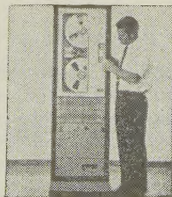
649 C. — IMPORTANTE SOCIÉTÉ
DE TÉLÉCOMMUNICATIONS
recherche INGÉNIEURS III A et III B
ayant solides références industrielles, inté-
ressés par études et réalisation de
MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRIQUE
à HAUTES PERFORMANCES CIVIL
ou MILITAIRE.

Ecrire en envoyant curriculum vitae à
la Revue qui transmettra. Discretion
assurée.



Quel nouvel appareil enregistreur peut être simple—ou compliqué? C'est l'Amplex FR-1200

Voici le dernier enregistreur fabriqué par Ampex—le FR-1200. C'est un enregistreur d'un prix moyen dont tous les éléments de base sont interchangeables et qui est construit pour fonctionner longtemps et dans les meilleures conditions de fiabilité. Avec le FR-1200, sont offerts des circuits électroniques et des accessoires de types différents, qui permettent d'obtenir à volonté un appareil enregistreur le plus simple ou extrêmement compliqué—un appareil adapté à vos besoins et à votre budget actuels et qui peut être amélioré à mesure que vos moyens et vos goûts grandissent. Vous pouvez commencer par l'appareil le plus simple—un enregistreur à une vitesse, qui ne fait qu'enregistrer—et le développer petit à petit pour faire un appareil à 14 voies, avec système d'enregistrement et de lecture à 6 vitesses (de 4,75 cm/s à 1,52 m/s) et circuits électroniques et platine de



défilement à commutation électrique. Les circuits électroniques AMPEX ES-100 constitués de corps solides offrent un enregistrement en Direct jusqu'à 300 KC (kilocycles), un enregistrement à Modulation de Fréquence jusqu'à 20 KC, ou IRIG compatible pour Pulsation/Durée/Modulation. Le FR-1200 se caractérise également par un nouveau système pour l'enroulement de la bande. Solide et offrant une grande fiabilité de fonctionnement, il offre une fluctuation du son très réduite; la bande magnétique ne peut se tendre au cours des départs rapides, la tension de la bande est constante sur les deux bobines et le freinage et le guidage de la bande s'effectuent selon de nouveaux systèmes. Pour tous détails, écrivez à: Ampex International S.A., 2, Boulevard de Pérolles, Fribourg, Suisse. Réseau mondial de vente et Services après-vente.

VIENT DE PARAÎTRE :

LES TRANSDUCTEURS ÉLECTRO ET MÉCANO-ACOUSTIQUES haut-parleurs et microphones

PAR

R. LEHMANN

Docteur ès Sciences

Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications

PRÉFACE

DE

P. CHAVASSE

Ingénieur en Chef des Télécommunications

Chef du Département Acoustique

du Centre National d'Etudes des Télécommunications

Un ouvrage de 688 pages 15 × 24 cm, 325 figures, relié
pleine toile, fers spéciaux - Prix 78 francs plus port s'il y a lieu

— Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-VI^e —

Le présent ouvrage peut être considéré, ainsi que la plupart des ouvrages d'acoustique d'ailleurs, comme un chapitre particulier de la mécanique dans lequel sont étudiés les états vibratoires de corps engendrant ou recueillant des ondes acoustiques et que l'on appelle maintenant transducteurs électromécaniques.

Il y a déjà plus de 2000 ans que Pythagore signalait les premières lois de l'acoustique, mais ce n'est qu'à partir du XVII^e siècle que les travaux de Newton, Bernoulli, Euler, Helmholtz, Kœnig et Lord Rayleigh entre autres, permirent à cette science ancienne et souvent méconnue de faire d'immenses progrès.

Dans cet ouvrage, qui ne traite que d'une partie de l'acoustique et de l'électroacoustique moderne, l'auteur a tout spécialement envisagé les modes de fonctionnement théorique des divers types de haut-parleurs et de microphones actuellement connus ainsi que les méthodes d'étalonnage et de mesure correspondantes. Il a admis que les lois générales de l'acoustique physique étaient connues du lecteur, principalement en ce qui concerne la propagation des ondes planes et sphériques, aussi bien dans les fluides que dans les solides. Par contre, il a rappelé les notions de base relatives aux vibrations des verges, des cordes et des tuyaux, ainsi que celles, moins classiques, relatives aux modes vibratoires des plaques et des membranes. Il a également mis en relief, au début, l'importante notion de l'analogie électro-mécano-acoustique qui permet d'expliquer assez simplement certains phénomènes de rayonnement des systèmes vibrants.

Les trois derniers chapitres, qui forment la partie la plus importante du livre, permettent de comprendre comment les microphones et haut-parleurs (à radiation directe et à pavillon) peuvent respectivement capter et émettre des vibrations acoustiques, problème auquel le grand public est de plus en plus intéressé par le développement croissant de la radiodiffusion, de la télévision, de la haute fidélité et des télécommunications. Le problème des enceintes et écrans acoustiques y est étudié en détail et l'influence du mode de fixation des haut-parleurs sur leurs caractéristiques directionnelles de réponse et de distorsion est expliqué avec de multiples exemples. Le dernier chapitre se rattache à l'électroacoustique pure, spécialement à l'étude de laquelle l'auteur, représentant français au sein des organismes internationaux de normalisation, s'est consacré depuis plus de 15 ans grâce à ses fonctions au Centre National d'Etudes des Télécommunications : il y traite de la mesure des diverses caractéristiques des transducteurs électromécaniques, caractéristiques dont dépendent leur qualité et dont certaines s'expliquent par les théories des analogies et des impédances de radiation et de rayonnement qui font l'objet des premiers chapitres.

Ce livre présente un double aspect pratique et théorique, ce qui devrait lui assurer une grande diffusion, aussi bien auprès des étudiants des Facultés qui ont à s'initier aux problèmes de la mécanique physique, qu'auprès des constructeurs de transducteurs et des ingénieurs qui ont à les utiliser au cours de leurs études et dans leurs réalisations. Il ne fait pas appel à des notions mathématiques trop poussées et lorsqu'une équation à la solution délicate est donnée, seul le résultat pratique est mis en évidence.

Enfin, chaque chapitre se termine par une nombreuses bibliographie à laquelle le lecteur désireux d'approfondir un point particulier pourra aisément se reporter. De plus, la subdivision de chaque chapitre en nombreux paragraphes et sous-paragraphes rend la lecture aisée et, en tout cas, jamais fastidieuse.

**

ELECTROACOUSTIC AND ELECTROMECHANICAL TRANSDUCERS

BY

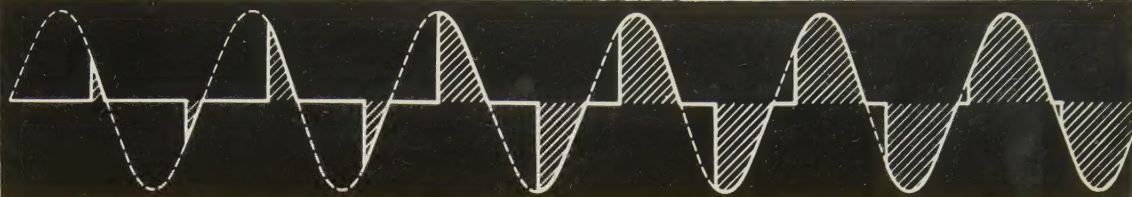
R. LEHMANN

Works on the theory and operation of electroacoustic and electromechanical transducers are somewhat rare and Mr. R. Lehmann's book, published by « Editions Chiron », will assuredly fill a gap in the field of physics. The reader will find collected in this work not only the fundamental ideas concerning circuit analogies but also the less obvious and less well known developments relating to the acoustic and radiation impedances of various types of transducers. He will, moreover, find much useful information concerning the working principles of loudspeakers, earphones and microphones as well as information about their principal electroacoustic characteristics (response - efficiency - directivity - distortion...). Finally, in the last chapter, measuring methods are reviewed in considerable detail. The author has participated as French representative in a great deal of international standardisation work and is consequently in a position to appreciate the present status of these methods as practised by world experts.

Further, a comprehensive bibliography is appended to each of the eight chapters in each of which the reader will find references to all the most important contributions which have appeared, on the problems discussed, between 1945 and 1961.

ÉDITIONS CHIRON, PARIS-VI^e

VOLTAGE ACROSS LOAD
●
TENSION AUX BORNES
DE LA CHARGE
●
SPANNUNGSABFALL AM
LASTWIDERSTAND



NEW DEVICE CUTS COST OF A.C. PHASE CONTROL

●
CE NOUVEL ELEMENT REDUIT LE PRIX, DU
CONTROLE DE PHASE EN ALTERNATIF

●
NEUES BAUTEIL ERNIEDRIGT DIE KOSTEN
FÜR PHASENANSCHNITT-EINRICHTUNGEN

Transitron's Silicon BiSwitch, a bilateral switching diode, is designed for use in A.C. Phase Control Applications and is capable of replacing two Silicon Controlled Rectifiers. Its low cost, combined with the inherent simplicity of the control gear circuit, makes it especially suitable for all industrial applications, including the following:

Motor Speed Control

Lamp Dimming

Heater Control

Le BiSwitch au Silicium TRANSITRON, diode de commutation bilatérale, est conçu pour toutes les applications de contrôle de phase en courant alternatif et remplace deux redresseurs contrôlés au Silicium. Son bas prix de revient combiné à la simplicité inhérente du circuit de commande, le rend particulièrement adapté aux applications industrielles parmi lesquelles on peut noter:

Contrôle de vitesse de moteur

Contrôle de puissance d'éclairage

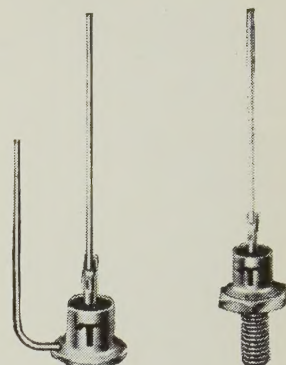
Contrôle de chauffage

Der "BiSwitch", eine von Transitron hergestellte Silizium-Schalterdiode, mit zwei stabilen Arbeitspunkten, wurde für die Anwendung in Wechselstromschaltungen mit Phasenanschnitt entwickelt. Mit einer Diode dieser Art ist der Ersatz von zwei gesteuerten Gleichrichtern möglich. Durch ihren niedrigen Preis, in Verbindung mit der für diese Diodenart charakteristisch einfachen Schaltungstechnik, ist die Diode für alle industriellen Anwendungen geeignet, wie zum Beispiel für die:

Drehzahlregelung elektrischer Maschinen

Helligkeitsregelung in der Beleuchtungs

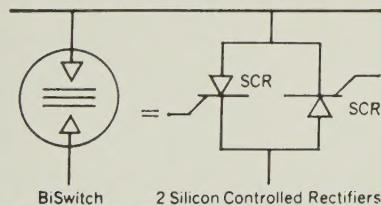
Belichtungstechnik und für Temperaturregelungseinrichtungen



TBS20A
TBS20B

TBS20AS
TBS20BS

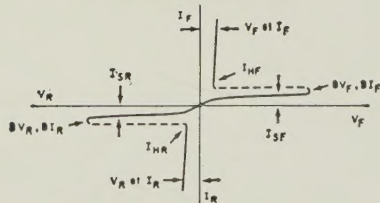
SIMPLER, MORE ECONOMICAL



Economical in itself, the BiSwitch permits further savings by replacing two silicon controlled rectifiers.

BiSwitch = 2 SCR's

SWITCHES RAPIDLY IN EITHER DIRECTION



V-I characteristics show that the Bi-Switch blocks voltage in either direction and rapidly switches into conduction by exceeding the breakover voltage.

BLOCKING CAPABILITIES UP TO 200 VOLTS, LOAD CURRENTS UP TO 7 AMPS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (at noted case temperatures)

	TBS20A TBS20AS	TBS20B TBS20BS
Minimum Forward and Reverse Breakover Voltage	200 Volts at 150°C	200 Volts at 125°C
Maximum Current Rating	5 Amps rms at 100°C	3 Amps rms at 100°C
(135°C Conduction Angle)	7 Amps rms at 80°C	5 Amps rms at 80°C
Maximum One Cycle Surge Current (60 cps)	60 Amps at 100°C	60 Amps at 100°C
Maximum Operating Temperature Range	-65°C to 150°C	-65°C to 125°C
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 175°C	-65°C to 175°C

Transitron Electronic Ltd.,
Bilton House, Uxbridge Road,
London W.5. Tel: EALing 8041

**Transitron Electronic, 29 Avenue
de l'Opéra, Paris 1^{er}. OPE. 69-89.**
**Echanges Techniques Interna-
tionaux, 73 Avenue de Neuilly,
Neuilly-sur-Seine. SAB. 70-40.**

Transitron Electronic G.m.b.H.,
8000 München 5, Corneliusstrasse 12.
Telefon: 24 12 74.

industriels

PARUTION 15 MAI 1964.



FORMAT
21 x 27

2 VOLUMES
1500 Pages

Couverture
cartonnée
4 couleurs

4 LANGUES



* Office
de Contrôle
de la
Diffusion
des supports
divers de la
Publicité
C.S.D.
18, Rue
Clairaut
Paris (17*)

**★ LE SEUL
OUVRAGE**

présentant toute l'industrie
électronique française dans
son ensemble, dans le dé-
tail, dans les 120 pages
illustrées de sa rubrique
des «Grandes réalisations
de l'Électronique française»

la 4^e édition
INTERNATIONALE
du **GUIDE
TECHNIQUE** 1964
DE L'ÉLECTRONIQUE
PROFESSIONNELLE
sera entièrement
justifiée *

**TIRAGE ET DISTRIBUTION
EN FRANCE ET DANS LE MONDE...**

Les catalogues condensés bilingues, **partie
essentielle** de notre ouvrage, véritables cartes
de visite techniques de l'ENTREPRISE,
représentent l'élément **le plus efficace**
et **le moins cher** pour les premiers contacts
marché intérieur

et **MARCHÉ COMMUN**

• Sans engagement de votre part,
demandez la visite de nos représentants...

ÉDITION - ADMINISTRATION - VENTE

RÉGIE EXCLUSIVE DE LA PUBLICITÉ

LES GUIDES TECHNIQUES INDUSTRIELS
MEMBRE DE LA CHAMBRE SYNDICALE DES ÉDITEURS D'ANNUAIRES
13, RUE CHARLES-LECOCQ - PARIS 15*



AGENCE PUBLÉDITEC - DOMENACH
13, RUE CHARLES-LECOCQ - PARIS 15* - BLO. 88-04 et 05

VENTE EXCLUSIVE DE NOS GUIDES EN LIBRAIRIE : EDITIONS CHIRON - 40, RUE DE SEINE - PARIS (6*)