

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

41<sup>e</sup> ANNÉE - N° 414

SEPTEMBRE 1961

PRIX : 5 NF

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



Nouveaux appareils de mesures numériques intégralement transistorisés.  
**ROCHAR ELECTRONIQUE**

Le système de télévision en couleurs Secam P. CASSAGNE, M. SAUVANET. — Théorie et pratique des amplificateurs paramétriques, H. BOSCH. — Télécommande et automatisme d'un ensemble de manipulation, J. FUZZELLIER, B. BOULENGER. — Recherches biologiques et médicales, J. POLONSKY, A. REMOND. — Colloque d'électronique nucléaire de Grenoble

# SOLARTRON

## oscilloscope portable

### CD 1014-2

#### A DOUBLE FAISCEAU

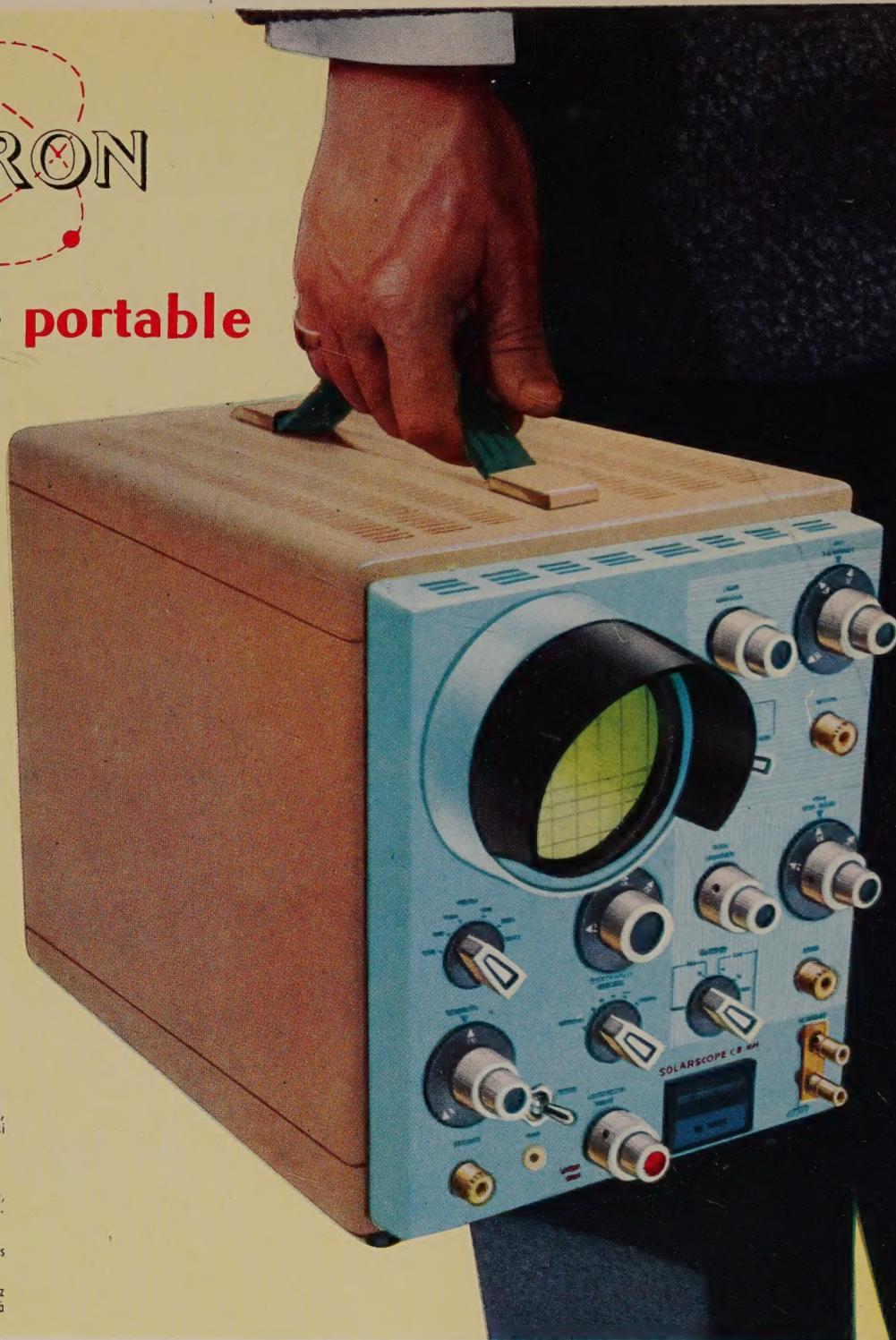
**SEUL  
EN  
EUROPE,  
SOLARTRON**

produit en grande série des oscilloscopes professionnels grâce à sa nouvelle usine de FARNBOROUGH conçue à cet effet.

**PRIX : 2650 NF**

Hors taxes - Départ Paris  
Actuellement disponible  
sur stock  
Documentation  
détaillée sur demande

- Léger et portable, 10 kg seulement
- Tube cathodique 3 AZP 31 à double canon, trace claire à haute définition. Existe aussi avec tube P 7 et P 11
- THT stabilisée de 1,4 kV
- Base de temps linéaire à large bande, continuellement variable entre 1  $\mu$ sec/cm - 1 sec/cm
- Mesures de vitesse et d'amplitude précises à 5 %
- Bande passante  $Y_1$  et  $Y_2$ , de 0 à 5 MHz ( $-3$  dB), sensibilité 100 mV/cm à 100 V/cm
- Déviation horizontale amplifiée jusqu'à 10 fois. Décalage permettant le centrage de chaque point de la courbe
- Préamplificateur vertical incorporé permettant une sensibilité de 1 mV/cm pour l'entrée  $Y_1$
- Séparateur de Synchro TV
- Signaux carrés de calibration synchronisés sur le secteur, 0,5 V crête à crête  $\pm 1$  %
- Réglages de « stabilité » et de « niveau » permettant le déclenchement à chaque point d'une impulsion
- Entrées pouvant atteindre 500 V par rapport à la masse
- Base de temps accessible à travers un cathode-follower
- Alimentation incorporée 110/220 V  $\pm 5$ , 10, 20 V - 50 à 400 Hz. Consommation 75 VA



PRÉSENTATION  
EN RACK

TYPE

**CD 1016**

mêmes  
caractéristiques  
générales que  
pour le type  
CD 1014-2

**PRIX  
2800 NF**

**SOLARTRON** 22 BIS, RUE DE TERRE-NEUVE - PARIS 20<sup>e</sup> - TÉL. PYR. 48-40 + TELEX 226 86

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLI

SEPTEMBRE 1961

N° 414

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

Le système de télévision en couleurs SECAM. Comparaison avec le système N.T.S.C. ....	P. CASSAGNE M. SAUVANET	689
Théorie et pratique des amplificateurs paramétriques à diodes en hyperfréquence .....	H. BOSCH	704
Télécommande et automatisme d'un ensemble de manipulation en milieu radioactif .....	J. FUZELLIER B. BOULENGER	714
Les recherches biologiques et médicales offrent un nouveau champ d'investigation à l'électronique .....	J. POLONSKY A. REMOND	728
Colloque d'électronique nucléaire de Grenoble, 9-10 février 1961 .....		732
Informations		
Bibliographie .....		760
Documentation technique .....		762
Communiqués .....		765

### Sur notre couverture :

Nouveaux appareils de mesures numériques transistorisés ROCHAR Electronique (51, rue Racine, Montrouge, Seine — Tél. ALE 00.07).

Ces appareils, de conception très moderne sont les premiers modèles d'une nouvelle gamme d'instruments de mesure et contrôle, à usages industriels ou de laboratoires, ne comportant que des circuits à semi-conducteurs.

a) Fréquence-mètre-Chronomètre-Périodmètre : 0 à 10 MHz, A-1149.

Fréquence maximale : 12,5 MHz ; précision  $10^{-2}$

b) Voltmètre-Ampèremètre-Ohmmètre numérique A-1177 (Modèle à sélections automatiques de polarité et de gammes).

Précision : 0,05 %.

— Voltmètre : 0,1 mV à 2 000 V (continu et alternatif).

— Ampèremètre : 0,001  $\mu$ A à 20 mA (ou au-dessus, à l'aide de shunts) (continu et alternatif).

— Ohmmètre : 1  $\Omega$  à 20 M $\Omega$ .

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

ÉDITIONS CHIRON

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

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France 45 NF — Etranger 51 NF — Ce n° 5 NF

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

# SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

## BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

### Président (1961)

M. le Général de C.A. Jean GUERIN.

### Président désigné pour 1962

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

### Vice-Présidents

MM. A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

H. PORTIER, Directeur des Etudes à l'E.S.E.

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

### Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

### Secrétaires Généraux Adjointes

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

L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

### Trésorier

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

### Secrétaires

MM. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

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

## SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales. Groupe de mathématiques appliquées à la radio-électricité.	M. L. ROBIN	M. E. JULIER
2	Matériel radioélectrique.	M. J. FAGOT	M. AFANASSIEFF
3	Electro-acoustique.	M. BUFFARD	M.R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. P. ASSENS	M. D. COULMY
6	Electronique.	M. PICQUENDAR	M. O. CAHEN
7	Documentation.	M. CHEREAU	
8	Electronique appliquée.	M. LOEB	M. G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. RIVÈRE	M. GILBERT
11	Electronique Biologique et Médicale.	M. POLONSKY	

## Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Président du Comité de Rédaction.

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

M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications.

M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications.

## GROUPES RÉGIONAUX

### GRUPE D'ALGER

**Président.** — M. A. SARAZIN, Directeur-adjoint de l'Institut d'Etudes Nucléaires, Faculté des Sciences d'Alger.

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

### GRUPE DE L'EST

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

**Secrétaire.** — M. E. GUDFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

### GRUPE DE GRENOBLE

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

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

### GRUPE DE 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 à la R.T.F.

— M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique

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

## EXTRAITS DES STATUTS

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite

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

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

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

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

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

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette

réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

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

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

### MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers .....	25 NF
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études .....	12,50 NF
Sociétés ou Collectivités .....	150 NF
ou	350 NF
ou	750 NF
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger .....	25 NF
plus frais postaux .....	5 NF

\* NDLR. Cette revue est l'Onde Electrique

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

## RÉSUMÉS DES ARTICLES

**LE SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN COULEURS SECAM COMPARAISON AVEC LE SYSTÈME N.T.S.C.**, par P. CASSAGNE, *Licencié ès Sciences, Ingénieur E.N.S.T.* et M. SAUVANET, *Licencié ès Sciences, Ingénieur I.E.G., Ingénieurs à la Compagnie Française de Télévision.* Onde Electrique de septembre 1961 (pages 689 à 703).

*Après un exposé des problèmes soulevés par l'introduction de la couleur en télévision, on décrit le procédé de transmission séquentiel à mémoire ou SECAM conçu et développé par M. Henri DE FRANCE. On donne un exemple de réalisation de décodeur et la description des fonctions assurées. L'examen des performances obtenues, par comparaison avec celles du système N.T.S.C., montre la supériorité sensible du SECAM quant à la qualité et à l'économie.*

**TÉLÉCOMMANDE ET AUTOMATISME D'UN ENSEMBLE DE MANIPULATION EN MILIEU RADIOACTIF**, par J. FUZELLIER, *Ingénieur ESE* et B. BOULENGER, *Ingénieur ECP, Département des Applications Nucléaires et Industrielles de la C.S.F.* Onde Electrique de septembre 1961 (pages 714 à 727).

*La télécommande automatique de manipulateurs mobiles de produits radioactifs a soulevé des difficultés que les techniques classiques ne pouvaient surmonter que de façon imparfaite.*

*Des procédés nouveaux, développés et mis au point dans les laboratoires de la C.S.F. (Compagnie Générale de T.S.F.), ont permis de résoudre de façon satisfaisante le problème posé par le Commissariat à l'Energie Atomique. Après avoir décrit l'installation conçue par le C.E.A., les auteurs décrivent successivement les techniques de télécommande unifilaire et de contrôle automatique qui ont été appliquées à la réalisation d'un ensemble de manipulation.*

**THÉORIE ET PRATIQUE DES AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES A DIODES EN HYPERFRÉQUENCE**, par H. BOSCH, *Chef de département au Laboratoire Central de Télécommunications.* Onde Electrique de septembre 1961 (pages 704 à 713).

*Depuis les premières études modernes sur les amplificateurs paramétriques, ceux-ci ont connu un succès important. De nombreuses études théoriques leur ont été consacrées et leur fonctionnement est bien connu. En particulier, les progrès technologiques réalisés dans la construction des diodes à semiconducteurs ont conduit à de nombreuses réalisations de laboratoire, et ce type d'amplificateur est en train de rentrer dans le domaine pratique.*

*C'est cet aspect de la question que nous nous proposons d'examiner, en montrant quelles sont les limitations des performances, comment il est possible de choisir les conditions de fonctionnement pour résoudre un problème donné, en indiquant les méthodes de mesure, et enfin en décrivant une réalisation d'amplificateur utilisable dans des équipements de radar ou de télécommunications.*

**LES RECHERCHES BIOLOGIQUES ET MÉDICALES OFFRENT UN NOUVEAU CHAMP D'INVESTIGATION A L'ÉLECTRONIQUE**, par J. POLONSKY, *Directeur du Département Télévision de la C.S.F.* et A. RÉMOND, *Secrétaire Général de la Fédération Internationale d'Electronique Médicale.* Onde Electrique de septembre 1961 (pages 728 à 731).

*Les conférenciers essaient de mettre en évidence l'intérêt mutuel pour les électroniciens d'une part et pour les biologistes et médecins d'autre part, de collaborer en vue du développement de la nouvelle branche dite « d'Electronique biologique et médicale ».*

*Ils mettent en avant, en particulier :*

- 1) *Le rôle de l'électronique dans le développement de la biologie théorique (modèles théoriques et expérimentaux).*
- 2) *Les applications pratiques de l'électronique à la médecine :*
  - a) *Méthodes et instruments de mesure,*
  - b) *Enregistrement des phénomènes biologiques et manipulation des données à l'aide de calculatrices électroniques,*
  - c) *Automation partielle des méthodes de diagnostic,*
  - d) *Appareils électroniques pour la thérapeutique et pour des organes artificiels.*

*La nouvelle discipline dite de « Bionics » est évoquée. Les auteurs montrent les profits que peut tirer l'ingénieur électronicien en s'inspirant de la physiologie des êtres vivants dans la conception de systèmes cybernétiques complexes à grande sécurité et microminiaturisés.*

## SUMMARIES OF THE PAPERS

REMOTE CONTROL AND OPERATION OF MANIPULATING EQUIPMENT IN A RADIOACTIVE AREA, by J. FUZELLIER, *Ingénieur E.S.E.* and B. BOULENGER, *Ingénieur E.C.P., Département des Applications Nucléaires et Industrielles de la C.S.F.* Onde Electrique, September 1961 (pages 714 to 727).

The remote control of mobile manipulators for radioactive products has given rise to difficulties which it has been possible to overcome only imperfectly by classical techniques.

New methods developed and brought into practical operation in the laboratories of C.S.F. (Compagnie Générale de T.S.F.) have made it possible to deal satisfactorily with the problem set by the (French) Atomic Energy Commission. After having described the installation developed by the Commission the authors describe the techniques of single-wire remote control and of automatic control which have been used in the construction of a manipulatory assembly.

BIOLOGICAL AND MEDICAL RESEARCH OFFER A NEW FIELD OF INVESTIGATION FOR ELECTRONICS, by J. POLONSKY, *Directeur du Département Télévision de la C.S.F.* and A. REMOND, *Secrétaire Général de la Fédération Internationale d'Electronique Médicale.* Onde Electrique, September 1961 (pages 728 to 731).

Those presenting the paper seek to point out the mutual advantage for electronic technologists on the one hand and biologists and doctors on the other hand to co-operate towards development in the new field which may be called « Electronics for biology and medicine ».

They draw attention particularly to :

- 1) The place of electronics in the development of biological theory (theoretical and experimental examples).
- 2) The practical application of electronics in medicine :
  - a) Methods and measuring devices.
  - b) Recording of biological phenomena, and the use of electronic computers for the handling of data.
  - c) Partial automation in diagnostic practice.
  - d) Electronic equipment for therapy and for artificial organs.

Attention is called to the new discipline called « Bionics ». The authors point to the benefit which the electronic engineer can derive from consideration of the physiology of living organisms in the design of complicated, highly reliable and micro-miniaturised cybernetic systems.

THE SECAM COLOUR TELEVISION SYSTEM COMPARED WITH THE N.T.S.C. SYSTEM, by P. CASSAGNE, *Licencié ès Sciences, Ingénieur E.N.S.T.* and M. SAUVANET, *Licencié ès Sciences, Ingénieur I.E.G., Ingénieurs à la Compagnie Française de Télévision.* Onde Electrique, September 1961 (pages 689 to 703).

After an account of the difficulties brought into being by the introduction of colour in television, there is a description of the SECAM or sequential memory system of transmission originated and developed by M. Henri de France. An example is given of decoder design and an account of operating principles. An analysis of the results obtained compared with those provided by the N.T.S.C. system shows the significant advantage of SECAM in quality and cost.

THEORY AND PRACTICE OF HYPERFREQUENCY PARAMETRIC DIODES AMPLIFIERS, by H. Bosc, *Chef de département au Laboratoire Central de Télécommunications.* Onde Electrique, September 1961 (pages 704 to 713).

Parametric amplifiers have been important since the time of the first modern researches concerning them. They have been described in a number of theoretical papers, and their operation is well understood. In particular, the technological advance which has been made in the manufacture of semiconductor diodes has led to numerous laboratory designs, and this kind of amplifier is now in the process of returning to the practical field.

It is this aspect of the question which we wish to discuss, showing the limitations of performance, how the conditions of operation can be chosen to meet a given problem, the methods of measurement, and describing finally an amplifier design applicable to radar or telecommunication equipment.

# LE SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN COULEURS SECAM COMPARAISON AVEC LE SYSTÈME N.T.S.C.

PAR

P. CASSAGNE,

*Licencié ès Sciences, Ingénieur E.N.S.T.*

M. SAUVANET

*Licencié ès Sciences, Ingénieur I.E.G.*

*Ingénieurs à la Compagnie Française de Télévision (\*)*

## 1. Introduction

Bien qu'utilisée depuis de nombreuses années déjà, aux Etats-Unis, la télévision en couleurs n'a pas encore fait son apparition en Europe dans le domaine de la radiodiffusion.

Ce délai, nécessaire à l'implantation d'une infrastructure d'émission noir et blanc européenne, a l'avantage de nous permettre l'examen critique des solutions adoptées jusqu'ici et de leurs résultats.

Le choix d'un système de télévision en couleurs implique en effet l'établissement d'un compromis satisfaisant à certains critères qu'il convient d'examiner tout d'abord pour mieux cerner le problème.

### 1.1. CRITÈRES DE BASE

Ces critères se présentent sous 3 aspects :

1. Psycho-physique,
2. Compatibilité,
3. Economie.

#### 1.1.1. Aspect psycho-physique

Il est admis que la restitution correcte d'une image de télévision en couleurs exige la transmission de trois informations : les trois couleurs primaires ou une combinaison quelconque de celles-ci. Si le codage de ces trois informations comporte la luminance et deux signaux de chrominance, la première doit être transmise à haute définition, comme dans le

système monochrome, tandis que les deux signaux de chrominance peuvent être transmis à définition plus réduite ; l'œil en déduit la teinte et la saturation de l'image.

#### 1.1.2. Diverses compatibilités

Compte tenu de l'existence d'un réseau de télévision monochrome, il est admis que le système de télévision en couleurs doit répondre aux trois compatibilités suivantes :

a) Possibilité de capter en noir et blanc, sur des récepteurs monochromes, des émissions faites en couleurs.

b) Possibilité de capter sur des récepteurs en couleurs des émissions faites en noir et blanc.

c) Occupation du spectre, en télévision en couleurs, égale à celle de la télévision monochrome.

#### 1.1.3. Aspect économique

Il est de la plus haute importance que le système de télévision en couleurs permette :

— la construction économique de récepteurs en couleurs de qualité convenable et ayant une bonne sécurité de fonctionnement ;

— l'utilisation de l'infrastructure existante pour la télévision en noir et blanc (faisceaux hertziens et émetteurs) ;

— l'enregistrement économique des images de télévision en couleurs.

Ces impératifs doivent être confrontés avec les différents types de transmission qui peuvent être envisagés et dont nous allons rappeler les principaux.

(\*) La COMPAGNIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION est une filiale de la COMPAGNIE SAINT-GOBAIN et de la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL.

## 1.2. BASES DES SYSTÈMES DE TÉLÉVISION EN COULEURS

La reproduction fidèle d'une image colorée fait intervenir trois informations indépendantes (1). L'analyse « trichrome » de l'image consiste à en extraire trois vues ne comportant chacune que les brillances d'une couleur « primaire » (en intercalant des filtres colorés devant l'appareil de prise de vues). Les couleurs « primaires » choisies en télévision sont le rouge, le vert et le bleu. Les trois vues projetées avec leurs couleurs respectives et convenablement superposées donnent l'illusion exacte de l'image colorée originelle avec toutes ses gradations de teintes.

Les reproductions A-B-C et F montrent ces trois images primaire et leur composition additive (p. 694).

La transmission des trois informations par des signaux électriques fait appel à deux groupes de procédés principaux :

### 1.2.1. Système séquentiel

On peut transmettre les trois vues rouge, verte et bleue successivement, et compter ensuite sur la persistance rétinienne pour reconstituer l'image colorée complète. Ce procédé (« séquence de trame ») conduit à un encombrement prohibitif du spectre des fréquences à transmettre, ou bien à des papillements de lumière dus aux différences de luminosité entre les trois vues primaires.

Une amélioration consiste à établir la séquence des trois couleurs primaires non plus d'une image à l'autre, mais d'une ligne à l'autre (« séquence de lignes »). Moyennant certaines précautions, tels que des renversements périodiques de la séquence, on peut, dans une certaine mesure, éviter les impressions de défilement des couleurs qui résulteraient des luminosités différentes des lignes colorées successives. L'encombrement du spectre peut être le même qu'en noir et blanc au prix d'une diminution de la définition verticale de l'image.

Les systèmes purement séquentiels ont l'avantage d'une grande simplicité, mais ils conduisent à une mauvaise utilisation de la bande de fréquence ; de plus, ils ne sont pas « compatibles », en ce sens que des émissions de télévision en couleurs effectuées par un procédé purement séquentiel ne pourraient pas être reçues convenablement sur un récepteur conçu pour la télévision en noir et blanc.

### 1.2.2. Système simultané

Afin d'utiliser au mieux le spectre de fréquence et de satisfaire la condition de compatibilité avec les

récepteurs noir et blanc, il est avantageux de « coder » les trois informations primaires pour en tirer trois signaux électriques, dont l'un représente la luminance de l'image (c'est-à-dire l'image en noir et blanc avec toutes ses gradations de gris), et les deux autres définissent la coloration de l'image ou « chrominance ».

L'information luminance est transmise comme une image noir et blanc normale, et on lui adjoint :

— soit deux sous-porteuses modulées respectivement par chacun des deux signaux de chrominance ;

— soit une seule sous-porteuse modulée de deux façons différentes. Le système américain, normes N.T.S.C., entre dans cette dernière catégorie de procédé simultané. On y utilise deux modulations d'amplitude en quadrature, avec transmission à porteuse supprimée et démodulation synchrone à la réception. Il en résulte une modulation combinée de la sous-porteuse en amplitude et en phase.

Comme l'œil distingue mal les détails fins qui ne se différencient que par des variations de teinte sans variation de luminosité, la bande de fréquence occupée par les signaux de chrominance peut être relativement très réduite. Ces signaux peuvent donc être placés à l'intérieur du spectre normal d'une image de télévision en noir et blanc, sans pour autant réduire notablement la finesse de l'image (c'est-à-dire la bande de fréquence allouée aux signaux de luminance). On peut ainsi admettre un certain recouvrement des spectres de luminance et de chrominance par des procédés d'entrelacement de fréquences, qui reviennent en fait à introduire une séquence de points. Malheureusement, la séparation des différentes modulations introduit des complications sérieuses du récepteur et les interactions inévitables introduisent des pollutions de l'image reproduite. Enfin la protection contre les perturbations est évidemment d'autant plus critique qu'on transmet simultanément un plus grand nombre d'informations (2).

Il est certain, pour en revenir aux critères de base signalés précédemment, que les conditions psychophysiques ainsi que les différentes compatibilités sont respectées d'une façon satisfaisante dans le système N.T.S.C. C'est d'ailleurs là que réside la grande œuvre de ceux qui ont élaboré ce système d'avoir su à la fois mettre en évidence la complexité de ces critères et trouver des solutions très élégantes à tous ces problèmes.

En ce qui concerne le critère économique, seule l'expérience acquise au cours des huit dernières années peut nous permettre de juger dans quelle mesure le système N.T.S.C. représente réellement le meilleur choix. Malgré les progrès considérables accomplis dans la technique de la construction des récepteurs en couleurs, le fait que, dans le système

(1) En fait, les propriétés physiologiques de la vision colorée font intervenir une certaine dépendance entre ces trois informations. Ces phénomènes ont été plus particulièrement mis en évidence par les expériences récentes de LAND, montrant qu'à partir de deux informations primaires judicieusement codées l'œil pouvait reconstituer certains éléments de l'information manquante. Il serait erroné d'en conclure hâtivement que deux informations suffisent à une reproduction fidèle de l'image colorée d'origine ; mais ces expériences confirment qu'il peut ne pas être indispensable de respecter le contenu exact des trois informations si on leur impose un codage judicieux.

(2) Heureusement les pollutions qui apparaissent uniquement comme des variations de teinte, sans variation de luminosité, sont beaucoup moins gênantes que celles qui s'introduisent dans la voie luminance, si bien que l'image en couleurs transmise par les procédés qui transmettent séparément la luminance et la chrominance bénéficie d'une protection subjective presque équivalente à celle de l'image de télévision en noir et blanc.

N.T.S.C., on doit transmettre sur la même sous-porteuse, simultanément deux informations de chrominance, impose des tolérances très sévères sur de nombreuses caractéristiques radioélectriques dans les récepteurs et également dans les équipements de transmission.

Il est bon de rappeler que, non seulement pour les équipements « Grand Public », mais également pour les équipements professionnels multiplex, on évite à tout prix la transmission des informations en utilisant deux types de modulation de la même porteuse, afin de diminuer les risques de diaphonie.

En effet, lorsqu'on module le signal en amplitude, il suffit d'observer certaines tolérances sur la courbe amplitude / amplitude, les distorsions de phase n'ayant qu'une influence de second ordre. De même la modulation en fréquence ou en phase (pratiquement insensible aux distorsions d'amplitude), impose certaines tolérances sur la courbe de transfert de phase. Si par contre l'information est transmise simultanément en amplitude et en phase, les appareils deviennent compliqués et leur maintenance s'avère délicate.

C'est le cas des récepteurs N.T.S.C. basés sur la reconstitution de la porteuse avec détection synchrone de signaux de chrominance modulés en phase et en amplitude.

Il semble donc souhaitable de rechercher un codage plus parfait de l'image en couleurs. Les restrictions de largeur du spectre de chrominance qui sont la base principale du codage dans ces systèmes (et en particulier dans le système N.T.S.C.) ont été établies pour obtenir un rendu des détails colorés *horizontaux* qui corresponde approximativement au pouvoir séparateur de l'œil pour les colorations d'égales brillances. La définition *verticale* de la chrominance obtenue par ces procédés est donc inutilement surabondante, et il serait légitime de la diminuer aussi jusqu'à la limite de perception des détails colorés, afin de bénéficier d'un codage de l'image donnant des conditions de transmission plus satisfaisante, ou une conception plus simple des appareillages.

Le système SECAM <sup>(3)</sup> offre une solution réduisant par un facteur deux le montant des informations chromatiques verticales qui permet de s'affranchir de la double modulation de la sous-porteuse ainsi que nous allons le montrer maintenant.

## 2. Principe du système séquentiel à mémoire SECAM

Puisque l'œil est peu sensible aux variations fines de coloration qui ne sont pas accompagnées de variations de luminosité, la perte de définition verticale et les phénomènes stroboscopiques signalés pour le procédé à séquence de lignes perdent toute importance s'ils ne jouent que sur l'information de chrominance. La combinaison optimum semble donc être trouvée dans un système qui transmet la luminance dans le spectre « video » normal, auquel on adjoint une seule

sous-porteuse *modulée d'une seule façon*, mais séquentiellement, par les deux informations de chrominance. Si, de plus, on emmagasine chacune de ces informations à la réception, de façon à pouvoir l'utiliser pendant deux lignes successives, les signaux primaires rouge, vert, bleu qu'on en déduit peuvent être présentés *simultanément* au système reproducteur d'image, qui fonctionne ainsi d'une façon aussi satisfaisante que dans le cas d'un procédé purement simultané.

Puisque la sous-porteuse de chrominance ne transmet qu'une seule modulation, on peut choisir le type de celle-ci pour donner les meilleures performances, la meilleure protection contre les perturbations et la plus grande facilité de conception et de réglage du récepteur. Dans ce choix, il faut tenir compte du fait que le signal de luminance est obligatoirement modulé en amplitude (pour des raisons de compatibilité avec les standards de télévision en noir et blanc). Dans les premières expériences du système SECAM, on modulait la sous-porteuse de chrominance en amplitude; ces expériences ont prouvé que ce type de modulation était trop sensible aux perturbations et aux intermodulations. La modulation de phase a été rejetée à cause de sa susceptibilité aux distorsions et à cause des complications de réglage qu'elle entraînerait dans le récepteur. Finalement c'est le choix d'une modulation de fréquence de la sous-porteuse de chrominance qui s'est imposé. Outre ses propriétés intrinsèques d'insensibilité aux agents extérieurs et aux non-linéarités ou variations de caractéristiques des amplificateurs, la modulation de fréquence offre un intérêt décisif en présence de la modulation d'amplitude de la voie luminance. Cette combinaison permet d'obtenir le maximum de protection réciproque contre les interactions entre les deux informations luminance et chrominance. Si l'on tient compte également du fait que les fréquences élevées du spectre de luminance ne contiennent que peu d'énergie, il est possible de placer la sous-porteuse de chrominance dans la partie supérieure de ce spectre sans qu'il soit nécessaire de le tronquer, ni à l'émission, ni à la réception <sup>(4)</sup>.

En résumé, le système SECAM est caractérisé par :

- la transmission simultanée de deux informations seulement ;
- une modulation d'un type unique sur la sous-porteuse de chrominance ;
- une transmission des informations chrominance à séquence de lignes ;
- la mise en mémoire d'une ligne à l'autre à la réception de ces informations.

### 2.1. COMPOSITION DU SIGNAL TRANSMIS

La figure 1 représente le spectre de fréquence du signal composite. L'amplitude du signal représente

<sup>(4)</sup> Puisque la sous-porteuse modulée en fréquence présente une amplitude constante, sa présence dans le spectre de luminance ne modifie pas les luminosités des plages colorées en fonction de leur teinte comme on le constate dans le cas d'une sous-porteuse d'amplitude variable.

<sup>(3)</sup> Abréviation de « Séquentiel à mémoire ».

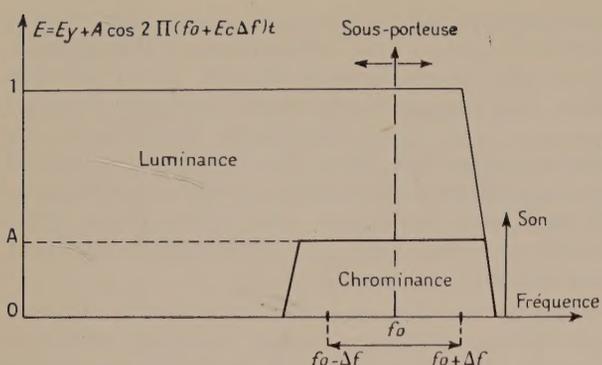


FIG. 1. — Spectre de fréquence du signal composite.

la luminance de chaque point de l'image et la fréquence instantanée de la sous-porteuse représente sa coloration, suivant la relation :

$$E = E_y + A \cos 2 \pi (f_0 + E_c \Delta f) t \quad (1)$$

où les tensions  $E$ ,  $E_y$  et  $E_c$  sont prises en valeurs relatives par rapport à la tension qui correspond au blanc maximal.

$E$  est la tension relative instantanée du signal composite.

$E_y$  est la tension du signal de luminance.

$E_c$  est la tension du signal de chrominance.

$E_y$  et  $E_c$  sont dérivés des trois signaux primaires  $E_r$ ,  $E_v$  et  $E_b$  résultant de la prise de vues avec des filtres respectivement rouge, vert et bleu.

$E_y$  est la composition linéaire de ces signaux suivant les sensibilités relatives de l'œil pour les trois couleurs primaires :

$$E_y = 0,30 E_r + 0,59 E_v + 0,11 E_b \quad (2)$$

$E_c$  prend alternativement, d'une ligne d'analyse à la suivante, les valeurs :

$$E_{r-y} = 1,43 (E_r - E_y) \quad (3)$$

et

$$E_{b-y} = 1,12 (E_b - E_y)$$

Ces signaux modulent en fréquence la sous-porteuse de fréquence centrale  $f_0$  et d'amplitude constante  $A$ , avec une déviation de fréquence  $\Delta f$  (<sup>6</sup>), comme indiqué par la relation 1.

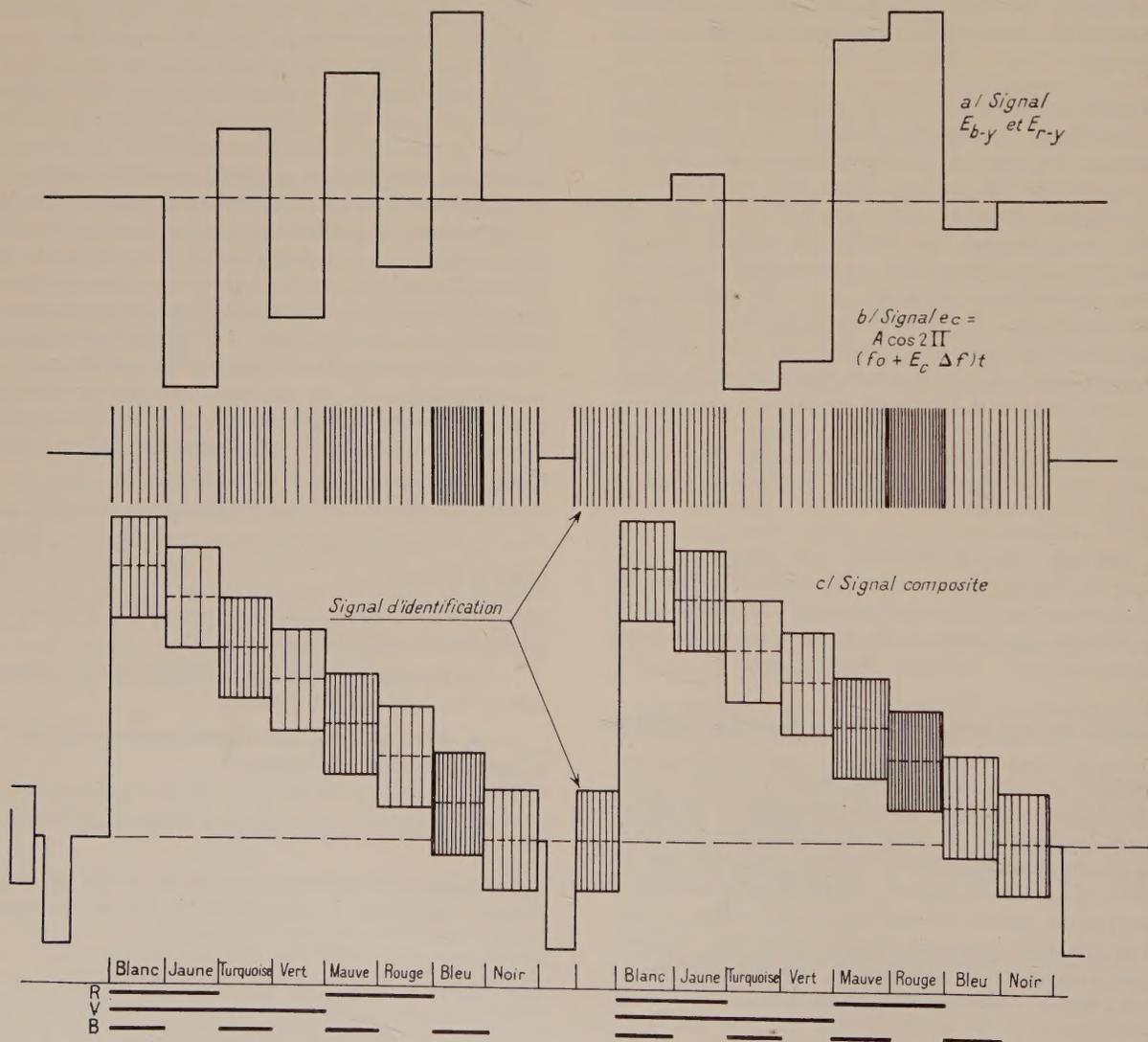


FIG. 2.





A



B



C



D



E



F



G



H



J



K



La figure 2 (p. 692) représente : (a) — le signal de chrominance video  $E_c$  pendant deux lignes successives, et (b) — la modulation  $e_c = A \cos 2\pi (f_0 + E_c \Delta f) t$  de la sous-porteuse par ce signal, dans le cas de la transmission d'une mire de barres colorées donnant la suite de couleurs pures : blanc, jaune, turquoise, vert, mauve, rouge, bleu. (Le blanc est la composition de trois couleurs primaires rouge, vert, bleu ; le jaune, le turquoise et le mauve sont les combinaisons rouge + vert, vert + bleu et bleu + rouge respectivement). On remarquera sur la figure 2-b que la sous-porteuse est coupée dans l'intervalle entre deux lignes successives ; mais on laisse subsister, avant la ligne modulée par le signal  $E_{r-y}$ , un train d'onde à la fréquence centrale  $f_0$ , qui sert à identifier la séquence à la réception.

La figure 2-c montre le signal composite obtenu par la superposition du signal de chrominance  $e_c$  au signal de luminance  $E_y$ . (L'ordre des barres colorées a été choisi pour donner des luminances décroissantes de gauche à droite). On reconnaît encore la présence du signal d'identification des lignes  $E_{r-y}$  et  $E_{b-y}$ , sur l'un des paliers suivant l'impulsion de synchronisation.

blanc, le récepteur couleur utilise le signal reçu comme signal de luminance qui est reproduit en noir et blanc, l'absence de sous-porteuse étant assimilée à l'absence de modulation chromatique.

La description du signal composite montre bien aussi que le spectre de fréquence occupé par ce signal est identique à celui des émissions actuelles grâce au recouvrement des spectres utilisés, comme dans le système N.T.S.C.

Il convient cependant d'examiner maintenant les moyens de décodage et les performances générales du SECAM pour vérifier son aptitude à une utilisation de transmission et de radiodiffusion.

### 2.2. CIRCUITS DE RÉCEPTION

Le récepteur de télévision en couleurs suivant le système SECAM peut être conçu sensiblement comme un récepteur noir et blanc jusqu'à la détection et comprendre au lieu de l'amplificateur video ordinaire, les circuits d'un décodeur du genre de celui schématisé sur la figure 3.

Le décodeur reçoit le signal video composite et

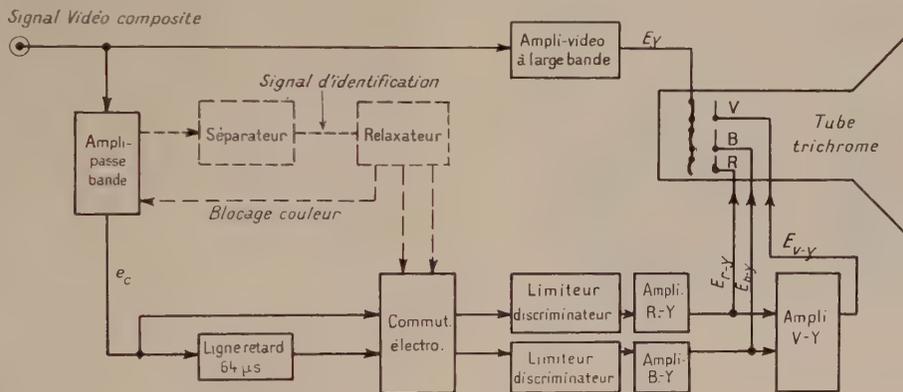


FIG. 3. — Bloc-diagramme de décodage.

Il est possible de donner une idée plus concrète de ces nouvelles "primaires" de transmission ainsi que de l'importance relative de leur contribution à la reconstitution de l'image. Les reproductions D et E montrent, en effet, d'une part le signal de luminance tel qu'il est reproduit par un récepteur trichrome et d'autre part les parties positives des signaux de chromaticité dont la superposition au précédent permet la reconstitution trichrome figurée conjointement. Il est, dès lors, assez évident que le système SECAM satisfait aux différentes conditions psychophysiques et de compatibilité signalées précédemment. La luminance, seule mise en évidence par les récepteurs noir et blanc, assure une reproduction achrome de qualité, la sous-porteuse couleur d'amplitude constante se traduisant seulement par une ponctuation fine de faible visibilité superposée au dessin. Lors d'une réception d'émission noir et

fournit au tube trichrome les éléments nécessaires à la reconstitution des trois vues primaires rouge, verte et bleue. Cette reconstitution suppose les opérations suivantes :

- séparation de la sous-porteuse modulée  $e_c$  à l'aide de circuits sélectifs à bande étroite ( $\pm 1$  MHz environ) ;

- mise en mémoire de l'information chrominance séquentielle pendant la durée d'une ligne d'analyse, et aiguillage vers les démodulateurs fournissant simultanément les signaux  $E_{r-y}$  et  $E_{b-y}$  ;

- amplification à large bande du signal composite, et combinaison linéaire de ce signal avec les tensions démodulées  $E_{r-y}$  et  $E_{b-y}$  pour retrouver les trois informations primaires  $E_r$ ,  $E_v$ ,  $E_b$ .

Puisque les spectres de  $E_{r-y}$  et  $E_{b-y}$  ne comprennent pas de composante au-delà de 1 MHz environ, les détails fins horizontaux des signaux reconstitués  $E_r$ ,  $E_v$ ,  $E_b$  sont fournis par la voie à large bande  $E_y$ . Cette approximation (principe des « mixed-highs » d'ailleurs également utilisés dans le N.T.S.C.), concorde avec les propriétés physiologiques

(5) Des conditions satisfaisantes du point de vue de la protection contre les perturbations ont été obtenues avec  $A = 0,16$  et  $\Delta f = 700$  kHz pour les couleurs saturées de brillance 75 %.

de l'œil qui perd la notion de coloration dans les détails fins. La même propriété est utilisée aussi dans le sens vertical où les colorations sont partiellement étendues sur les points homologues de deux lignes successives (par l'action du dispositif de mémoire), tandis que la définition verticale du signal de luminance reste inchangée.

La figure 3 montre un exemple de dispositif de décodage destiné à actionner un tube trichrome. (On pourrait aussi, si désiré, obtenir les signaux électriques  $E_r$ ,  $E_b$ ,  $E_v$  en remplaçant le tube par une matrice électronique.) Le signal composite attaque d'une part un amplificateur à large bande fournissant le signal de luminance aux cathodes du tube trichrome, et d'autre part un amplificateur passe-bande ( $f_0 \pm 1$  MHz). Le signal modulé en fréquence  $e_c$  sélectionné par cet amplificateur, est envoyé simultanément, par une voie directe et par une voie retardée, sur les deux entrées d'un commutateur électronique. Le retard de 64  $\mu$ s (durée d'une ligne d'analyse) est actuellement obtenu au moyen d'une ligne ultra-sonique de faibles dimensions (voir fig. 4). D'autres systèmes

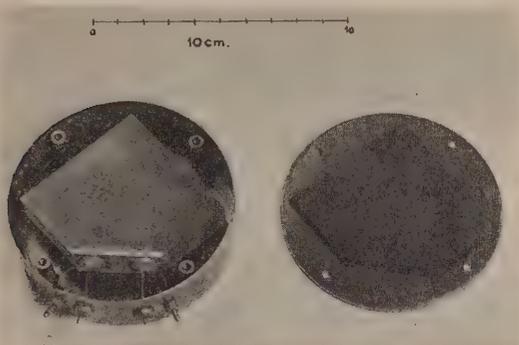


FIG. 4. — Exemple de ligne ultrasonique (publié avec autorisation de Quartz et Silice).

de mémoire peuvent être utilisés. Le commutateur électronique peut être constitué simplement par quatre diodes montées en pont. A la sortie du commutateur, on trouve sur une voie la modulation correspondant à  $E_{r-y}$ , répétée toutes les deux lignes, et sur l'autre voie la modulation  $E_{b-y}$ , également répétée. Après limitation et démodulation, les signaux « video » reconstitués  $E_{r-y}$  et  $E_{b-y}$  sont mélangés entre eux pour donner  $E_{v-y} = E_v - E_y$ , et les trois tensions  $E_r - E_y$ ,  $E_v - E_y$ ,  $E_b - E_y$  sont appliquées aux wehnelts du tube trichrome dont les cathodes sont attaquées par  $E_y$ . Les courants de faisceau des trois canons se trouvent ainsi effectivement modulés par  $E_r$ ,  $E_v$  et  $E_b$  et illuminent respectivement les phosphores rouge, vert, bleu, avec les brillances respectives de ces trois informations.

Le décodeur comporte également une voie auxiliaire (en pointillés sur la figure) destinée à actionner le commutateur électronique de chrominance en synchronisme avec la séquence établie à l'émission<sup>(6)</sup>. A cet effet, le signal d'identification présent dans les paliers précédant les lignes R — Y (voir figure 2) est extrait du signal de chrominance  $e_c$  par coïnci-

dence avec une impulsion dérivée de la synchronisation (qui peut être, par exemple, prélevée sur le transformateur de balayage horizontal du tube trichrome). Le signal d'identification ainsi séparé déclenche le basculement d'un relaxateur dont les signaux actionnent le commutateur mettant en communication alternativement chacune des voies de démodulation avec les sorties des voies directe et retardée. L'absence permanente du signal d'identification caractérise une émission en noir et blanc et provoque l'arrêt du relaxateur. Une tension moyenne peut être prélevée sur une électrode de celui-ci pour bloquer le canal de chrominance et supprimer toutes les colorations en cas de transmission d'une image monochrome ou d'une absence de réception de la sous-porteuse. La « compatibilité inverse » est donc assurée d'une façon très simple.

Ces circuits ne comportent pas un nombre de tubes supérieur à celui que l'on trouve dans toute la partie « chrominance » d'un récepteur N.T.S.C.

Il est aussi possible de décoder les signaux de chrominance directement à la fréquence intermédiaire du récepteur, sans passer par le détecteur, puisque la phase exacte de la sous-porteuse par rapport aux composantes de luminance n'est pas critique, et que même la fréquence centrale  $f_0$  n'a besoin d'être définie qu'à quelques kilohertz près. Une telle disposition, qui serait très difficilement réalisable avec les systèmes à modulation amplitude-phase, a l'avantage de réduire encore tout risque d'intermodulation entre les informations de luminance et de chrominance et de rendre encore moins critique la réponse des amplificateurs à fréquence intermédiaire. (On peut utiliser des « platines HF » standard pour télévision en noir et blanc).

Comme déjà signalé, l'information de luminance peut être fournie au tube sous la forme du signal video composite, sans limitation de bande. Ce signal contient évidemment, en sus des tensions de luminance  $E_y$ , la sous-porteuse de chrominance. Mais puisque celle-ci a une amplitude constante, sa détection par la courbure de la caractéristique du tube affecte seulement d'une façon permanente la luminosité générale, sans changer les luminances relatives des couleurs.

Les niveaux des signaux de chrominance démodulée sont déterminés entièrement par les caractéristiques des deux ensembles limiteur-discriminateur des voies  $E_{r-y}$  et  $E_{b-y}$ , et sont équilibrés d'une façon très stable si ces deux dispositifs sont réalisés de façon identique. Les variations de niveau haute fréquence ou les variations de gain intervenant dans les canaux d'amplification et de décodage de la sous-porteuse de chrominance qui ne dépassent pas le seuil d'action des limiteurs n'ont pratiquement aucun effet sur les teintes

(6) Ce processus d'identification rappelle la « synchronisation de couleurs » du système N.T.S.C. Cependant il fait appel à des circuits beaucoup plus simples et faciles à ajuster, car la voie de séparation du signal d'identification SECAM a seulement la tâche de déceler la présence ou l'absence de ce signal, mais n'a pas à reconnaître sa phase. Il en résulte aussi que les perturbations qui affectent le signal d'identification ne peuvent introduire aucun virage coloré tant qu'elles n'atteignent pas une amplitude telle que ce signal n'en soit plus discernable.

de l'image reproduite. *Il n'est donc pas utile de prévoir de réglages autres que ceux d'un récepteur noir et blanc normal.* Cela apporte certainement une garantie de fidélité des couleurs en exploitation supérieure à celle du N.T.S.C. On a constaté, en effet, qu'un spectateur non éduqué, ayant à sa disposition les réglages de plusieurs paramètres de la coloration et cherchant à rattraper un virage de teinte, risquait, par dérèglages cumulatifs, d'accroître gravement les défauts. La stabilité des teintes inhérente au mode de transmission de la chrominance dans le système SECAM est donc finalement aussi une garantie de la fidélité de reproduction de l'image colorée chez l'utilisateur.

### 3. Evaluation des performances

L'examen des performances d'un mode quelconque de transmission suppose l'étude et l'appréciation des distorsions subies par les différents signaux du fait du système de multiplexage ou des défauts introduits par la transmission. Il s'accompagne de la détermination des tolérances admissibles pour les différents paramètres compte tenu de certains critères de qualité caractéristiques des informations transmises.

Le cas de la télévision en couleurs introduit en particulier des critères d'ordre psycho-physiologiques impliquant les jugements subjectifs d'un grand nombre d'observateurs. Parmi les plus importants, il convient d'examiner en particulier, outre l'aptitude à la reproduction des images colorées et la compatibilité du mode envisagé, déjà exposées dans les deux premières parties.

— la susceptibilité aux signaux parasites introduits lors de transmissions réelles,

— les détériorations subies par les différentes informations du fait des caractéristiques non idéales des appareillages utilisés qui se traduisent par des servitudes ou tolérances spécifiques du système de codage.

Un tel examen d'ensemble, portant sur des points très divers, peut être facilité en procédant par comparaison systématique avec le système N.T.S.C. soumis aux mêmes conditions d'expérimentation.

Il paraît souhaitable, en outre, de ne pas s'en tenir à une comparaison directe du fait des difficultés d'évaluation de l'importance relative des défauts mais d'effectuer aussi, chaque fois que cela est possible, la mesure quantitative correspondant au seuil de visibilité dans chacun des systèmes en comparaison. L'apparition d'une perturbation est, en effet, généralement plus facile à apprécier (par exemple en se référant à l'image correspondante non perturbée) que son degré d'importance surtout lorsque les caractères de l'effet observé diffèrent notablement de l'un des types de codage à l'autre.

Dans l'examen de certaines performances cependant, cette procédure devra être complétée par des mesures de comparaison directe à des niveaux de perturbation plus élevés que le seuil pour mieux traduire les conditions réelles d'utilisation.

L'application de ces principes à l'étude comparative des systèmes N.T.S.C. et SECAM a conduit à la mise au point de procédures de mesures qui seront exposées pour chaque point particulier et permettent de porter un jugement de valeur sur une version d'expérimentation, dont les différentes caractéristiques sont les suivantes :

- signal de luminance conforme au standard 625 lignes ;
- sous-porteuse couleur modulée en fréquence séquentiellement par les signaux  $R - Y$  et  $B - Y$  ;
- fréquence centrale 4,43 MHz ;
- excursion de fréquence maxima nominale pour 100 % de saturation :  $\pm 0,7$  MHz <sup>(7)</sup> ;

(7) De même que pour le N.T.S.C. où l'amplitude de la sous-porteuse couleur n'atteint jamais, pour la transmission d'images naturelles, les niveaux nominaux maxima prévus, l'excursion de fréquence réelle est très inférieure à  $\pm 700$  kHz et la bande globale vidéo du signal composite peut être limitée à 5 MHz.

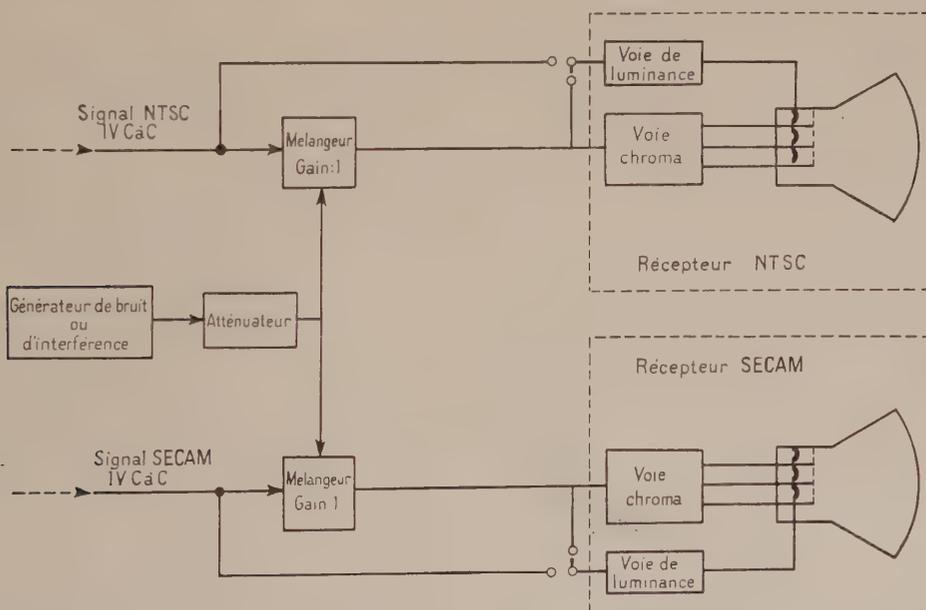


FIG. 5. — Appareillage de mesure des seuils de visibilité.

- amplitude crête à crête de la sous-porteuse : 40 % du signal noir-blanc ;
- dispositif de synchronisation à l'émission de la sous-porteuse couleur au début de chaque ligne.

### 3.1. SUSCEPTIBILITÉ AUX SIGNAUX PARASITES

L'expérimentation entreprise pour déterminer la susceptibilité relative des systèmes N.T.S.C. et SECAM aux perturbateurs d'origine externe a porté sur la détermination des seuils de visibilité du bruit non récurrent et des interférences.

L'installation de mesure comporte une chaîne d'analyse et de reproduction d'images en couleurs, fonctionnant en vidéo, dans laquelle s'insèrent les dispositifs de codage et de décodage ainsi que les sources de perturbation : générateur de bruit, d'interférence, etc. On a représenté sur la figure 5 la partie du montage permettant d'insérer le signal parasite.

Les moyens de décodage mis en œuvre pour ces différentes mesures étaient, dans les deux cas du système N.T.S.C. et du système SECAM, ceux de versions commerciales (8 et 6 tubes respectivement) convenablement réglés et contrôlés avant chaque série de mesure.

Les observateurs étaient, en outre, des techniciens expérimentés connaissant la forme des défauts dont un opérateur séparé réglait, à leur demande, l'amplitude jusqu'au niveau désiré.

Les écarts entre observateurs différaient d'au plus 6 décibels, traduisant partiellement leur acuité visuelle, mais, pour un même observateur, se maintenaient à 3 décibels au plus et 1 décibel en moyenne. Le résultat donné par la moyenne des valeurs obtenues pour chacun d'eux peut donc être considéré comme la limite de visibilité à la distance d'observation normale de 4 fois la hauteur de l'image.

#### 3.1.1. Sensibilité au bruit non récurrent

Deux séries de mesure ont été effectuées pour la détermination du seuil de visibilité du bruit sur les différentes plages colorées d'une mire de barres.

Dans une première série, le bruit, introduit sur l'ensemble du signal composite SECAM ou N.T.S.C., est atténué jusqu'à disparition totale sur la plage examinée par l'observateur. On note alors la valeur du rapport signal à bruit.

La moyenne des résultats de quatre observateurs pour chaque système et pour chaque plage a été reportée sur la figure 6.

La contribution de bruit apportée par la voie de luminance est, aussi bien pour le système SECAM que pour le N.T.S.C., prépondérante dans le bruit global et peut masquer les différences de rapport signal à bruit des voies chromatiques. On a donc, dans une deuxième série de mesures, introduit le bruit sur ces dernières seules et mesuré, de la même façon, les seuils de visibilité sur les différentes plages.

La moyenne des résultats de quatre observateurs est présentée de même sur la figure 7.

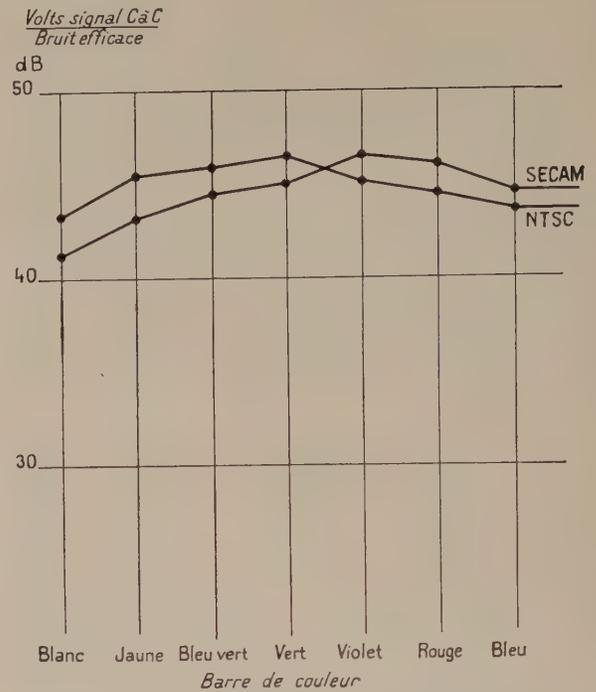


Fig. 6. — Seuil de visibilité du bruit du signal composite.

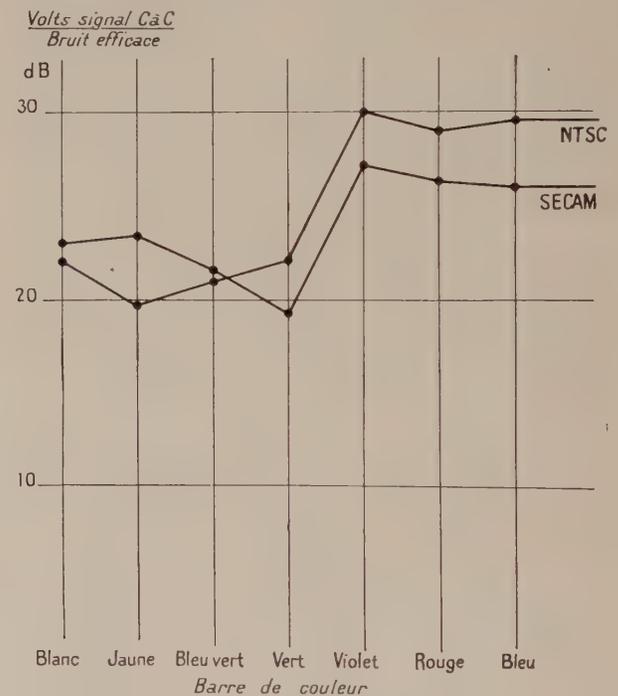


Fig. 7. — Seuil de visibilité du bruit du signal chromatique.

Dans les deux cas, la comparaison entre N.T.S.C. et SECAM montre que les deux systèmes peuvent être considérés comme équivalents et que le seuil de visibilité du bruit se place aux environs de 44 décibels.

#### 3.1.2. Sensibilité aux interférences

Le signal composite N.T.S.C. présentant une susceptibilité particulière aux interférences sinusoïdales

voisines de la porteuse couleurs, de fréquence « multiple impair entier » de la demi-fréquence ligne dont il n'existe pas l'équivalent pour le signal SECAM, on a recherché des conditions de mesure aisément reproductibles et permettant une comparaison valable.

Deux procédures ont été ainsi dégagées.

Dans une première série de mesures, le signal perturbateur additionné aux signaux composites est obtenu à partir d'un générateur sinusoïdal modulé en fréquence par du bruit avec une déviation suffisante pour que la fréquence instantanée balaie largement l'intervalle entre les harmoniques de la fréquence ligne. La fréquence centrale varie entre 3 et 5 MHz afin de couvrir la totalité du spectre du signal chromatique. Pour chaque fréquence, l'observateur recherche le seuil de visibilité de l'interférence de la même façon que lors des mesures de bruit.

La moyenne des résultats de 4 observateurs pour chacun des systèmes est présentée figure 8 en fonction de l'écart de fréquence de l'interférence par rapport à la sous-porteuse couleur.

Dans une deuxième série de mesures, les fréquences d'interférences ont été choisies parmi les multiples impairs de la demi-fréquence ligne augmentées de 5 hertz pour obtenir des structures mobiles de haute visibilité et mesurer l'augmentation de protection nécessaire.

Les moyennes des résultats de cinq observateurs sont présentées figure 9 en fonction de l'écart de fréquence par rapport à la sous-porteuse couleur. On note le bénéfice sensible de protection du SECAM qui semble même présenter une protection particulière contre ces fréquences. En effet, un décalage

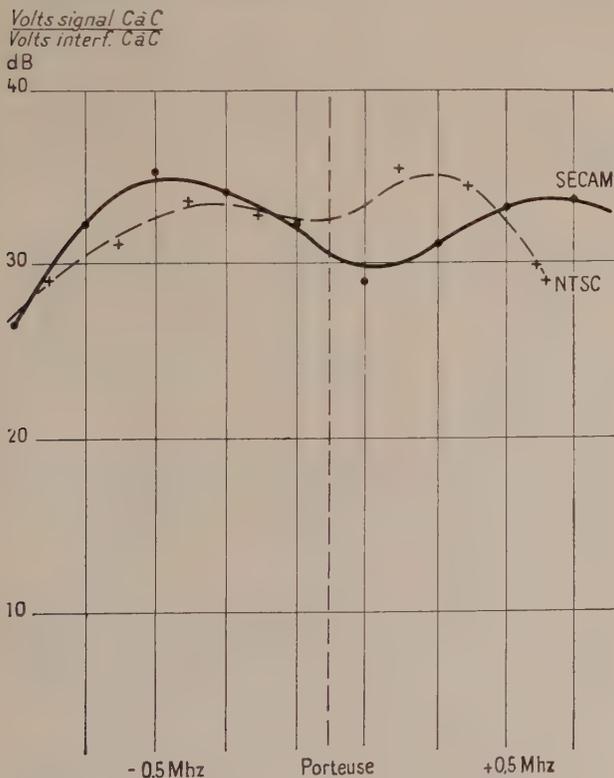


FIG. 8. — Seuil de visibilité d'une interférence F. M.

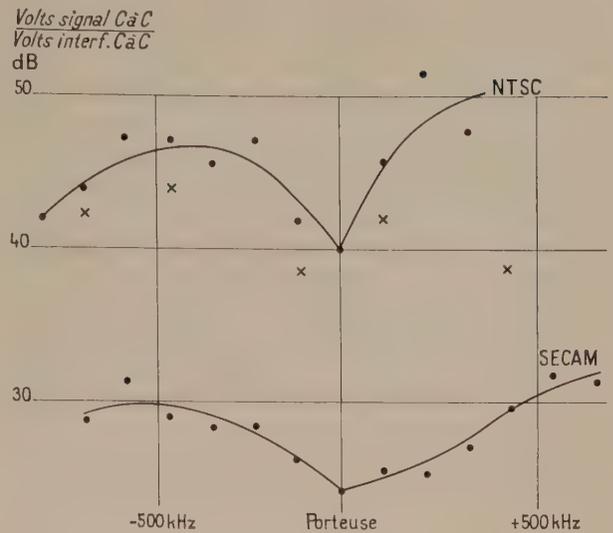


FIG. 9. — Seuil de visibilité des interférences du type  $(2k + 1) \frac{F_l}{2}$ .

systematique de 50 hertz de part ou d'autre de la valeur exacte  $(2k + 1) \frac{F_l}{2}$  provoque, dans le système SECAM, l'apparition de structures plus visibles dont le seuil a été mesuré pour quelques fréquences indiquées par les croix sur la figure 9. On peut donc en conclure que, dans les cas les plus défavorables pour chacun des deux systèmes envisagés ici, la perturbation provoquée par le signal parasite présente moins d'importance dans le système SECAM que dans le système N.T.S.C.

D'autres résultats, obtenus avec des niveaux plus élevés de perturbation, par égalisation de gêne avec une interférence sinusoïdale étalon introduite dans la voie de luminance, ont confirmé cette conclusion. Il apparaît, toujours dans les cas les plus défavorables pour les deux systèmes, que le SECAM présente 5 décibels environ de protection supplémentaire.

Ceci est illustré par les clichés G et H où l'on a reproduit les structures d'interférences obtenues, respectivement pour le SECAM et le N.T.S.C. pour le même niveau de parasite dans le cas le plus défavorable pour chacun d'eux.

### 3.1.3. Susceptibilité aux échos et réceptions à trajets multiples

Bien que les essais systématiques de l'étude de ces perturbations ne soient qu'à leur début, il apparaît déjà que le système SECAM présente un avantage sensible sur le système N.T.S.C. On peut, en effet, considérer que le signal d'écho se comporte comme un perturbateur sinusoïdal analogue à ceux envisagés au paragraphe précédent et que la réception bénéficie de l'avantage de protection signalé.

En outre, dans le cas du N.T.S.C., la phase de l'onde réfléchie peut jouer un rôle important dans la teinte des larges plages de couleur reproduites (principalement si les différences de temps de propagation sont de l'ordre de la microseconde) alors que

les signaux chromatiques du SECAM n'y sont absolument pas sensibles puisque définis par la fréquence.

Dans certaines conditions de propagation extrême, le rapport des amplitudes de luminance et de sous-porteuse couleur peut varier dans de larges limites. On conçoit sans peine que l'information chromatique du SECAM caractérisée par la fréquence instantanée de la sous-porteuse, ne soit pas détériorée tant que le fonctionnement des limiteurs de réception est assuré. Des variations de  $\pm 6$  décibels sont sans effet apparent sur l'image et, au-delà, n'influencent que le rapport signal à bruit de l'image. Les mêmes variations, dans le cas du N.T.S.C. provoquent des variations de saturation inadmissibles.

### 3.2. DISTORSIONS ET INTERMODULATIONS DUES A LA TRANSMISSION

Dans les appareillages de transmission utilisés les écarts par rapport aux caractéristiques idéales introduisent, entre les divers signaux multiplexés, des sources d'intermodulations et de distorsions dont il convient d'examiner les importances relatives.

Nous avons déjà envisagé l'intermodulation de la sous-porteuse sur la luminance due à la non-linéarité du tube cathodique de réception. Un défaut du même ordre apparaît lorsque la caractéristique amplitude-amplitude des appareillages n'est pas linéaire et les mêmes remarques sont encore applicables. Il faut, en outre, envisager l'intermodulation inverse de la chrominance par la luminance définie par le gain différentiel. Dans de très larges mesures, 6 décibels au moins, le signal chromatique SECAM n'en subit aucune altération alors que la saturation des larges plages colorées reproduites par le signal N.T.S.C. est notablement affectée. La tolérance généralement admise pour le N.T.S.C. est  $\pm 1$  décibel.

La caractéristique amplitude-fréquence n'introduit pas davantage de détérioration sensible ainsi qu'on l'a souligné à propos des conditions de propagation avec trajets multiples. La qualité de l'image ne se détériore que dans la mesure où le taux de limitation de réception diminue, faisant seulement apparaître ainsi une protection inférieure contre le bruit thermique. L'effet de telles distorsions sur le signal N.T.S.C., beaucoup plus notable, se traduit par des modifications de saturation des larges plages colorées.

Les caractéristiques phase-fréquence et phase-amplitude des équipements de transmission et de réception interviennent dans le SECAM pour déterminer la forme et la phase des transitoires chromatiques. Les distorsions qui en résultent peuvent donc être considérées comme du second ordre par rapport à celles affectant les larges plages colorées. Il n'en est pas de même dans le N.T.S.C. où l'effet de la phase différentielle sur les teintes des larges plages est bien connu. Dans la limite des tolérances admises pour le N.T.S.C. aucun défaut n'est visible sur le SECAM et il faut atteindre des valeurs de 30 degrés environ pour observer des transitoires chromatiques parasites.

Les reproductions J et K montrent en particulier les images obtenues lors d'une transmission affectée de gain et de phase différentielle pour les deux signaux SECAM et N.T.S.C.

On voit bien que les servitudes introduites par le système SECAM vis-à-vis des caractéristiques de transmission présentent, très généralement, un degré de tolérance plus grand que le N.T.S.C. et permettent de ce fait une exploitation plus aisée.

Dans la plupart des cas d'ailleurs. Les appareillages conçus pour la télévision achrome présentent des qualités suffisantes pour assurer le service des émissions couleurs utilisant le signal composite SECAM.

### 4. Conclusion

1) Le principe même du système SECAM à modulation de fréquence représente une évolution déterminante dans la transmission des images colorées, et il est d'ores et déjà possible de mesurer l'étendue des avantages qu'il offre par rapport au système N.T.S.C. En outre, alors que ce dernier est cristallisé et a atteint sa maturité, le système SECAM pourra certainement bénéficier dans l'avenir de nombreux perfectionnements secondaires qui augmenteront encore sa qualité.

2) Sans prétendre que le système SECAM ait résolu dès maintenant tous les problèmes d'une façon parfaite, on peut néanmoins affirmer que grâce au fait que l'on peut diminuer de moitié la quantité d'informations de la chrominance, le système SECAM porte en lui de nombreuses possibilités de simplification des récepteurs et des équipements formant l'infrastructure.

3) Le prix réel d'un récepteur couleurs ne résulte pas seulement du nombre de tubes et pièces détachées, mais également des tolérances plus ou moins sévères que l'on impose aux caractéristiques électriques de celui-ci.

Le fait que le système SECAM modulé en fréquence n'est pas sensible à la plupart des distorsions en amplitude et en phase de la sous-porteuse, rendra le récepteur économique, par la facilité de son réglage en usine et la maintenance réduite qu'il nécessite. Par ailleurs, les tolérances imposées aux pièces détachées n'étant pas serrées, il en résultera une autre source d'économie.

4) En ce qui concerne les faisceaux hertziens, les émetteurs et les équipements d'enregistrement magnétique, le système SECAM s'accommode facilement des appareils fonctionnant actuellement en noir et blanc.

5) Dès maintenant l'étude du système SECAM a dépassé le cadre d'une compagnie et les frontières d'un pays et nous tenons à remercier les divers laboratoires européens qui consacrent leur activité à son étude et sa mise en œuvre.

Les essais ainsi effectués, montrent que le système SECAMest, toujours égal ou supérieur au système

N.T.S.C., sauf en ce qui concerne la visibilité de la sous-porteuse sur le récepteur noir et blanc compatible.

Le N.T.S.C. marque actuellement à ce sujet un avantage de l'ordre de 4 décibels ; mais un certain nombre d'essais en cours nous font espérer que, sans rien changer au principe du SECAM, et par simple adjonction de quelques améliorations de détail, le SECAM sera également sur ce point à égalité avec le N.T.S.C.

Les nombreux essais comparatifs qui ont été nécessaires à l'établissement des résultats indiqués, ont par contre montré l'extrême stabilité de réglage du système SECAM, alors que le N.T.S.C. reste toujours délicat à régler pour assurer les meilleures performances.

Il en découle pratiquement qu'un récepteur couleur SECAM ne comportera pas, à la disposition

du spectateur, d'autres réglages que ceux habituels en noir et blanc, condition que nous considérons comme impérative pour le développement à grande échelle de la télévision en couleurs.

Si le cinéma ou la photographie en couleurs se sont si bien développés dans le grand public, c'est précisément parce que tant la caméra que le projecteur n'ont besoin d'aucun réglage supplémentaire pour la couleur. Il doit en être de même pour la télévision.

Notre impression à ce sujet a d'ailleurs été confirmée par les expérimentateurs étrangers qui participent à l'étude du système et qui ont tous été frappés de la stabilité des réglages.

C'est un point que nous considérons comme extrêmement important, tant pour le réglage en usine que pour la mise en service et la maintenance chez les usagers.

---

# THÉORIE ET PRATIQUE DES AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES A DIODES EN HYPERFRÉQUENCES \*

PAR

H. BOSCH

*Chef de département au Laboratoire Central de  
Télécommunications*

## 1. Introduction

Depuis les premières études modernes sur les amplificateurs paramétriques, ceux-ci ont connu un succès important. De nombreuses études théoriques leur ont été consacrées et leur fonctionnement est bien connu. En particulier, les progrès technologiques réalisés dans la construction des diodes à semiconducteurs ont conduit à de nombreuses réalisations de laboratoire, et ce type d'amplificateur est en train d'entrer dans le domaine pratique.

C'est cet aspect de la question que nous nous proposons d'examiner, en montrant quelles sont les limitations des performances, comment il est possible de choisir les conditions de fonctionnement pour résoudre un problème donné, en indiquant les méthodes de mesure, et enfin en décrivant une réalisation d'amplificateur utilisable dans des équipements de radar ou de télécommunications.

## 2. Fonctionnement de l'amplificateur paramétrique

### 2.1. GÉNÉRALITÉS

Rappelons d'abord brièvement le principe de fonctionnement de l'amplificateur paramétrique.

L'organe essentiel en est une réactance périodiquement variable à une fréquence  $f_p$  appelée fréquence de pompage.

Si un signal à fréquence  $f_1$ , inférieure à  $f_p$ , est appliqué aux bornes de la réactance, des tensions aux fréquences  $f_p + f_1$  et  $f_p - f_1$ , entre autres, vont apparaître aux bornes de la réactance. Bien entendu, les signaux correspondant aux combinaisons des harmoniques apparaissent également, mais comme, en fait, l'amplitude du signal de pompage est très grande vis-à-vis de celle du signal appliqué, seuls les harmoniques du signal de pompage interviennent,

et cela peut être intéressant pour utiliser une pompe à fréquence plus basse.

Si un circuit d'utilisation est prévu pour un de ces signaux, un courant à la fréquence correspondante  $f_p \pm f_1$  va y circuler, et pourra y délivrer de la puissance. En appelant  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_p$ , les puissances fournies à la diode aux fréquences  $f_1$  (signal d'entrée)  $f_2 = f_p \pm f_1$  (signal de sortie) et  $f_p$  (signal de pompage), la relation fondamentale gouvernant l'amplification paramétrique est celle de MANLEY et ROWE, qui s'écrit :

$$\frac{P_1}{f_1} = \frac{P_2}{f_2} = \frac{P_p}{f_p}$$

Comme la réactance est non dissipative, il s'ensuit que l'on a :

$$P_1 + P_2 + P_p = 0.$$

Si le signal de sortie est prélevé à la fréquence  $f_2 = f_p + f_1$ , l'amplificateur est du type convertisseur à bande latérale supérieure (« non inverting up converter »), les signaux de pompage et d'entrée fournissent de la puissance au circuit de sortie, donc l'amplificateur a une résistance d'entrée positive, il n'y a pas de réaction et le gain en puissance est égal au rapport des fréquences des signaux de sortie et d'entrée.

Ce mode de fonctionnement est, en fait, très peu utilisé, pour ne pas dire jamais, du fait que les gains obtenus sont trop faibles.

Au contraire, si le signal de sortie est prélevé à la fréquence  $f_2 = f_p - f_1$ , la puissance prélevée au signal de pompage est fournie simultanément aux circuits d'entrée et de sortie. La résistance d'entrée de l'amplificateur est alors négative, l'amplificateur est régénératif et le gain obtenu peut être très grand.

Un autre mode de fonctionnement peut être adopté en utilisant un amplificateur régénératif.

En effet, pourvu qu'une charge soit connectée aux bornes de sortie du signal à la fréquence  $f_2$ , dit

(\*) Conférence prononcée le 11 février 1961 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

alors « signal oisif », l'effet de résistance négative apparaissant aux bornes d'entrée peut être utilisé directement. L'avantage de ce mode de fonctionnement est que les signaux d'entrée et les signaux amplifiés sont à la même fréquence. Par contre, pour la même raison, le gain n'est dû qu'à la régénération, et un gain important ne peut être obtenu qu'au détriment de la stabilité.

Cependant, ce mode de fonctionnement est, en fait, très utilisé pour les fréquences élevées où il est souvent le seul possible.

Une simplification supplémentaire peut être introduite en choisissant la fréquence de pompage  $f_p$  voisine de  $2 f_1$ , ce qui rend voisines les fréquences d'entrée  $f_1$  et de sortie  $f_2$ , de telle sorte que le circuit d'entrée puisse jouer le rôle de circuit oisif.

Dans ce cas, s'il s'agit d'amplifier un signal d'étendue spectrale finie, le spectre se retrouve inversé pour le signal sortant. L'écart entre les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  doit alors être choisi suffisant pour que les spectres des signaux d'entrée et de sortie se retrouvent côte à côte et non superposés. Ce mode de fonctionnement est appelé semi-dégénéré ou quasi-dégénéré.

Dans le cas particulier où il n'y a pas d'inconvénient à superposer le spectre du signal à son inverse, le fonctionnement dit « dégénéré », où  $f_1 = f_2$  et  $f_p = 2f_1$  peut être utilisé. C'est le cas lorsque le signal a les caractères d'un bruit, par exemple en radio-astronomie.

## 2.2. PROPRIÉTÉS DE LA DIODE A CAPACITÉ VARIABLE

L'élément principal de l'amplificateur, c'est-à-dire la diode à capacité variable, peut être considéré comme constitué par la mise en parallèle d'une capacité fixe  $C_0$  et d'une capacité variable de la forme  $C_a = C_1 \cos \omega t$ , qui représente alors la partie active. La partie constante  $C_0$  de la capacité est un organe linéaire, auquel le principe de superposition s'applique, et qui peut donc être incorporé aux circuits associés à la diode, séparément pour les différentes fréquences mises en jeu.

Cela conduit à représenter un amplificateur paramétrique fonctionnant en convertisseur suivant le schéma de la figure 1, dans lequel on admet que,

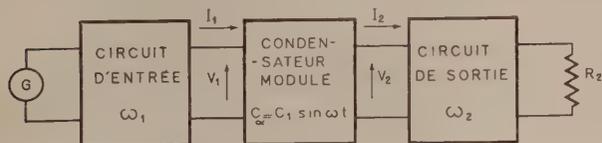


FIG. 1.

seuls, les courants dont la pulsation est voisine de  $\omega_1$ , circulent dans le circuit 1, et ceux à pulsation  $\omega_2$  dans le circuit 2, les bandes passantes de ces circuits étant suffisamment étroites pour qu'il en soit ainsi. La capacité  $C_0$  figure alors simultanément dans le circuit 1 et le circuit 2.

L'analyse d'un tel circuit montre qu'un condensateur variable de la forme  $C_a = C_1 \cos \omega t$ , présente

une très intéressante propriété de transformation d'impédance.

En effet, un condensateur de ce type, alimenté par une source à la pulsation  $\omega_1$  d'impédance  $Z_1$ , se comporte lui-même comme une source d'impédance  $Z_2$  à la pulsation  $\omega_2 = \omega - \omega_1$ ,  $Z_1$  et  $Z_2$  étant liés par la relation fondamentale :

$$Z_1 Z_2^* = \frac{-4}{\omega_1 \omega_2 C_1^2}$$

Toutes les propriétés de l'amplificateur paramétrique s'en déduisent alors aisément.

## 2.3. PROPRIÉTÉS DE L'AMPLIFICATEUR CONVERTISSEUR A BANDE LATÉRALE INFÉRIEURE

$\omega$  étant la pulsation de pompage,

$\omega_1$  celle du signal d'entrée, le signal de sortie apparaît à la pulsation  $\omega_2 = \omega - \omega_1$ .

Le gain en puissance  $G_0$ , en milieu de bande, d'un tel amplificateur sans pertes, est donné par l'expression bien connue :

$$G_0 = \frac{4 a \cdot \omega_2}{(1 - a)^2 \omega_1}$$

$a$  étant un coefficient de réaction positive défini par les éléments des circuits.

L'analyse montre aussi que pour un gain déterminé, le maximum de bande passante a lieu lorsque les circuits d'entrée et de sortie ont des bandes passantes égales. Dans le cas où les circuits d'entrée et de sortie sont constitués par des circuits accordés simples à inductance et capacité, et pour un gain élevé, c'est-à-dire pour un coefficient de réaction  $a$  voisin de 1, le produit (gain)<sup>1/2</sup> × bande passante a pour valeur :

$$G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \omega_2$$

$\beta$  étant la bande passante de l'amplificateur, exprimée en pulsation.

## 2.4. INFLUENCE DES ÉLÉMENTS PARASITES

Les formules précédentes sont relatives à un amplificateur sans pertes. Or, les diodes paramétriques ne sont pas des éléments parfaits, et, en dehors de leur capacité fixe, qui paraît tellement inévitable qu'elle n'est pas habituellement considérée comme parasite, comportent deux éléments gênants :

- Une résistance de perte ;
- Une inductance série.

### 2.4.1. Influence de la résistance de pertes

Aux fréquences élevées, les pertes de la diode paramétrique peuvent être représentées par une résistance

$r$  en série avec la capacité totale. Cette résistance produit d'rectement deux effets néfastes sur le fonctionnement de l'amplificateur paramétrique :

1) Etant en série avec la source, d'une part, et avec la résistance d'utilisation, d'autre part, elle diminue le gain de l'amplificateur. Pour conserver un gain suffisant, il est alors nécessaire de contrebalancer l'effet de la résistance série par une augmentation du coefficient de réaction, ce qui a la double conséquence de diminuer la stabilité et la bande passante de l'amplificateur.

2) Etant un élément dissipatif, elle produit une force électro-motrice de bruit, dégradant ainsi le facteur de bruit.

Celui-ci est donné en tenant compte du bruit produit par la résistance série de la diode, supposée ne produire aucun bruit supplémentaire, par l'expression suivante :

$$F = \left(1 + \frac{r}{r_1}\right) \left(1 + a \frac{\omega_1}{\omega_2}\right)$$

qui montre l'influence prépondérante de la résistance  $r$ .

Le second terme de cette expression est indépendant de  $r$ , il représente le facteur de bruit d'un amplificateur sans perte fonctionnant aux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$ . Comme le coefficient  $a$  doit être assez voisin de 1 pour avoir un gain suffisant, la valeur de ce terme est pratiquement imposée.

Donc, le facteur de bruit dépend essentiellement du rapport entre la résistance interne de la source et la résistance parasite de la diode. Mais celui-ci ne peut être choisi arbitrairement petit, car alors il devient impossible d'obtenir un gain suffisant. L'étude des conditions permettant le choix de l'impédance de la source et de la résistance de charge pour obtenir le facteur de bruit optimal avec un gain raisonnable fait apparaître un coefficient très important définissant la qualité d'un amplificateur paramétrique, qui est :

$$\eta = \frac{4 \omega_1 \omega_2}{m^2 \omega_c^2}$$

dans lequel :

$m = \frac{C_1}{C_0}$  variation relative de capacité de la diode

$\omega_c = \frac{1}{r C_0}$  pulsation de coupure de la diode, définie pour la valeur utile de  $C_0$ .

En fonction de ce paramètre  $\eta$  et du coefficient de réaction  $\alpha$ , les valeurs optimum des caractéristiques principales d'un amplificateur paramétrique peuvent s'exprimer sous une forme réduite, permettant de tracer un réseau de courbes universel. Les valeurs réduites des principales caractéristiques sont les suivantes :

Gain réduit : 
$$g = \frac{G}{\omega_2} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} (1 - \alpha \eta)$$

Facteur de bruit réduit : 
$$f = \frac{F}{1 + \frac{\omega_1}{\omega_2}} = \frac{1}{1 - \alpha \eta}$$

Ce même coefficient  $\eta$  permet également d'évaluer la diminution de bande passante due aux pertes de la diode. Si  $\beta_0$  est la bande passante de l'amplificateur idéal sans pertes ( $\eta = 0$ ) avec un gain donné, celle  $\beta$  d'un amplificateur réel pour le même gain sera donnée par :

$$\frac{\beta}{\beta_0} = \sqrt{1 - \alpha \eta}$$

Donc, en résumé, lorsque  $\eta$  augmente :

- Le produit (gain)<sup>1/2</sup> × bande passante diminue,
- Le facteur de bruit augmente.
- Et l'instabilité de l'amplificateur augmente car il faut travailler plus près de la limite d'accrochage définie par  $\alpha = 1$ .

2.4.2. Limitations de l'emploi d'une diode paramétrique

Les équations réduites montrent que le coefficient  $\eta$  détermine en fait la possibilité d'utilisation d'une diode donnée dans un amplificateur paramétrique. Un examen rapide permet de le montrer : pour avoir un gain important, il est nécessaire que le coefficient  $\alpha$  soit voisin de 1, et l'on voit que dans ces conditions, si  $\eta$  est lui-même voisin de 1 :

- le gain tend vers zéro ;
- et le facteur de bruit tend vers l'infini.

Ces performances extrêmes n'étant pas souhaitables, le coefficient  $\eta$  permet de définir les fréquences limites de fonctionnement d'une diode déterminée.

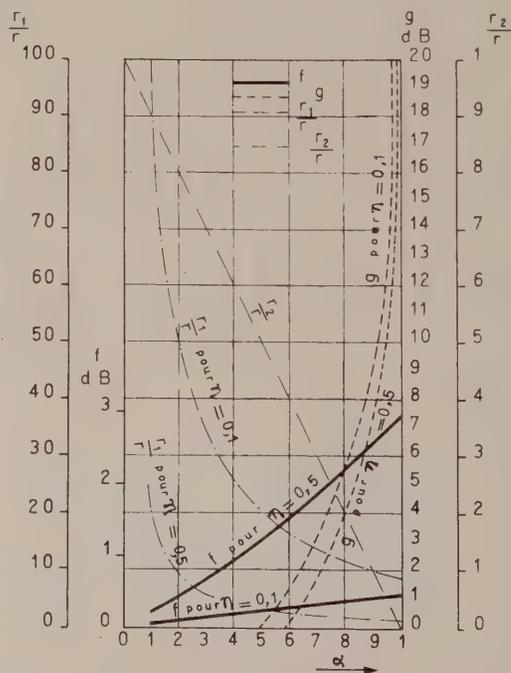


FIG. 2.

Si l'on se fixe un facteur de bruit maximal, disons par exemple 3 dB, cela entraîne :

$$1 - \alpha\eta \geq 0,5$$

ou  $\eta \leq 0,5$

c'est-à-dire :

$$\omega_1 \omega_2 \leq \frac{m^2 \omega_c^2}{4}$$

La pulsation de coupure  $\omega_c$  est définie par la diode, mais il est possible d'agir sur le coefficient  $m$  de variation relative de capacité en augmentant le niveau du signal de pompage. Il y a cependant une limite, dont la valeur dépend de la forme de la caractéristique de la diode, et qui est due soit à la tension de claquage de la diode, pour les fréquences relativement basses, soit aux possibilités de dissipation dans le cas des fréquences élevées.

La figure 2 montre les variations des valeurs réduites du facteur de bruit, du gain, de la résistance de source  $r_1$  et de la résistance de charge  $r_2$  en fonction du coefficient  $\alpha$ , pour deux valeurs de  $\eta$ ,  $\eta = 0,1$  et  $\eta = 0,5$ .

2.5. BANDE PASSANTE D'UN AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE

En général, un amplificateur paramétrique comporte :

- Un circuit d'entrée accordé à la pulsation  $\omega_1$ .
- La diode paramétrique, alimentée par le signal de pompage.
- Un circuit de sortie accordé à la pulsation  $\omega_2$ .

Si les valeurs de  $\omega_1$  et de  $\omega_2$  sont suffisamment différentes, ce qui est le cas dans un amplificateur convertisseur, et les circuits d'entrée et de sortie assez sélectifs, seuls les courants aux pulsations  $\omega_1$  vont circuler dans le circuit d'entrée, et ceux à  $\omega_2$  dans le circuit de sortie.

La capacité minimale des circuits d'entrée et de sortie a pour valeur  $C_0$ , et les circuits oscillants constitués en accordant la capacité  $C_0$ , sont amortis par la résistance interne de la source et par la résistance de charge. Dans le fonctionnement en convertisseur à bande latérale inférieure, la partie variable de la capacité de la diode paramétrique se comporte comme une résistance négative à la fois pour le circuit d'entrée et celui de sortie, diminuant ainsi fortement leur amortissement. Il s'ensuit donc que la bande passante de l'amplificateur est beaucoup plus étroite que celle des circuits d'entrée et de sortie, considérés comme passifs.

Le calcul montre que le produit  $(\text{gain})^{1/2} \times$  bande passante est maximale lorsque les bandes passantes des circuits d'entrée et de sortie sont égales. Ce produit vaut alors :

$$G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \omega_2$$

dans le cas où le coefficient de réaction est voisin de 1,  $\beta$  étant la bande passante de l'amplificateur exprimée en pulsation.

2.5.1. Réduction de bande par l'inductance série de la diode

En fait, la valeur du produit  $(\text{gain})^{1/2} \times$  bande passante donnée ci-dessus n'est valable que pour un amplificateur à fréquence relativement basse, car, aux fréquences élevées, il est nécessaire de tenir compte de l'influence de l'inductance série de la diode paramétrique, due principalement à ses connexions internes.

Si la fréquence de résonance de cette inductance avec la capacité  $C_0$ , c'est-à-dire la fréquence propre de résonance de la diode, est supérieure à la fréquence de sortie, l'inductance parasite peut être incorporée à l'inductance d'accord et elle ne joue pas de rôle ; c'est le cas lorsque les fréquences d'entrée et de sortie sont relativement basses (inférieures à 1 500 MHz, par exemple).

Lorsque la fréquence de résonance de la diode se situe entre la fréquence du signal d'entrée et celle du signal de sortie, c'est-à-dire que l'on a :

$$\omega_1 < \omega_D < \omega_2$$

$\omega_D$  étant la pulsation de résonance de la diode, alors l'inductance parasite n'intervient que dans le circuit de sortie.

Dans ce dernier cas, il est évident que l'accord du circuit de sortie ne peut s'effectuer en ajoutant une inductance, il est au contraire nécessaire d'introduire une capacité supplémentaire suivant l'un des schémas représentés sur la figure 3. Dans ces conditions

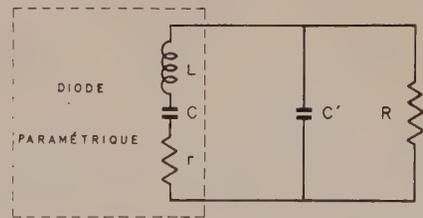


Schéma 1

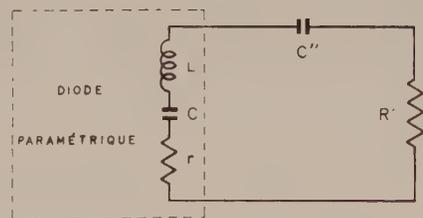


Schéma 2

FIG. 3.

l'inductance parasite a pour résultat une limitation de la bande passante du circuit accordé, et le produit  $(\text{gain})^{1/2} \times$  bande passante devient alors :

$$G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \omega_D$$

De même, si  $\omega_D < \omega_1 < \omega_2$ , la même réduction de bande passante s'applique aussi au circuit d'entrée, et le produit  $(\text{gain})^{1/2} \times \text{bande passante}$  devient :

$$G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \frac{\omega_D^2}{\omega_1}$$

En résumé les valeurs du produit  $(\text{gain})^{1/2} \times \text{bande passante}$  sont, suivant les valeurs de  $\omega_D$  :

$$\omega_1 < \omega_2 < \omega_D \quad G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0}$$

$$\omega_1 < \omega_D < \omega_2 \quad G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \omega_D$$

$$\omega_D < \omega_1 < \omega_2 \quad G_0^{1/2} \cdot \beta = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \frac{\omega_D^2}{\omega_1}$$

### 2.5.2. Autres facteurs de réduction de la bande passante

Aux fréquences élevées, les éléments d'accord de la diode ne peuvent plus être réalisés à l'aide d'éléments localisés, mais généralement à l'aide d'éléments de lignes coaxiales ou de guides d'ondes.

Dans ces conditions, la largeur de bande d'un circuit de capacité donnée accordé par un élément de ligne est plus faible que celle d'un circuit de même capacité accordé par une inductance localisée. Cela est dû au fait que la réactance équivalente à un élément de ligne dépend de sa longueur électrique, et que celle-ci est évidemment fonction de la fréquence.

Ce phénomène est encore plus important dans le cas d'un guide d'ondes que dans celui d'une ligne coaxiale, à cause de la variation de la vitesse de propagation en fonction de la fréquence.

Par exemple, dans le cas où le court-circuit d'une ligne n'est pas le plus près possible de l'élément à corriger, mais une demi longueur d'onde plus loin, ce qui est souvent le cas aux fréquences de 10 000 MHz, la bande passante du circuit est inférieure à 0,23 fois la valeur qu'elle aurait si l'inductance d'accord était localisée. Ce point est très important et il faut y faire attention en réalisant un amplificateur paramétrique.

## 3. Méthodes de mesure

### 3.1. MESURE DU FACTEUR DE BRUIT

Les méthodes conventionnelles de mesure du facteur de bruit sont très difficilement applicables aux amplificateurs paramétriques, pour les raisons suivantes :

1. Les tubes à décharge fournissent un niveau de bruit très supérieur au bruit excédentaire de l'amplificateur.

2. Le gain de l'amplificateur paramétrique est très sensible à la valeur de l'impédance de la source qui l'alimente.

Une méthode de mesure a, en conséquence, été mise au point dans le but de minimiser les inconvénients précédents :

#### Principe :

Son principe est le suivant : l'entrée de l'amplificateur peut être connectée, à l'aide d'un commutateur, sur deux résistances terminales portées à des températures différentes (fig. 4). En pratique, celles-ci sont, l'une à la température ambiante  $T_1$ , l'autre plongée dans l'azote liquide ( $T_2 = 77 \text{ }^\circ\text{K}$ ).

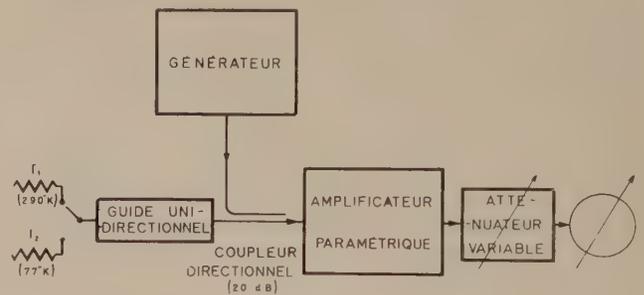


FIG. 4.

Dans ces conditions, la mesure du rapport  $\rho$  des puissances de bruit obtenues à la sortie dans les deux cas, permet de déterminer le facteur de bruit, qui a pour expression :

$$F = \frac{1}{1 - \rho} \frac{T_1}{T_1 - T_2}$$

La courbe de la figure 5 représente  $F$  en fonction

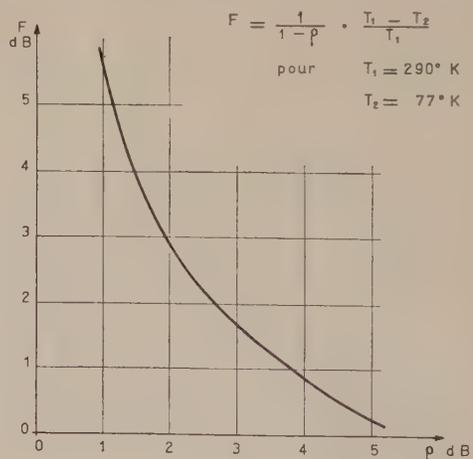


FIG. 5.

de  $\rho$  et montre que la méthode donne une bonne sensibilité pour les faibles facteurs de bruit et est donc particulièrement adaptée aux amplificateurs à faible bruit. Cependant, une difficulté importante subsiste. Il a été admis, dans ce qui précède, que la substitution de la charge à la température  $T_2$  à celle à la température  $T_1$  ne changeait pas le gain

de l'amplificateur. Cela n'est vrai que si ces deux résistances ont des valeurs égales dans toute la bande passante de l'amplificateur.

Si celui-ci est à réaction positive, toute différence entre les valeurs des résistances se traduira par une variation notable du gain, et faussera la mesure.

Il est, bien entendu, toujours possible, au moins théoriquement, de réaliser l'égalité des deux résistances, mais, compte tenu du fait qu'elles sont à des températures différentes, cette égalité est difficile à conserver avec une précision suffisante. Aussi, la méthode a-t-elle dû être perfectionnée.

Les charges terminales sont reliées à l'amplificateur par un commutateur permettant de mettre l'une ou l'autre en service, à travers un guide unidirectionnel qui permet d'isoler suffisamment le récepteur des variations d'impédance pour que les différences de gain restent petites, sans d'ailleurs devenir négligeables pour autant.

Un coupleur directionnel (d'atténuation au moins 20 dB) a été ajouté pour permettre d'introduire dans le récepteur le signal issu d'un générateur étalonné.

A la sortie de l'amplificateur, un atténuateur et un indicateur de niveau complètent l'installation.

La mesure est effectuée en comparant, pour chacune des charges, le niveau de bruit à celui du générateur. Le rapport des puissances de bruit est alors donné par la différence des lectures de l'atténuateur de sortie du générateur, les variations de gain de l'amplificateur n'intervenant plus.

Cependant, pour tenir compte des variations de gain dans toute la bande passante, le générateur est modulé en fréquence avec un fort indice de modulation, de telle sorte que le spectre du signal émis soit très large vis-à-vis de la bande passante de l'amplificateur.

Il est, bien entendu, nécessaire de tenir compte des pertes introduites par le guide unidirectionnel, et du bruit introduit par l'impédance de sortie du générateur à travers le coupleur directionnel, mais, moyennant ces précautions, cette méthode donne des résultats sûrs et reproductibles.

### 3.2. MESURE DU GAIN

Le gain de l'amplificateur paramétrique est défini par le rapport :

$$G = \frac{\text{Puissance fournie au récepteur suivant}}{\text{Puissance disponible au générateur d'entrée}}$$

Ces deux signaux n'étant pas à la même fréquence, la mesure de ce rapport nécessite la mesure de faibles puissances à des fréquences différentes, sur des impédances bien définies, et est donc assez délicate. Une méthode plus rapide a été utilisée concurremment. Le montage réalisé est représenté schématiquement sur la figure 6. Une charge à la température ambiante  $T_1$  alimente l'amplificateur paramétrique de gain  $G_1$  et de facteur de bruit  $F_1$  suivi

du récepteur à 8 500 MHz, de gain  $G_2$  et de facteur de bruit  $F_2$ . Le bruit sortant de cet ensemble traverse un filtre à bande étroite calé au centre de la bande passante et actionne un indicateur de niveau.

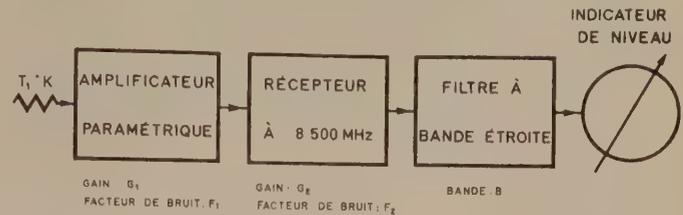


FIG. 6.

Si l'on mesure, à la sortie de la chaîne, les niveaux de bruit, d'abord l'amplificateur paramétrique étant service, puis mis hors service (par exemple en coupant le signal de pompage), le rapport  $\gamma$  de ces niveaux permet de calculer le gain  $G_1$  de l'amplificateur paramétrique. En effet, un calcul immédiat montre que :

$$G_1 \text{ (dB)} = \gamma \text{ (dB)} + F_2 \text{ (dB)} - F'_1 \text{ (dB)}$$

$F'_1$  étant le facteur de bruit de l'ensemble.

La mesure de gain se réduit alors à une mesure du rapport des niveaux de bruit obtenus en sortie, le circuit de pompage de l'amplificateur paramétrique étant alimenté ou non. Un atténuateur, introduit dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire, permet de faire cette mesure.

La connaissance des facteurs de bruit est nécessaire, mais le facteur de bruit  $F'_1$  de l'ensemble, qui peut varier légèrement au cours des réglages, étant beaucoup plus petit que  $F_2$ , intervient peu en fait.

### 3.3. MESURE DE LA BANDE PASSANTE

Les mesures de bande passante de l'amplificateur paramétrique ne présentent pas de difficulté particulière, du moins en principe. Cependant, en pratique, les bandes passantes actuellement obtenues sont de l'ordre de quelques pour cent de la fréquence du signal d'entrée, et sont difficiles à mesurer avec précision à l'aide d'un générateur étalonné. Il est nécessaire de contrôler les variations de fréquence à l'aide d'un ondemètre à cavité.

Une caractéristique intéressante d'un amplificateur paramétrique est le produit  $(\text{gain})^{1/2} \times \text{bande passante}$ , et une méthode simple a été mise au point permettant de voir simultanément les variations de ces deux grandeurs sur un oscilloscope.

Le montage utilisé est représenté sur la figure 7.

L'amplificateur paramétrique est alimenté à travers un atténuateur variable étalonné et un atténuateur fixe à grand affaiblissement (de l'ordre de 30 dB au moins) par un générateur à fréquence réglable au voisinage de 1 200 MHz.

Le signal à 8 500 MHz, issu de l'amplificateur paramétrique, est envoyé au récepteur à 8 500 MHz

dont l'oscillateur local est modulé en fréquence par un signal à basse fréquence. Le changement de fréquence est suivi d'un amplificateur à fréquence intermédiaire de 60 MHz, à bande étroite (0,5 MHz)

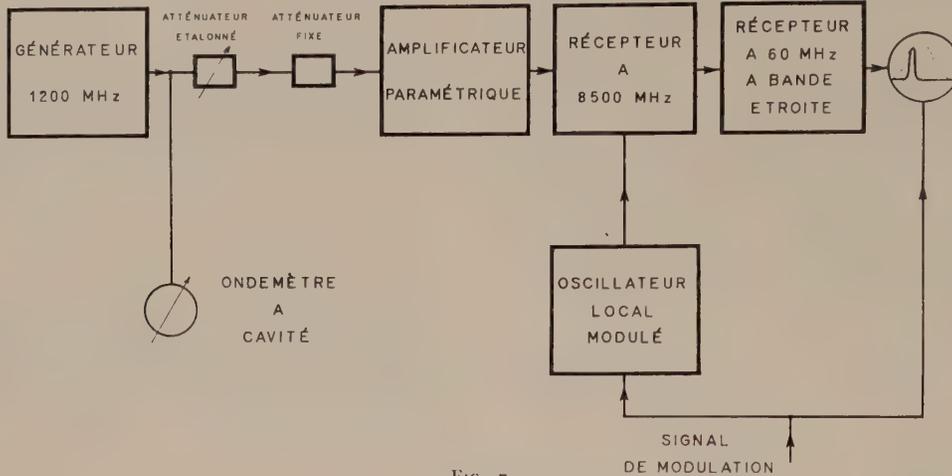


FIG. 7.

dont le signal de sortie est, après détection, envoyé sur un oscilloscope balayé par le signal basse fréquence de modulation.

Dans ces conditions, sur l'écran de l'oscilloscope, apparaît la courbe représentant la bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

Si, maintenant, la fréquence du générateur fournissant le signal d'entrée est variée de part et d'autre de la fréquence centrale de 1 200 MHz, la courbe obtenue va se déplacer, et son enveloppe représentera la bande passante de l'ensemble amplificateur paramétrique et changeur de fréquence. Ce dernier ayant une bande passante élevée vis-à-vis de celle de l'amplificateur paramétrique, la courbe obtenue représente, avec une très bonne approximation, la courbe de réponse de l'amplificateur paramétrique.

L'atténuateur variable étalonné, situé à la sortie du générateur, permet d'étalonner l'écran de l'oscilloscope en niveau de sortie, et l'étalonnage en fréquence est fait à l'aide d'un ondemètre à cavité connecté à la sortie du générateur.

On peut d'ailleurs, en particulier pour les réglages, se contenter de connecter l'entrée de l'amplificateur sur une charge adaptée, tout en balayant la fréquence de l'oscillateur local.

L'enveloppe du bruit apparaissant sur l'écran de l'oscilloscope montre la bande passante, alors que le rapport des niveaux de bruit, dans la bande et en dehors, permet d'évaluer le gain.

#### 4. Réalisation

##### 4.1. GÉNÉRALITÉS

Un amplificateur paramétrique destiné à un récepteur à 1 200 MHz a été réalisé au Laboratoire Central de Télécommunications. Le mode de fonctionnement choisi est du type convertisseur à bande latérale inférieure.

En tenant compte des possibilités des diodes disponibles à l'époque de la réalisation, la fréquence de sortie a été choisie dans la bande des 3,2 cm, ce qui permet l'emploi de matériel courant.

La fréquence de pompage est de 9 700 MHz, et celle de sortie de 8 500 MHz. L'amplificateur peut utiliser, soit une diode CP 627 de ITTL, soit une diode MA 460 D de Microwave Associates.

L'ensemble réalisé comporte :

- l'amplificateur paramétrique proprement dit ;
- le récepteur à 8 500 MHz ;
- l'oscillateur local du récepteur ;
- le générateur de pompage.

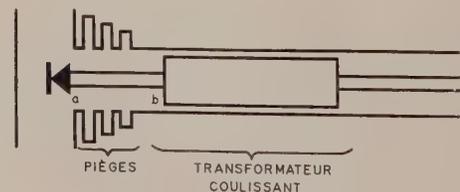
##### 4.2. AMPLIFICATEUR PROPREMENT DIT

La diode paramétrique est placée à l'intersection de trois lignes :

- la ligne coaxiale d'arrivée du signal à 1 200 MHz ;
- le guide amenant le signal de pompage à 9 700 MHz ;
- le guide de sortie du signal amplifié à 8 500 MHz.

La ligne coaxiale d'entrée réalise la transformation d'impédance entre la source de signal et la diode, à l'aide d'un élément quart d'onde coulissant. Cet élément est interchangeable, il définit le rapport des impédances entre la source de signal et la diode paramétrique, et sa position le long de la ligne assure l'accord du circuit.

Pour éviter la propagation des signaux à 9 700 MHz et 8 500 MHz, ainsi que celle de la bande latérale supérieure à 10 900 MHz, un système de trois pièges du type radial est inséré entre la diode et la ligne (fig. 8).



FIG

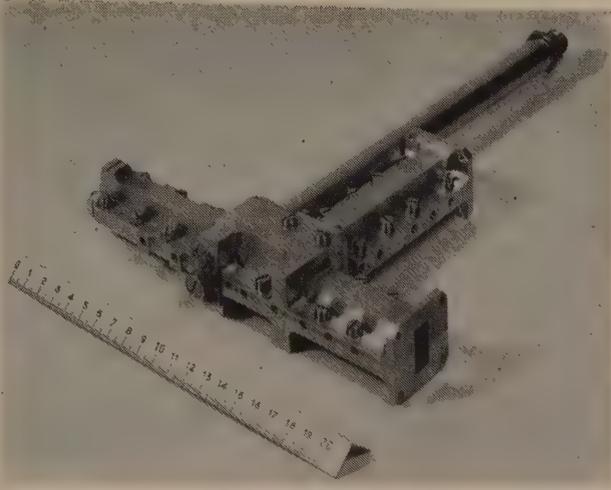


FIG. 9.

La diode est placée dans un élément de guide constituant une petite cavité limitée par les filtres à 8 500 MHz et à 9 700 MHz. Ces filtres ont une bande passante à la fois large et très plate.

L'accord de la diode sur les fréquences de pompage (9 700 MHz) et de sortie (8 500 MHz) est obtenu à l'aide de faibles longueurs de guide d'onde. Pour permettre un réglage précis de l'accord, les longueurs électriques de ces guides peuvent être légèrement modifiées à l'aide de plongeurs en matière isolante à enfoncement réglable.

La transformation d'impédance entre le circuit de sortie et la diode paramétrique est assurée par un couplage en T muni d'un iris, qui réalise un couplage à large bande.

L'ensemble est réalisé en un seul bloc dont l'aspect est représenté sur la figure 9.

4.3. RÉCEPTEUR A 8 500 MHz

Le signal issu de l'amplificateur paramétrique est envoyé à un mélangeur symétrique à cristaux qui assure le changement de fréquence de 8 500 MHz à 60 MHz. Un guide unidirectionnel isole l'amplificateur paramétrique des variations d'impédance du récepteur. Les cristaux du mélangeur symétrique alimentent un préamplificateur à 60 MHz, suivi d'un récepteur à 60 MHz.

4.4. OSCILLATEUR LOCAL

L'oscillateur local nécessaire au changement de fréquence du récepteur peut être constitué par un klystron. Cependant, dans ce cas, les instabilités de fréquence du klystron de pompage et du klystron oscillateur local étant indépendantes, il en résulte des désaccords importants du récepteur.

Il a donc été jugé préférable d'utiliser un second amplificateur paramétrique, alimenté par le même signal de pompage et fonctionnant en auto-oscillateur.

Le circuit d'entrée de cet amplificateur est constitué par une ligne accordée à 1 140 MHz qui définit la fréquence d'oscillation.

Le signal de sortie est alors à 8 560 MHz, soit 60 MHz au-dessus de la fréquence de sortie, et c'est ce signal qui sert d'onde locale pour le récepteur à 8 500 MHz.

Ainsi, les petites variations de la fréquence de pompage n'entraînent pas de variation de la fréquence de sortie.

4.5. GÉNÉRATEUR DE POMPAGE

Celui-ci est constitué par un klystron Varian V 58 dont la fréquence est stabilisée à l'aide d'une boucle

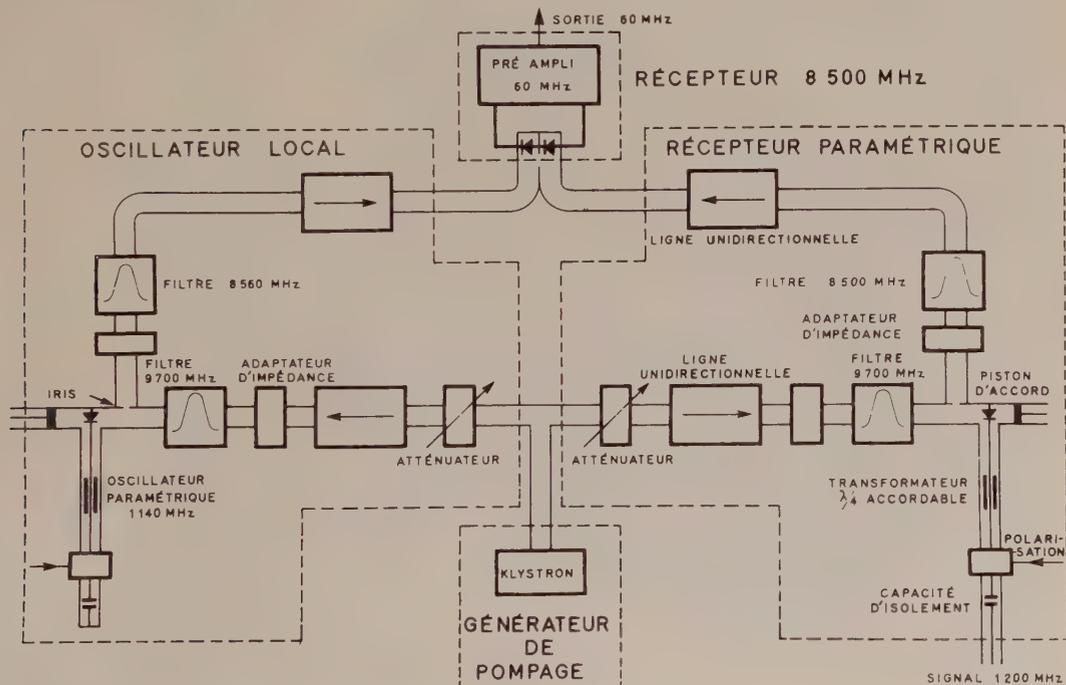


FIG. 10.

d'asservissement comprenant une cavité de référence.

Le schéma d'ensemble fait l'objet de la figure 10.

#### 4.6. PRÉSENTATION

L'ensemble est installé dans un coffret contenant les divers éléments, dont l'aspect est représenté sur la figure 11. La figure 12 en montre la disposition intérieure.



FIG. 11.

Un second coffret, de dimensions identiques, contient les alimentations du klystron et du préamplificateur MF.

#### 5. Résultats obtenus

Les caractéristiques de l'amplificateur paramétrique réalisé à L.C.T. sont les suivantes :

- Fréquence du signal reçu : 1 200 MHz ;
- Bande passante : 15 MHz  $\pm$  3 MHz ;
- Facteur de bruit : 1,8 dB ;
- Gamme dynamique : 100 dB ;
- Niveau d'entrée maximal : 28 dBm.

Ces caractéristiques se maintiennent entre  $-20^{\circ}\text{C}$  et  $+55^{\circ}\text{C}$ .

L'ensemble du récepteur a les caractéristiques suivantes :

- Fréquence d'entrée : 1 200 MHz ;
- Impédance de la source : 50 Ohms ;
- Fréquence de sortie : 60 MHz ;
- Gain total : 55 dB ;
- Bande passante totale : 12 MHz ;
- Gamme dynamique : 60 dB ;
- Facteur de bruit de l'ensemble : 2,5 dB (comprenant 0,7 dB de pertes dans le guide unidirectionnel d'entrée).

Ces résultats ont été obtenus avec une diode MA 460 D dont les caractéristiques, au point de fonctionnement effectivement utilisé, sont les suivantes :

$$\begin{aligned} C_0 &= 1,2 \text{ pF} \\ C_1 &= 0,4 \text{ pF} \\ r &= 3 \text{ Ohms ;} \end{aligned}$$

$$\text{d'où :} \quad m = \frac{C_1}{C_0} = 0,33$$

$$\omega_c = 2\pi \cdot 44,5 \cdot 10^9.$$

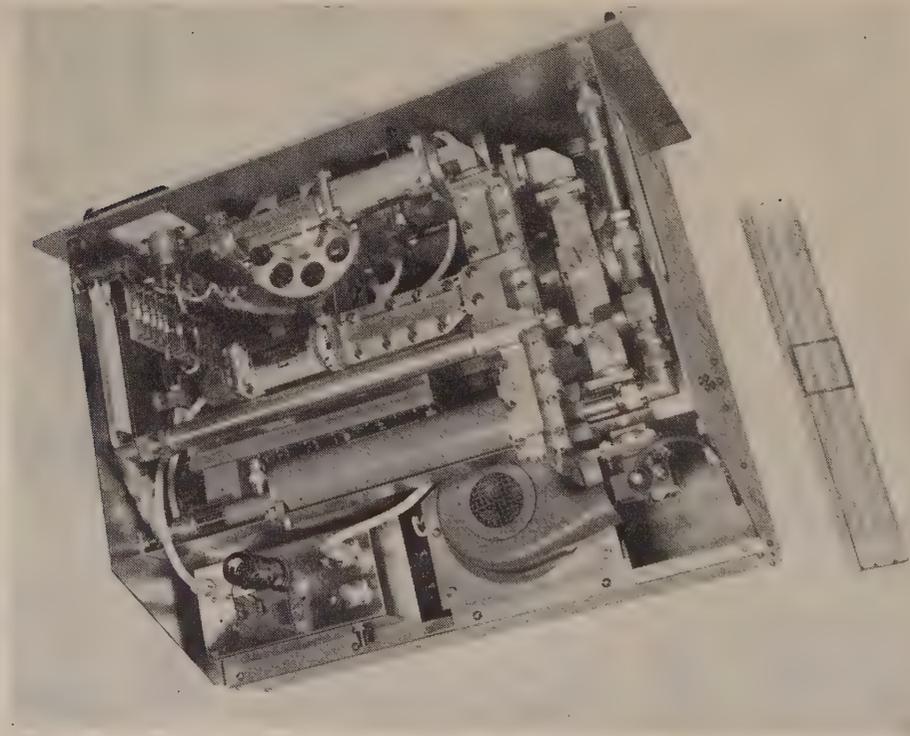


FIG. 12.

Avec les pulsations d'entrée  $\omega_1 = 2\pi \cdot 1\,200 \cdot 10^6$   
 et de sortie  $\omega_2 = 2\pi \cdot 8\,500 \cdot 10^6$

le coefficient  $\eta$  a pour valeur :

$$\eta = 0,20$$

d'où l'on déduit le facteur de bruit :

$$F = \frac{1 + \frac{\omega_1}{\alpha \eta}}{1 - \frac{\omega_2}{\alpha \eta}} = 1,44 \text{ soit } 1,55 \text{ dB.}$$

Le facteur de bruit du récepteur à 8 500 MHz étant d'environ 9 dB et le gain de l'amplificateur paramétrique de 20 dB, l'accroissement de facteur de bruit dû au récepteur vaut environ 0,08, soit un facteur de bruit pour l'ensemble de :

$$1,44 + 0,08 = 1,52, \text{ soit } 1,8 \text{ dB}$$

qui est la valeur effectivement obtenue.

### 6. Perspectives d'avenir

D'après ce qui précède, les caractéristiques des amplificateurs paramétriques sont étroitement liées aux possibilités des diodes. Par exemple, avec la diode MA 460 D il n'est pas possible d'obtenir de meilleurs facteurs de bruit avec une fréquence d'entrée de 1 200 MHz et une fréquence de sortie de 8 500 MHz.

La même diode, employée à 3 000 MHz dans un amplificateur du même type, devrait donner un facteur de bruit de 4 dB. Il faudrait donc, dans ce cas, utiliser une meilleure diode.

De telles diodes existent actuellement et permettent de réaliser des amplificateurs à fréquence élevée. En utilisant le mode de fonctionnement dit « Semi-dégénéré », les laboratoires « Hughes Aircraft » ont réalisé un amplificateur pour la bande X donnant un facteur de bruit inférieur à 5 dB.

La figure 13 donne, à titre de comparaison, les principales caractéristiques de plusieurs amplificateurs existant sur le marché (d'après *Electronic Industries*, novembre 1960, page 149, et *Electronic News*, 19 décembre 1960). A titre de comparaison, les caractéristiques de l'amplificateur paramétrique LCT ont été ajoutées.

PRINCIPAUX AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES À DIODES  
 DISPONIBLES COMMERCIALEMENT

CONSTRUCTEUR	MODÈLE	FRÉQUENCE	BANDÉ	GAIN	FRÉQUENCE	FACTEUR
		k MHz	PASSANTE	dB	DE POMPAGE	DE BRUIT
					k MHz	dB
ENGLISH ELECTRIC VALVE CO LTD	N 1037	0,6	60 MHz	20	1,2	2
MICROWAVE ASSOCIATES	MA2-750	0,7 - 1	2 MHz			2
	MA2-750A	0,9 - 1	2 MHz			2
	MA2-1000	0,95 - 1,25	2 MHz			2
	MA2-1000Z	1,25 - 1,35	2 MHz			2
	MA1-150	0,1 - 0,23	1%			2
	MA1-350	0,22 - 0,4	1%			2
	MA1-450	0,35 - 0,5	1%			2
MOTOROLA	LPA 01	0,18 - 0,26	1,5 MHz	16	1,2 - 1,5	1,5
	LPA 02	0,40 - 0,46	3 MHz	13	1,4 - 1,55	2
HUGHES AIRCRAFT	1019 - A	8,6 - 9,3	30 MHz	17	17,4 - 18,4	5
L.C.T.	PL 577 341	1,2	15 MHz	20	9,7	1,8

D'APRÈS ELECTRONIC INDUSTRIES - NOV. 60  
 ELECTRONIC NEWS - 19 DEC 60

FIG. 13.

Cependant, l'apparition de nouvelles diodes ayant des fréquences de coupure plus élevées (150 à 200 GHz jointes à des inductances série très faibles du fait de leurs petites dimensions (diodes pilules) a permis la réalisation, pour l'instant en laboratoire, d'amplificateurs à caractéristiques fort intéressantes. Par exemple, l'Air Arm Division de la Compagnie Westinghouse a réalisé un amplificateur non dégénéré pour la bande X, dont le signal de pompage est à 35 000 MHz, qui a un gain de 20 dB et un facteur de bruit de 2,8 dB. C'est dire que les progrès, dans le domaine des amplificateurs paramétriques, s'ils sont moins rapides qu'il y a quelques années, n'en continuent pas moins, à la fois dans le sens de l'extension vers les fréquences élevées et dans celui de l'industrialisation, ce qui préluède à leur utilisation courante dans des équipements.

# TÉLÉCOMMANDE ET AUTOMATISME D'UN ENSEMBLE DE MANIPULATION EN MILIEU RADIOACTIF

PAR

J. FUZELLIER ET B. BOULENGER  
*Ingénieur ESE*                      *Ingénieur ECP*

*Département des Applications Nucléaires  
et Industrielles de la Compagnie Générale de TSF*

## 1. Introduction

La complexité du dispositif de commande à faible distance d'un appareil mobile varie avec la quantité d'ordres à transmettre, le nombre et l'emplacement des postes que peut occuper l'opérateur et enfin avec les moyens de contrôle mis à la disposition de cet opérateur. Le problème peut recevoir une solution électromécanique lorsque le nombre d'ordres à transmettre est faible, que l'emplacement du poste de commande est unique et que le contrôle peut se faire à vue. Lorsque le nombre d'ordres est élevé, que la commande peut s'effectuer à partir de plusieurs postes, plus ou moins éloignés, et que des automatismes doivent être introduits, il devient nécessaire de faire appel aux techniques électroniques de télécommande et d'automatisme.

Les industries nucléaires, en particulier, dans leurs installations, doivent utiliser ces techniques, l'opérateur ne pouvant pas, la plupart du temps, pénétrer dans les enceintes où les mobiles doivent évoluer, ni contrôler en permanence les mouvements de ces mobiles.

A propos de la réalisation d'un atelier pilote de traitement de produits radioactifs, qui sera décrit dans une première partie, les solutions de télécommande et d'automatisme proposées par l'industrie électronique seront successivement présentées.

## 2. Problème posé

Pour une installation nécessitant le déplacement et les mouvements, dans une zone fortement radioactive, d'un pont roulant et de deux chariots portant des manipulateurs, le Commissariat à l'Énergie Atomique a fait appel à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil. Il s'agit, dans cette installation, à partir de trois pupitres de commande pouvant être placés en différents endroits, à l'extérieur de l'enceinte active, d'effectuer la mise en marche avant ou arrière des différents moteurs portés par les trois ensembles mobiles : pont de transfert, chariot *A* et chariot *B*. Les différents mouvements effectués par

ces moteurs sont soumis à un nombre important d'autorisations et d'interdictions et certains mouvements doivent s'effectuer automatiquement dans un certain ordre.

L'installation comprend des ateliers de travail (cellules) qui sont disposés le long d'un couloir avec lequel ils communiquent par des portes coulissantes comme l'indique le schéma de la figure 1.

L'examen de ce schéma montre que les ateliers sont de deux types suivant la position de la porte. Les uns sont dits droits ou impairs, les autres gauches ou pairs. Deux manipulateurs : l'un lourd, l'autre léger, montés sur les chariots *A* et *B*, peuvent être placés, chacun séparément, dans un de ces ateliers à l'aide du pont de transfert qui peut se déplacer d'un bout à l'autre du couloir. Ce pont est équipé d'une tourelle d'orientation et d'éclissage. L'orientation permet de placer le chariot porte-manipulateur dans la position qui convient à son introduction dans la cellule où il va être utilisé. L'éclissage permet de faire passer le chariot du pont dans la cellule ou inversement. Pour illustrer cette description, supposons qu'un travail soit à effectuer dans la cellule numéro 3 avec le manipulateur *A* ; l'utilisateur devra effectuer, en séquence, les opérations suivantes :

- amener le pont de transfert en *A*,
- orienter et éclisser la tourelle,
- placer le chariot *A* sur le pont,
- reculer la tourelle et l'orienter pour l'amener en 3,
- amener le pont devant l'atelier 3,
- éclisser la tourelle,
- commander l'entrée du chariot dans la cellule,
- enfin, dans la cellule, commander chacun des mouvements du manipulateur.

L'examen de cette liste, qui n'est pas limitative, fait entrevoir les difficultés à surmonter pour transmettre tous ces ordres, d'une part, au pont de transfert, et d'autre part, au chariot porte-manipulateur,

doublément mobile par rapport à l'opérateur. Ainsi, le nombre de mouvements à contrôler est tel qu'il n'était pas possible d'envisager l'emploi de transmissions classiques par trolleys. Un dispositif de télé-

d'automatisme. Ces circuits peuvent prendre deux états : 0 ou 1 équivalent à l'ouverture ou à la fermeture de contacts (nous parlerons, dans la suite, de contacts ouverts ou fermés).

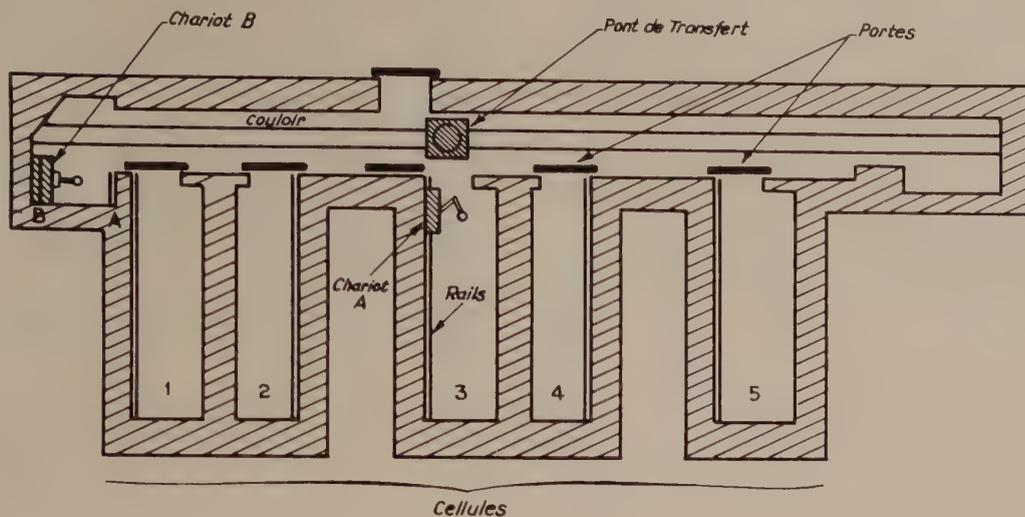


FIG. 1. — Plan schématique de l'installation.

commande unifilaire, qui fera l'objet de la première partie de cet article, a permis de résoudre ce problème.

L'impossibilité de contrôler directement l'exécution de tous ces ordres a imposé l'automatisation du fonctionnement de ces appareils. La réalisation de cet ensemble présentait un certain nombre de difficultés dont la moindre n'était pas celle que soulevait l'encombrement du matériel. Nous verrons, dans la deuxième partie, comment les opérateurs logiques à transistors ont éliminé cet inconvénient tout en améliorant la sécurité et la rapidité de fonctionnement.

### 3. Ensemble de télécommande

#### 3.1. RÔLE DE LA TÉLÉCOMMANDE DANS L'INSTALLATION

La télécommande réalisée dans cette installation permet, nous l'avons dit, de remplacer par une liaison unique, un nombre important de conducteurs. Cette liaison entre les organes de commande et les organes commandés (contacteurs des moteurs) est assurée, sur chaque appareil mobile, par un frotteur double glissant sur un rail (le retour s'effectue par la masse des appareils).

La majorité des mouvements commandés étant soumise à diverses autorisations ou interdictions réalisées par l'ensemble d'automatisme (voir § 4), la télécommande a donc pour rôle de reproduire, sur les organes mobiles (pont de transfert, chariot A et chariot B), les signaux de sortie des circuits

Notons encore que la télécommande doit permettre à l'opérateur, au cours des manipulations, de commander simultanément deux mouvements différents, et que, en cas de coupure de la liaison, tous les moteurs doivent être arrêtés.

#### 3.2. PROCÉDÉ DE TRANSMISSION — COMPOSITION DU SIGNAL

Dans le système de télécommande utilisé ici, le message émis se présente sous la forme d'un train d'impulsions positives ou négatives. Chaque moment du message indique l'état d'un contact de commande (en réalité, un circuit d'automatisme) : l'état 0 est représenté par une impulsion positive, l'état 1 par une impulsion négative. L'état des divers contacts est exploré au cours d'un cycle correspondant à l'émission d'un message, ce qui donne à l'opérateur la possibilité d'établir simultanément plusieurs contacts. La première partie du cycle (première tranche du message) comporte les ordres et les interdictions à transmettre au pont de transfert ; la deuxième partie (deuxième tranche du message) comporte les ordres et les interdictions à transmettre au chariot A ; et la troisième partie (troisième tranche du message) comporte les ordres et les interdictions à transmettre au chariot B.

Lorsqu'aucun contact n'est fermé, aucun signal n'est émis. Lorsqu'un ou plusieurs contacts se ferment, un message est émis et répété à intervalles réguliers aussi longtemps que l'un au moins des contacts reste fermé.

La transmission d'impulsions positives pour représenter l'état 0 permet de ne pas utiliser d'horloge synchronisée, à la réception, à la condition de

revenir entre deux impulsions successives, à un potentiel 0, de façon à transmettre autant de *fronts* que le message comporte de moments.

Etant donnée la répétition cyclique du message, il convient à chaque début de message de remettre à zéro les compteurs des récepteurs. Cette opération s'effectue grâce à la transmission, au début de chaque train, d'une impulsion négative de largeur supérieure à celle des impulsions d'ordres (impulsion de référence).

Le message émis se compose d'une centaine d'impulsions et dure environ 32 ms. L'intervalle entre deux messages successifs est d'environ 12 ms.

Les figures 2 et 3 ci-dessous représentent schématiquement un message et un signal complet de télécommande.

durée ( $\theta$ ), d'égale amplitude ( $A$ ) et de même polarité (négative); deux impulsions successives sont séparées par un temps  $\theta$  égal à la durée d'une impulsion (signal carré : voir figure 4),

- un *sélecteur d'impulsions*, attaqué par le générateur d'impulsions et délivrant, sélectionnées sur autant de fils qu'il y a d'ordres à transmettre, des impulsions décalées dans le temps,

- des *circuits de comparaison*, permettant d'obtenir le message d'information traduisant l'état des organes de commandes,

- un *circuit de codage*, permettant, à partir du message précédent, d'obtenir le message codé, envoyé vers les récepteurs,

- un *circuit de répétition* assurant la répétition du message codé, après un certain délai.

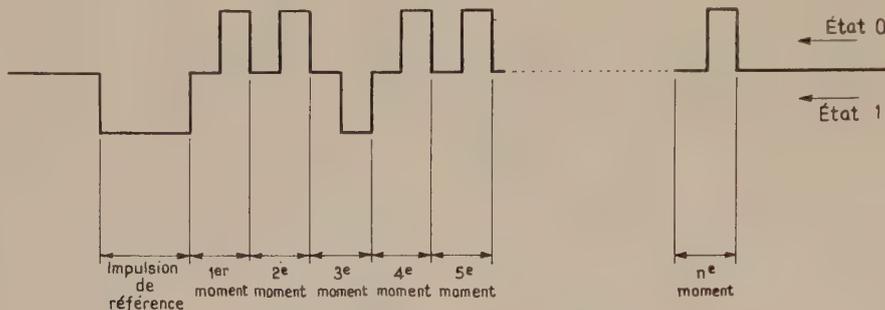


FIG. 2. — Message (émission de l'ordre 3).

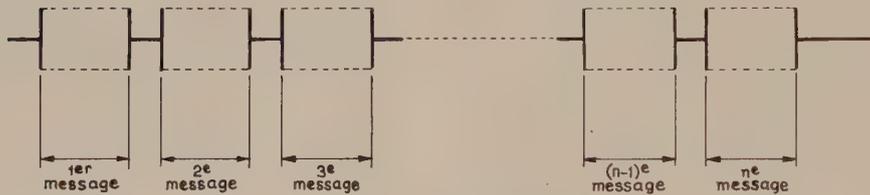


FIG. 3. — Signal de télécommande.

3.3. EMISSION DU SIGNAL

L'émission du signal de télécommande s'effectue à partir des circuits suivants :

- un *générateur d'impulsions* délivrant, pendant la durée d'un message, des impulsions toutes d'égale

3.3.1. Générateur d'impulsions

Le message codé est constitué à partir d'un train comportant une centaine d'impulsions ; ce train est délivré par le générateur d'impulsions.

La figure 5 indique le mode d'obtention du train

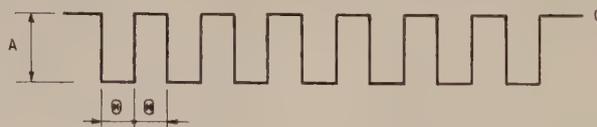


FIG. 4. — Signal issu du générateur d'impulsions.

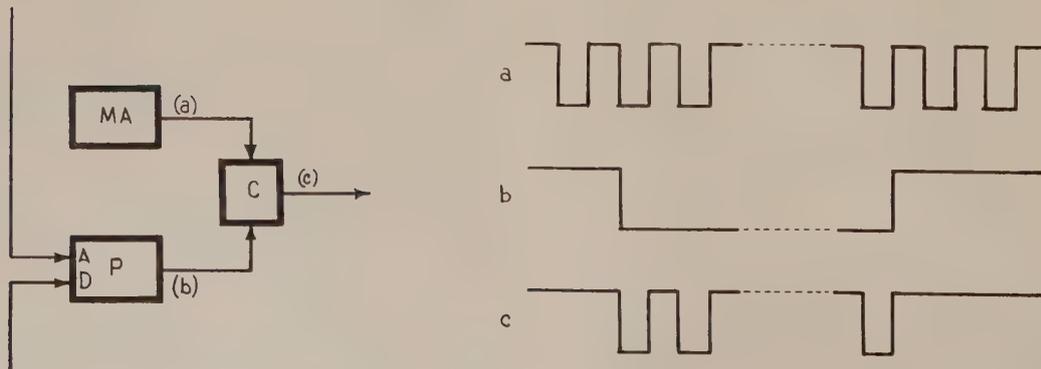


FIG. 5. — Génération des impulsions.

d'impulsions. Un multivibrateur astable *MA* délivre un train continu d'impulsions ayant les caractéristiques désirées. Ce signal est mis en coïncidence (circuit *C*) avec la porte *P* dont la durée est prévue pour laisser passer le nombre d'impulsions nécessaire. (Cette porte *P* assure la remise à zéro des bascules du sélecteur d'impulsions).

### 3.3.2. Sélecteur d'impulsions

Cet ensemble, attaqué par le signal délivré par le générateur d'impulsions, a pour rôle de répartir les impulsions, chacune sur un fil distinct suivant sa place dans le temps (l'impulsion délivrée au temps  $t_1$  apparaît sur le fil 1, l'impulsion délivrée au temps  $t_2$  apparaît sur le fil 2, et ainsi de suite).

Pour réaliser cette sélection, le signal issu du générateur d'impulsions attaque une série de bascules (multivibrateurs bistables) dont chacune divise par 2 la fréquence du signal qui l'attaque.

La figure 6, représente le mode de sélection des impulsions pour un cycle de huit impulsions (obtenu avec trois bascules). En *a* on trouve le signal issu

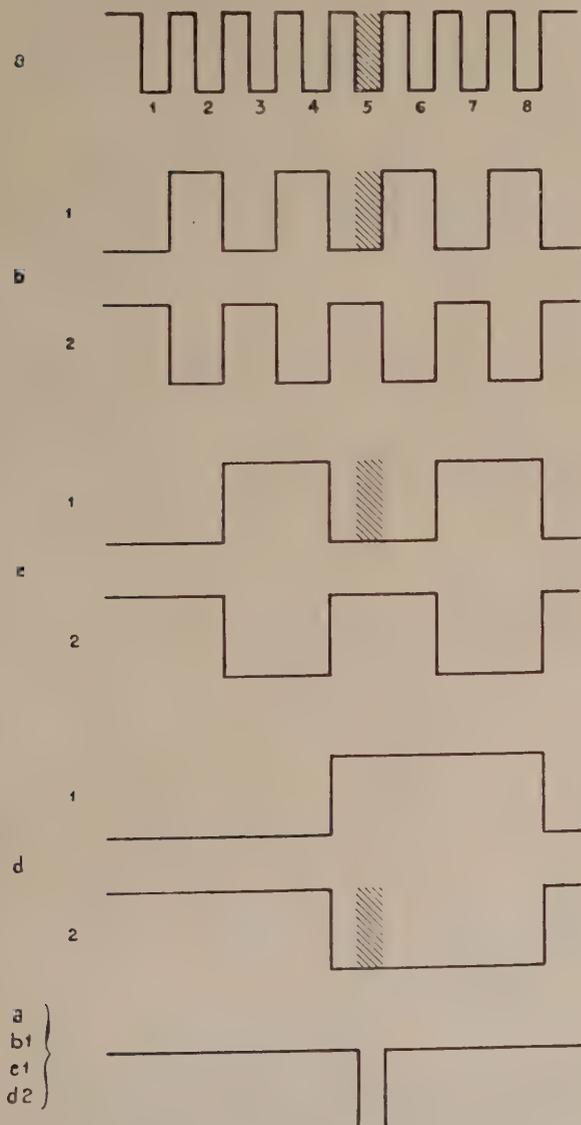


FIG. 6. — Sélection des impulsions

du générateur d'impulsions (fréquence  $F$ ) et en *b*, *c* et *d* respectivement les signaux à fréquences  $F/2$ ,  $F/4$  et  $F/8$  et leurs compléments, délivrés par les bascules.

Un réseau de coïncidences permet d'obtenir sur chacun des huit fils de sortie, les huit impulsions sélectionnées dans l'espace. En effet, le nombre de coïncidences possibles entre *a*,  $b_1$  ou  $b_2$ ,  $c_1$  ou  $c_2$  et  $d_1$  ou  $d_2$  est égal à :

$$2^3 = 8$$

Pour  $n$  bascules, nous aurions :  $2^n$  combinaisons possibles. Pour le présent problème nous avons besoin de 7 bascules (128 possibilités). (L'exemple représenté au bas de la figure 6 montre le processus de sélection de l'impulsion 5 : coïncidence entre *a*,  $b_1$ ,  $c_1$  et  $d_2$ ).

### 3.3.3. Circuits de comparaison

Chaque impulsion d'ordre du message d'information doit représenter, selon son rang, un ordre déterminé.

Les circuits de comparaison assurent la coïncidence de l'impulsion 1 et de la première commande, celle de l'impulsion 2 et de la deuxième commande et ainsi de suite. Nous voyons donc que si le  $n^{\text{ème}}$  contact de commande est fermé, la  $n^{\text{ème}}$  impulsion sera transmise vers le circuit de réunion constituant le message d'information. A la sortie de ce circuit de réunion, le message se compose d'impulsions négatives et de blancs séparant les impulsions. (La première impulsion (impulsion de référence) toujours présente, a une largeur supérieure à celle des autres impulsions).

### 3.3.4. Circuit de codage

Ce circuit a pour but, à partir du signal précédemment obtenu, de constituer le signal codé suivant la méthode choisie.

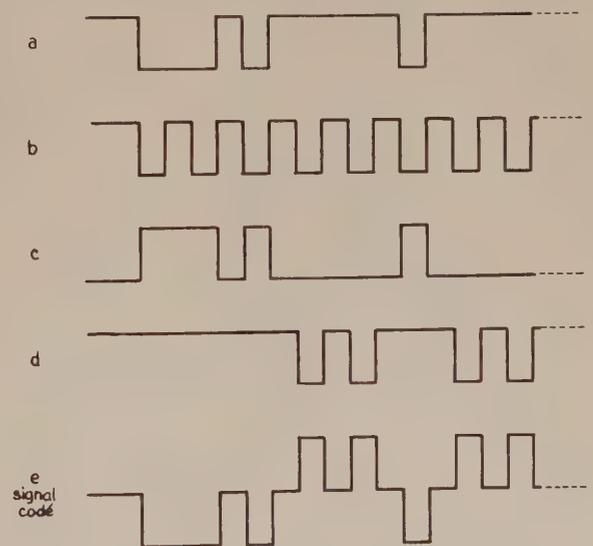


FIG. 7. — Obtention du signal codé.

Le circuit de codage reçoit :

— d'une part, le message d'information comportant les impulsions négatives issues des circuits de comparaison (a sur la figure 7).

— d'autre part, le train d'impulsions issu du générateur d'impulsions (b sur la figure 7).

La figure 7 montre le processus d'obtention du signal codé.

En faisant coïncider le deuxième signal (b) avec l'inverse (c) du premier, on obtient un signal comportant des impulsions uniquement dans les blancs (d). La coïncidence entre l'inverse de ce signal et le signal issu des circuits de comparaison (a) donne le signal final (e sur la figure 7) où l'état 0 d'un contact de commande est représenté par une impulsion positive et l'état 1 par une impulsion négative.

3.3.5. *Circuit de répétition*

Il nous reste à indiquer comment le signal est répété à intervalles réguliers tant qu'un des contacts de commande reste fermé.

Cela est obtenu aisément par coïncidence entre l'état des contacts de commande et la dernière impulsion issu du sélecteur. Le résultat de cette coïncidence permet alors le déclenchement d'un multivibrateur monostable qui en se refermant provoque l'ouverture de la porte P de la figure 5. Dès que tous les contacts sont ouverts, aucun signal ne sort plus de la coïncidence et le multivibrateur de délai n'est plus déclenché : aucun signal n'est plus transmis.

3.3.6. *Schéma de principe de l'émetteur*

Le schéma de principe de l'émetteur est représenté sur la figure 8, ci-dessous. On y trouve chacun des éléments décrits dans les paragraphes précédents.

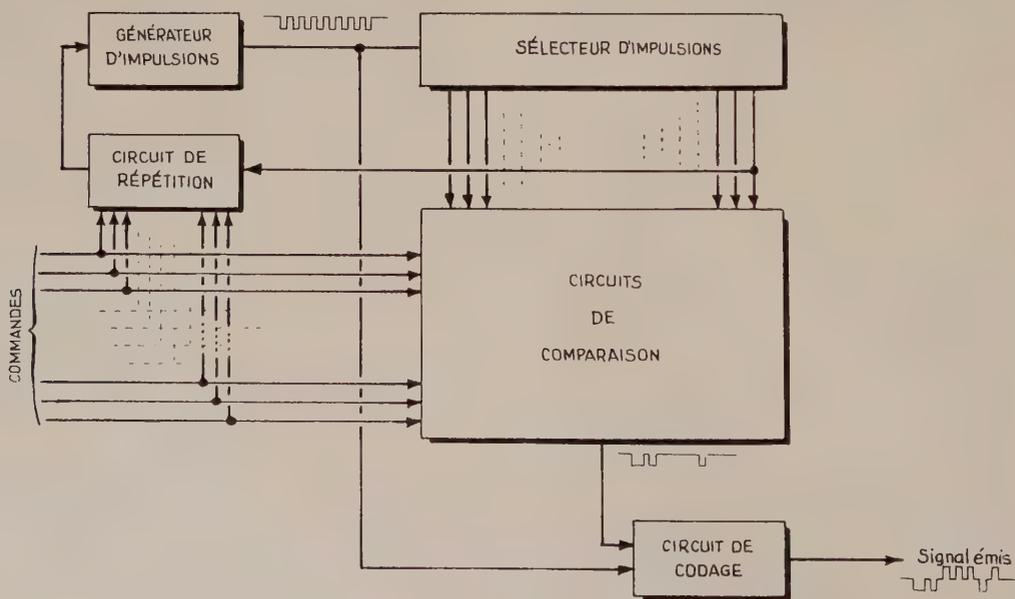


FIG. 8. — Schéma de principe de l'émetteur.

3.4. RÉCEPTION DU SIGNAL

La réception du signal s'effectue (dans chaque récepteur) à l'aide des circuits suivants :

— un *circuit de décodage* fournissant, d'une part, pendant la durée d'un message, un train d'impulsions identique à celui délivré par le générateur de l'émetteur ; d'autre part, le message d'information créé à l'émission,

— un *circuit de contrôle de début de message* assurant le repérage de l'impulsion de référence et permettant la remise à zéro du sélecteur d'impulsions avant chaque message,

— un *sélecteur d'impulsions* identique à celui de l'émetteur,

— des *circuits de comparaison* permettant de reproduire les signaux émis correspondant aux divers ordres (présence ou absence d'impulsion suivant l'état des contacts de commande),

— des *circuits d'enregistrement* permettant de reproduire l'état des contacts de commande,

— un *circuit d'arrêt* assurant, en cas de coupure de la liaison, le retour à zéro de toutes les commandes.

3.4.1. *Circuit de décodage*

Ce circuit permet d'obtenir :

— d'une part, un train d'impulsions identique à celui délivré par le générateur de l'émetteur et attaquant le sélecteur d'impulsions,

— d'autre part, le message d'information traduisant l'état des organes de commande.

Pour cela, le circuit de décodage sépare les impulsions négatives des impulsions positives. Les impulsions positives, inversées, sont mélangées aux impulsions négatives pour obtenir le train d'impulsions désiré. Les impulsions négatives sont, d'autre part, envoyées dans les circuits de comparaison (voir § 3.4.4. Circuits de comparaison).

3.4.2. *Circuit de contrôle de début de message*

Chaque impulsion négative déclenche, sur son front avant, une porte de largeur supérieure à la durée d'une impulsion normale, mais inférieure à la durée de l'impulsion large de référence.

Comme le montre la figure 9, le message d'information (a) déclenche, à chaque front négatif, une

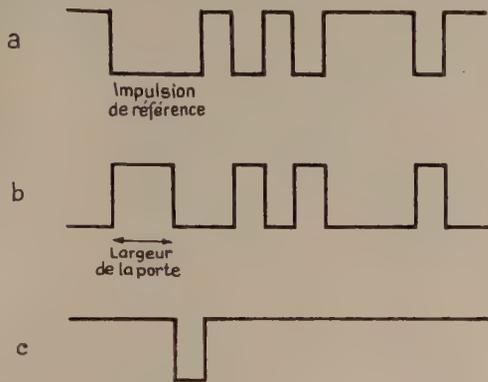


FIG. 9. — Contrôle de début de message.

porte qui ne peut être refermée que par le front arrière d'une impulsion de durée normale : on obtient ainsi le signal b. La largeur de cette porte étant inférieure à la durée de l'impulsion de référence, on voit que la coïncidence (c) entre les signaux a et b ne laisse apparaître une impulsion que lors du passage de l'impulsion de référence, indiquant ainsi le début du message.

Le train d'impulsions issu du circuit de décodage

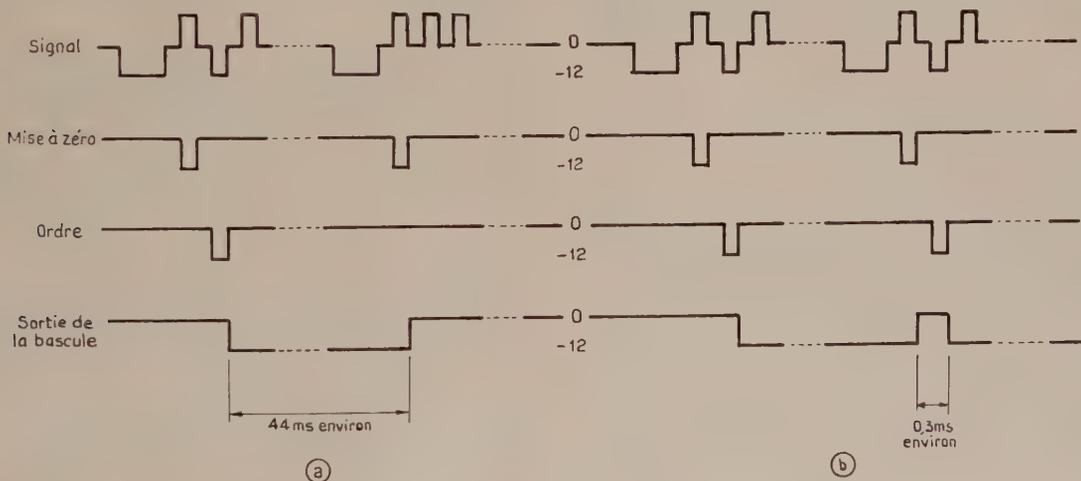


FIG. 10. — Enregistrement d'un ordre : a) Passage de l'ordre 1 à l'ordre 0 — b) Maintien de l'ordre 1.

peut alors attaquer un sélecteur d'impulsions, identique à celui de l'émetteur, et le message d'information peut être transmis aux circuits de comparaison.

3.4.3. *Sélecteur d'impulsions*

Cet ensemble est identique, dans son principe, à celui de l'émetteur. Notons toutefois que chaque récepteur ne sélectionne que la partie du signal qui lui est destinée.

3.4.4. *Circuits de comparaison*

Chacun de ces circuits compare le signal d'information, venant du circuit de décodage, et l'impulsion, issue du sélecteur, relative à un ordre.

Lorsqu'un de ces circuits reçoit en même temps une impulsion sur chaque voie, il délivre un signal permettant d'attaquer un multivibrateur bistable (bascule) qui gardera en mémoire l'état du contact de commande correspondant.

3.4.5. *Circuits d'enregistrement*

Ces circuits sont des bascules dont chacune est attaquée par le signal issu de l'un des circuits de comparaison.

L'enregistrement de l'ordre reçu par la bascule se fait à chaque cycle. Pour être prête à recevoir l'ordre 0 ou 1 (absence ou présence d'une impulsion d'ordre), la bascule est mise à zéro par l'impulsion précédente. Nous voyons alors que, si elle ne reçoit pas de signal, elle reste au repos, et si elle reçoit un signal, elle change d'état jusqu'à l'arrivée de l'impulsion précédant le prochain ordre (voir figure 10). On voit, sur la figure 10a, que, dans ces conditions, un ordre d'arrêt sera transmis en moins de 44 ms.

Le signal de sortie est donc interrompu à chaque cycle pendant un temps très court (environ 0,3 ms, voir figure 10b). Cela n'est pas gênant dans la plupart des cas. On peut d'ailleurs facilement faire

disparaître cette interruption par intégration du signal.

3.4.6. *Circuit d'arrêt*

Nous désignons ainsi un circuit permettant, en l'absence de signal, de ramener à zéro toutes les bascules de sortie (circuits d'enregistrement).

Ce circuit délivre, à intervalles réguliers, lorsqu'aucun signal n'est reçu, des impulsions agissant

sur la remise à zéro des bascules de sortie. Dès qu'un signal se présente, ces impulsions disparaissent : le décodage peut s'effectuer comme il a été dit précédemment.

### 3.4.7. Schéma de principe d'un récepteur

La figure 11 représente le schéma de principe d'un des trois récepteurs. On y trouve les divers éléments décrits dans les paragraphes précédents.

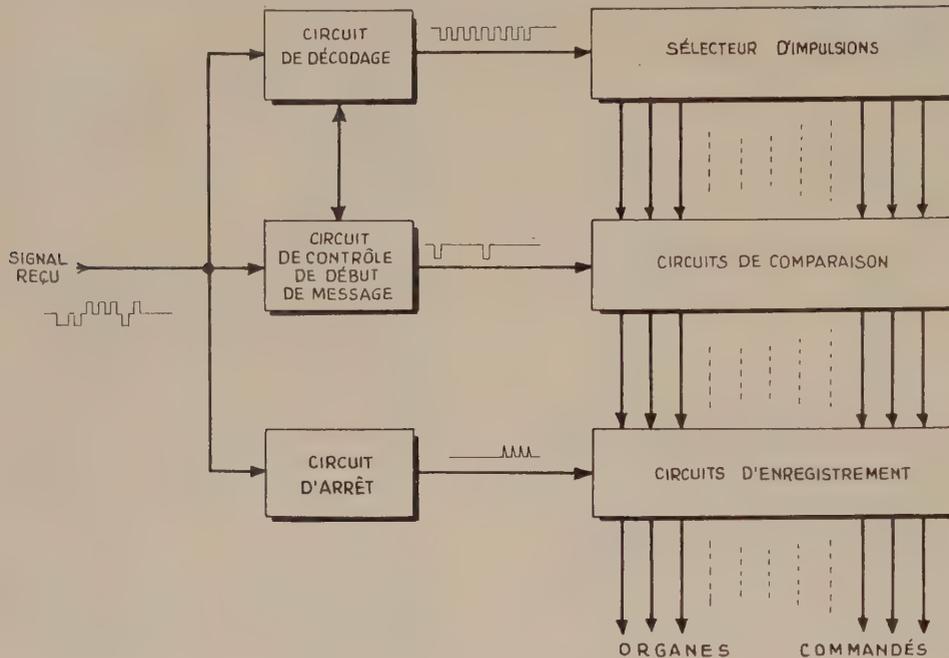


FIG. 11. — Schéma de principe d'un récepteur.

## 3.5. POSSIBILITÉS DU SYSTÈME

Notons ici quelques facilités d'emploi du système utilisé pour cette télécommande.

L'émission d'ordres simultanés est possible, nous l'avons dit : l'émetteur explorant cycliquement l'état de tous les contacts de commande, cet état peut être modifié à tout moment, indépendamment du message émis.

Le nombre d'ordres transmis (égal au nombre d'impulsions) n'est limité que par la rapidité de reproduction des signaux que l'on désire obtenir : dans le cas le plus défavorable le temps de transmission est, en effet, égal à la durée d'un cycle plus le délai entre deux messages (dans l'installation décrite, environ 44 ms).

D'autre part, la stabilité de fréquence de l'horloge d'émission n'est absolument pas critique, dans ce système.

## 4. Ensemble d'automatisme

Les ordres donnés manuellement par l'opérateur et transmis par la télécommande ne sont exécutés que si certaines conditions de sécurité sont vérifiées. Les circuits logiques sont des réseaux à travers lesquels les ordres doivent passer pour atteindre

l'organe moteur à commander. Ces circuits simulent les fonctions d'algèbre logique qui expriment les conditions de fonctionnement d'un moteur. Ainsi en tenant compte de toutes les informations influentes qu'ils reçoivent ils décident automatiquement si un ordre doit être exécuté ou non. Ces circuits sont formés par l'assemblage convenable d'opérateurs logiques dont le plus répandu est encore le relais électromécanique. Pourtant le développement de l'automatisme a provoqué la mise au point

de nouveaux opérateurs pour réaliser des circuits dont la complexité est parfois comparable à celle des calculateurs arithmétiques. Ce sont de tels opérateurs qui sont utilisés pour réaliser les circuits logiques de l'ensemble automatique décrit plus haut.

Après avoir précisé le fonctionnement des opérateurs logiques à transistors, nous montrerons, en choisissant un exemple précis, comment ils ont été utilisés pour automatiser la commande des manipulateurs et de leurs chariots.

### 4.1. OPÉRATEUR LOGIQUE A TRANSISTOR

Les ensembles automatiques nécessitent aujourd'hui la mise en œuvre d'un très grand nombre d'opérateurs dont la fonction essentielle est de transmettre des informations et de prendre des décisions. Diminuer l'énergie dépensée par les opérateurs et améliorer la sécurité et la rapidité de transmission des informations, tels sont les problèmes fondamentaux posés par le développement de l'automatisme. Les commutateurs électroniques à transistors qui présentent à la fois toutes ces qualités, sont ainsi appelés à un rapide essor industriel. Après avoir exposé le fonctionnement en tout ou rien du transistor, nous définirons le circuit NI fonction de base de l'algèbre logique à transistors.

4.1.1. *Fonctionnement en tout ou rien du transistor*

Considérons le montage émetteur à la masse de la figure 12 où  $V_1$  est une tension négative et  $V_p$  une tension positive, nous allons montrer que  $V_{CE}$  caractérise  $V_0$ .

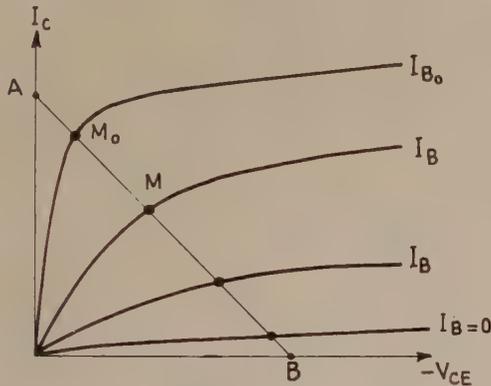
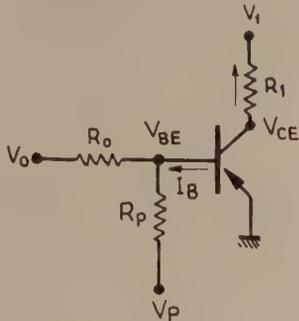


FIG. 12. — Montage émetteur commun.

Examinons les courbes caractéristiques statiques :

$$I_C = f(V_{CE}, I_B = \text{const}^{\text{te}})$$

La droite  $AB$  appelée droite de charge a pour équation :

$$V_{CE} = V_1 + R_1 \times I_C$$

Elle coupe les courbes précédentes en des points  $M$  dont les coordonnées ne dépendent que de  $I_B$ .

- Si  $I_B$  est faible,  $V_{CE}$  est peu différent de  $V_1$
- Si  $I_B$  est supérieur à  $I_{BC}$   $V_{CE}$ , est nul ou voisin de 0.

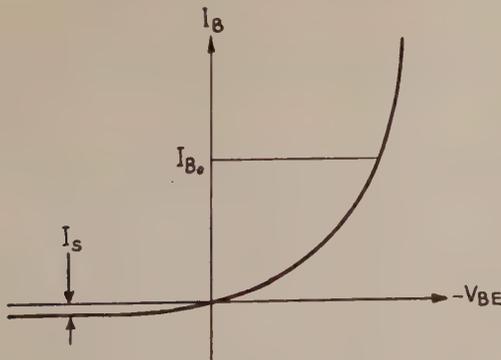


FIG. 13. — Caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$

Dans le premier cas le transistor est bloqué, dans le deuxième il est saturé, mais  $I_B$ , courant à travers la diode émetteur base, est fixé par la différence de potentiel  $V_{BE}$  comme l'indique la courbe de la figure 13 ; on a :

$$V_{BE} = V_0 + R_0 \left( I_B + \frac{V_p - V_{BE}}{R_p} \right)$$

— Si  $V_0$  est nul,  $V_{BE}$  a le signe de  $V_p$  qui peut être choisi positif,  $I_B$  se réduit alors au courant de saturation  $I_s$  qui est négatif. On en déduit que si  $V_0 = 0$ ,  $V_{CE} = V_1$ .

— Si  $V_0 = V_1$  on peut toujours choisir  $R_0$ ,  $R_p$  et  $V_p$  pour que le courant  $I_B$  soit supérieur à  $I_{B_0}$  et qu'ainsi  $V_{CE}$  soit voisin de zéro.

Ainsi le montage de la figure 12 se comporte comme un relais à contact normalement fermé ; en effet :

si la tension d'entrée  $V_0$  est nulle,  $V_{CE} = V_1$ , si elle est égale à  $V_1$ ,  $V_{CE} = 0$ .

De plus, il présente les caractéristiques essentielles signalées au début de ce paragraphe :

- la puissance mise en jeu est de l'ordre de 0,15 W
- les conditions de sécurité et de rapidité sont vérifiées. En effet, le système étant statique, il ne s'use pas et réagit avec une vitesse qui ne dépend que de la mobilité des électrons et des trous dans le semi-conducteur.

Enfin en attribuant aux tensions  $V_1$  et 0 les valeurs logiques 1 et 0 et en désignant par  $E$  et  $S$  les grandeurs logiques d'entrée et de sortie, le fonctionnement de cet opérateur s'exprime par l'égalité :

$$S = \bar{E} \text{ voir en (annexe : Rappel d'algèbre logique)}$$

4.1.2. *Définition et utilisation du circuit NI*

Reprenons le circuit du paragraphe précédent. En mettant en parallèle sur la base  $n$  résistances telles que  $R_0$ , on obtient un opérateur qui réalise

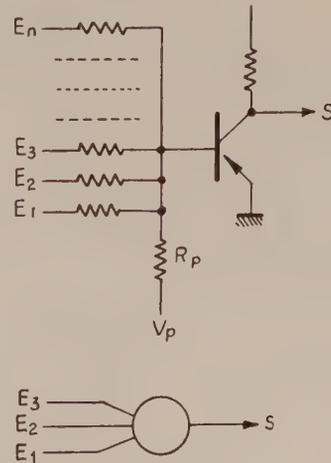


FIG. 14. — Circuit NI.

une fonction appelée fonction *NI*, car on recueille un signal en *S*, si on a une tension *NI* en *E*<sub>1</sub>, *NI* en *E*<sub>2</sub>... *NI* en *E*<sub>*n*</sub>.

En limitant à trois le nombre d'entrées *E*, l'équation logique de cet opérateur s'écrit :

$$S = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2} \cdot \overline{E_3} = \overline{E_1 + E_2 + E_3}$$

Pour simplifier les schémas on a convenu d'adopter pour représenter cet opérateur le symbole de la figure 14.

Les fonctions de base de l'algèbre logique peuvent être simulées à l'aide d'opérateurs *NI*.

4.1.2.1. *Fonction Pas*  $S = \overline{E}$

Le circuit *NI* réalise une fonction pas à plusieurs entrées.

4.1.2.2. *Fonction OU*  $S = E_1 + E_2 + E_3$

En écrivant  $\overline{S} = \overline{E_1 + E_2 + E_3}$  l'équation du circuit *NI* apparaît. Le montage de la figure 15 réalise la fonction *OU*.

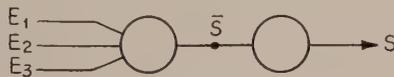


FIG. 15. — Fonction OU.

4.1.2.3. *Fonction ET*  $S = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3$

Prenons le complément des deux membres, il vient

$$\overline{S} = \overline{E_1 \cdot E_2 \cdot E_3}$$

En tenant compte de l'égalité démontrée en annexe (§ 1.5.3.), on obtient :

$$\overline{S} = \overline{E_1} + \overline{E_2} + \overline{E_3} \text{ ou enfin}$$

$$\overline{\overline{S}} = S = \overline{\overline{E_1} + \overline{E_2} + \overline{E_3}} \text{ qui est}$$

l'équation d'une fonction *NI* dans laquelle  $\overline{E_1} = E'_1$ ,  $\overline{E_2} = E'_2$  et  $\overline{E_3} = E'_3$  d'où le montage de la figure 16.

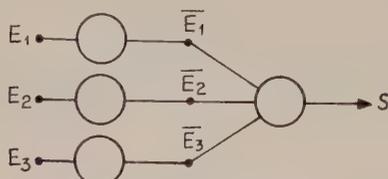


FIG. 16. — Fonction ET.

*Application au problème du dilemme*

Il s'énonce de la façon suivante : *S* égale *E*<sub>1</sub> ou *E*<sub>2</sub> mais pas *E*<sub>1</sub> et *E*<sub>2</sub>.

On a l'égalité :

$$S = (E_1 + E_2) \cdot \overline{E_1 \cdot E_2}$$

que l'on peut transformer en tenant compte de l'égalité  $\overline{E_1 \cdot E_2} = \overline{E_1} + \overline{E_2}$  et de la propriété de distributivité démontrée en annexe :

$$S = (E_1 + E_2) \cdot (\overline{E_1} + \overline{E_2})$$

$$S = E_1 \cdot (\overline{E_1} + \overline{E_2}) + E_2 \cdot (\overline{E_1} + \overline{E_2}) = E_1 \cdot \overline{E_1} + \overline{E_1} \cdot E_2 + \overline{E_2} \cdot E_1 + E_2 \cdot \overline{E_2}$$

enfin en remarquant qu'une grandeur ne peut être à la fois nulle et égale à 1 ;  $E_1 \cdot \overline{E_1} = E_2 \cdot \overline{E_2} = 0$  l'équation du dilemme s'écrit :

$$S = E_1 \cdot \overline{E_2} + E_2 \cdot \overline{E_1}$$

Pour réaliser ce montage on écrit  $S = A + B$  avec

$$A = E_1 \cdot \overline{E_2}$$

$$B = E_2 \cdot \overline{E_1}$$

Et l'on obtient le schéma de la figure 17.

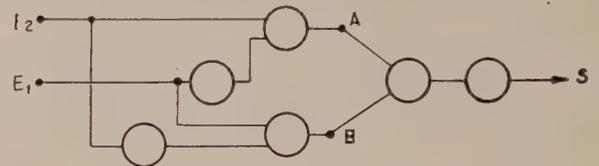


FIG. 17. — Dilemme.

Le processus suivi pour réaliser à l'aide de l'opérateur *NI* les fonctions logiques précédentes reste valable lorsqu'il s'agit de simuler des problèmes plus complexes ; on opère en trois temps qui sont :

- l'énoncé complet du problème
- la mise en équation
- la décomposition de l'équation en fonctions *NI* de la forme

$$S = \overline{A + B + C}$$

on a procédé ainsi pour résoudre le problème posé par l'automatisation de l'installation décrite dans la première partie.

4.2. AUTOMATISATION D'UN ENSEMBLE DE MANIPULATION

Le plan de la figure 18 schématise le cas particulier de la télécommande automatique de l'ensemble de manipulation décrit dans la première partie.

L'examen de cette figure indique le chemin suivi par un ordre depuis le moment où il est émis par l'opérateur jusqu'à celui où il est exécuté par le moteur. L'ensemble de télécommande est précédé et suivi de circuits logiques. Les premiers sont solidaires de la partie fixe de l'installation, ils reçoivent

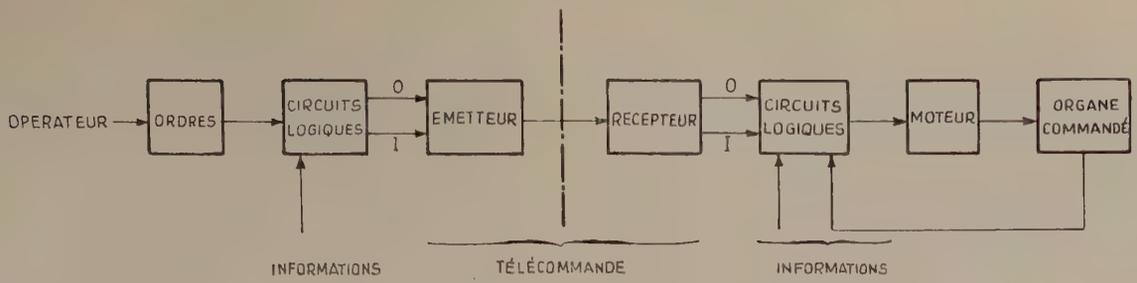
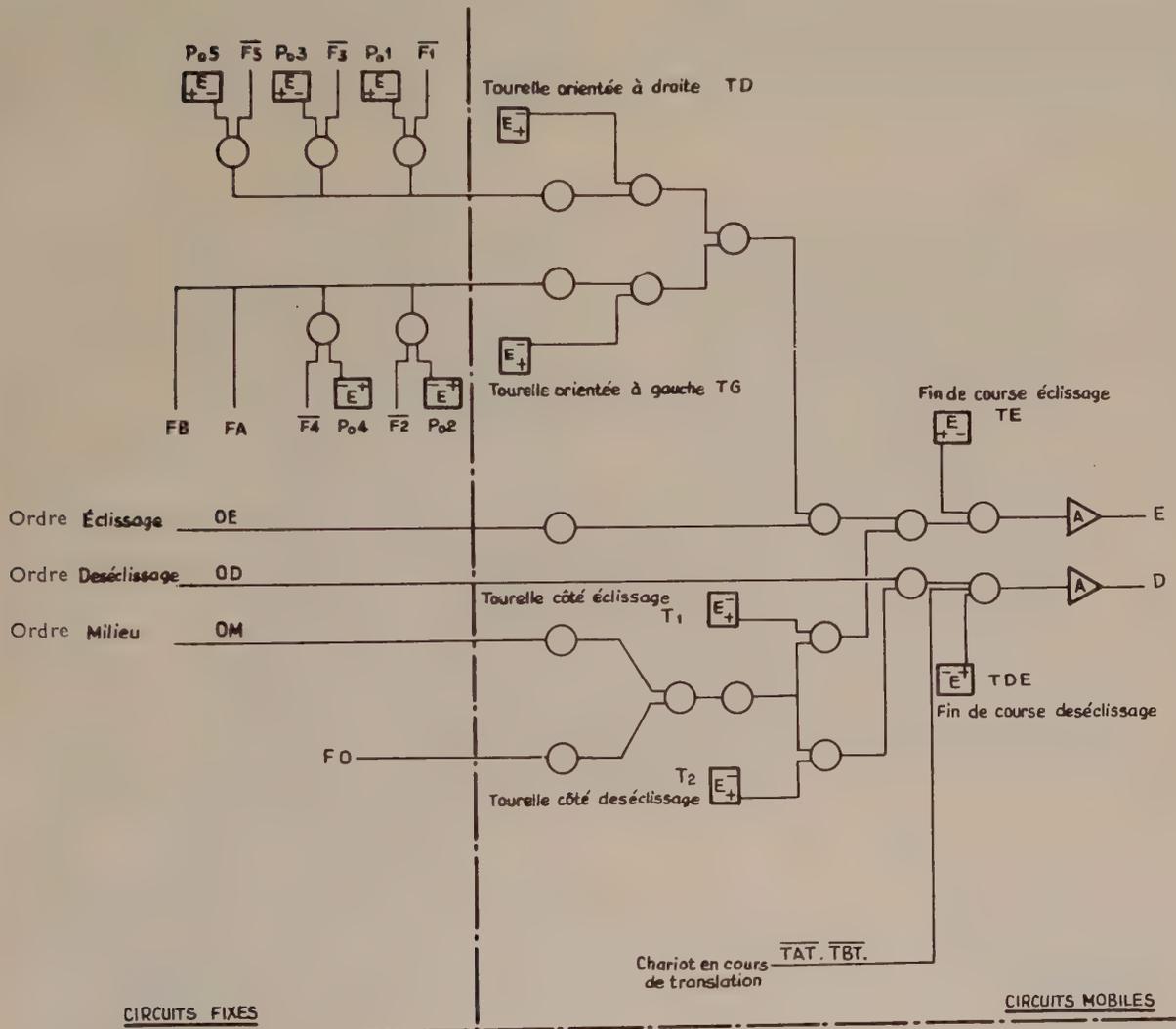


FIG. 18. — Ensemble de télécommande automatique.



SIGNIFICATION DES SYMBOLES

- Circuit d'entrée: + information, - information complémentée
- Circuit de sortie
- Circuit NI
- $F_i$  Pont en position  $i$
- $P_{0i}$  Porte  $i$  ouverte

FIG. 19. — Commande de la tourelle d'éclissage.

les ordres donnés par l'opérateur et les informations provenant des capteurs fixes. Les valeurs des fonctions logiques simulées par ces circuits sont transmises par la télécommande aux circuits logiques situés sur les appareils mobiles et dans lesquels sont également introduites les informations caractérisant l'état des différents organes du manipulateur et de son chariot. Si toutes les conditions de sécurité sont réalisées, l'ordre est exécuté.

Pour fixer les idées examinons le circuit de commande d'éclissage de la tourelle du pont de transfert devant une cellule de travail.

L'opérateur a à sa disposition trois boutons à l'aide desquels il peut commander l'éclissage de la tourelle, le deséclissage et la mise en position moyenne. L'exécution de chacun de ces ordres n'est autorisée que dans des conditions que nous allons préciser. Considérons séparément chacun de ces circuits.

#### a) Eclissage

Ce mouvement est autorisé lorsque le pont de transfert est arrêté devant une cellule dont la porte est ouverte ou devant un des garages. Le mouvement est interrompu par la fin de course d'éclissage. Si la cellule est impaire, la tourelle doit être orientée à droite, dans tous les autres cas elle doit être orientée à gauche.

L'équation logique de cet automatisme s'écrit :

$$E = OE \cdot \left[ F_{2i+1} \cdot PO_{2i+1} \cdot TD + (F_{2i} \cdot PO_{2i} + F_A + F_B) \cdot TG \right] \cdot \overline{TE}$$

Le schéma de la figure 19 simule cette fonction logique.

#### b) Deséclissage

Il est autorisé si un chariot ne se trouve pas entre la cellule et le pont de transfert. Le mouvement est interrompu par un contact de fin de course

$$D = OD \cdot \overline{TAT} \cdot \overline{TBT} \cdot \overline{TDE}$$

#### c) Mise en position moyenne

L'opérateur en appuyant sur le bouton *M* laisse aux circuits logiques le soin de choisir le sens du mouvement de la tourelle qui est automatiquement interrompu lorsque la position intermédiaire est atteinte. Suivant la position de la tourelle par rapport au milieu du pont de transfert, on a :

$$E = OM \cdot FO \cdot \overline{T_1} \text{ ou } D = OM \cdot FO \cdot \overline{T_2}$$

Les circuits logiques reçoivent les informations par l'intermédiaire d'opérateurs *E* qui transforment la tension industrielle sous laquelle elles sont envoyées. Les décisions qu'ils prennent sont transmises aux organes d'exécution après amplification du signal d'ordre par un opérateur *A*.

L'ensemble de ce matériel est décrit dans le chapitre qui suit.

## 5. Réalisation de l'équipement

Les quatre ensembles constituant l'équipement de télécommande et d'automatisme ont été étudiés pour obtenir, en particulier sur les appareils mobiles, des encombrements réduits. Les divers blocs fonctionnels, décrits dans les précédents chapitres :

- bascules,
- multivibrateurs monostables (portes),
- multivibrateur astable,
- circuit de codage,
- circuits de décodage,
- circuits de réunion,
- circuits de coïncidence,
- circuits d'arrêt,
- opérateurs logiques *E*, *NI*, *A*.

sont réalisés sous forme de plaquettes imprimées enfichables. Ces circuits sont montés dans des *bacs* dont les flancs assurent le guidage des plaquettes.

Cette technique facilite la maintenance du matériel. En outre, ces circuits permettent de résoudre

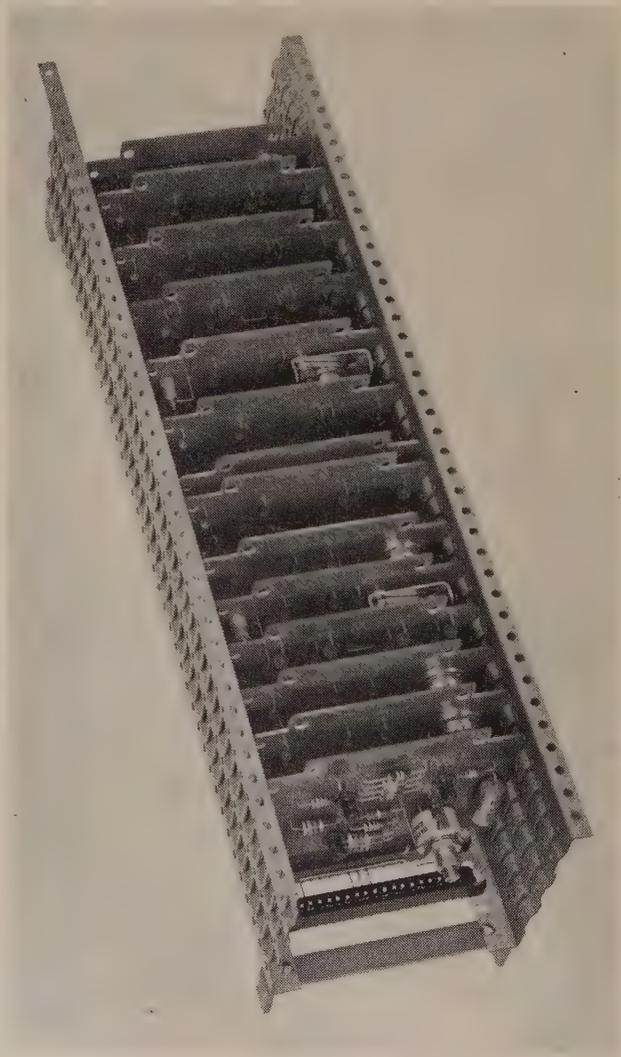


FIG. 20

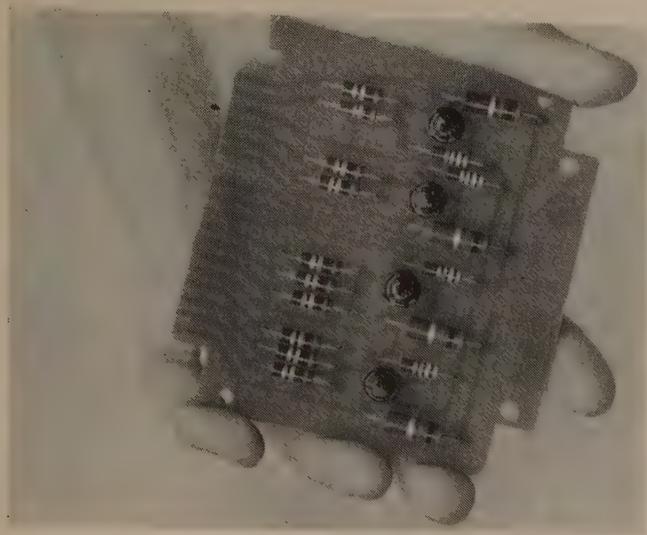


FIG. 21

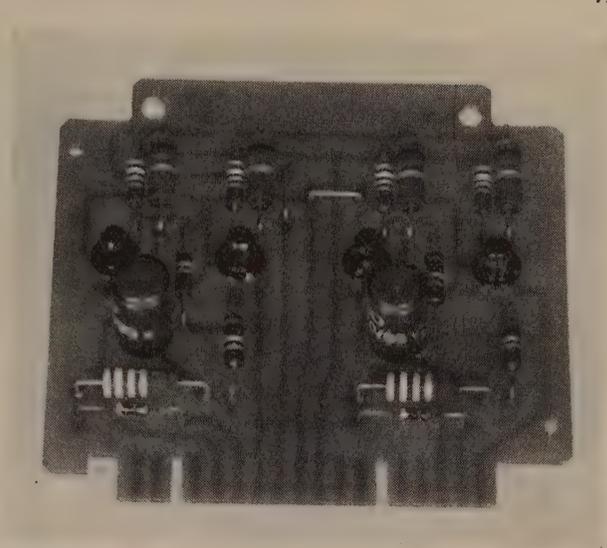


FIG. 22

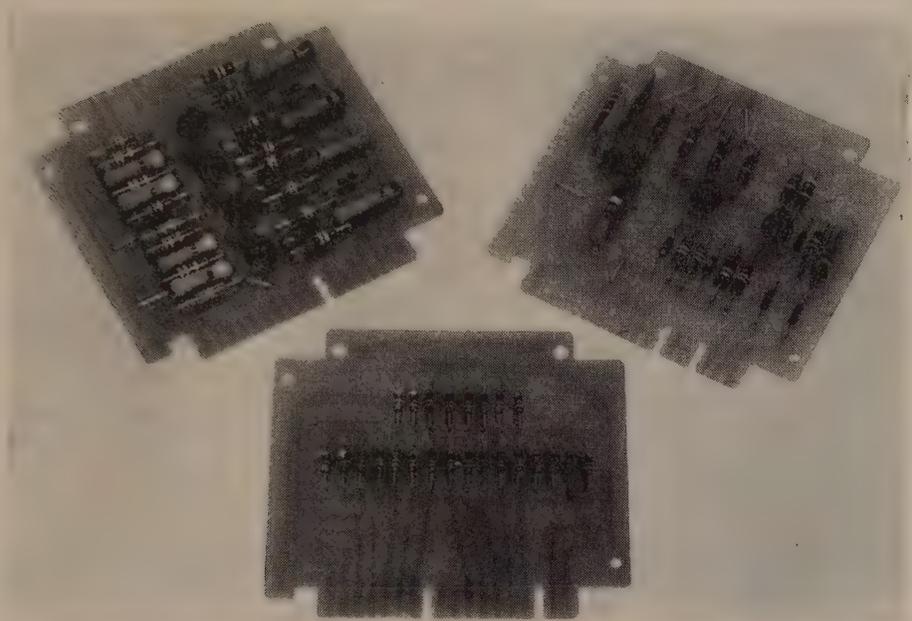


FIG. 23

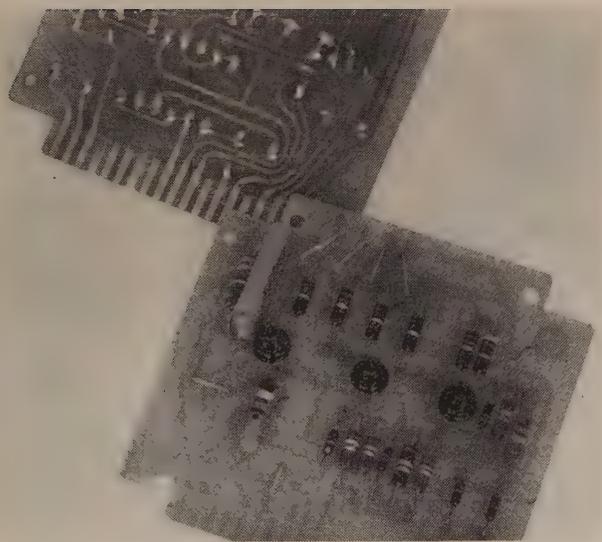


FIG. 24

les problèmes de télécommande et d'automatisme les plus divers.

Nous donnons, à titre d'exemple, l'encombrement et le nombre de circuits du coffret monté sur le chariot *B* :

— dimensions du coffret : 2 000 mm × 340 mm × 240 mm (alimentation comprise)

— nombre de circuits enfichables : 150

Les figures 20 à 25 donnent un aperçu de la technologie utilisée dans ce matériel.

#### ANNEXE

##### Rappel d'algèbre logique

L'algèbre logique est née du développement des machines à calculer et des automatismes à séquence. A l'origine le relais électro-mécanique constituait la cellule de base de ces dispositifs. L'examen du fonctionnement d'un tel relais va nous permettre de définir les opérations de l'algèbre logique.

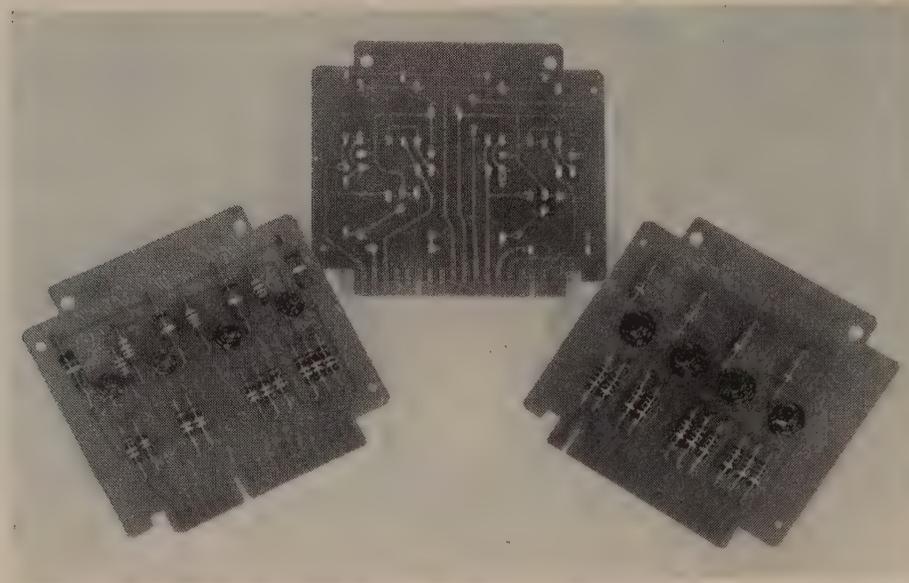


FIG. 25

1.1. GRANDEUR LOGIQUE

Les contacts d'un relais ne pouvant occuper que deux positions distinctes, les variables de l'algèbre logique seront dites *binaires*. En un point d'un circuit à relais la grandeur logique est par définition égale à un si le potentiel  $U$  est égal à  $U_1$ , elle est dite nulle si  $U$  est nulle.

1.2. EGALITÉ LOGIQUE

Considérons le relais  $R$  de la figure 1 dont le contact est normalement ouvert (bobine non excitée).

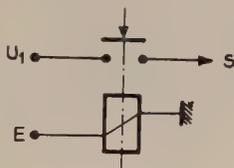


FIG. 1.

Désignons par  $E$  la variable logique à l'entrée de la bobine, et par  $S$ , celle du circuit contrôlé par le relais. On aura  $U_s = U_1$  si  $U_E = U_1$ . Cette condition s'exprime par l'égalité logique  $S = E$  qui s'énonce *S égal E* (1)

Supposons maintenant que le contact  $C$  du relais  $R$  soit normalement fermé (fig. 2). Dans ce cas,

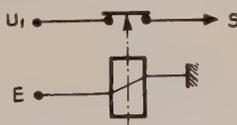


FIG. 2

$U_s = U_1$  si  $E = 0$ , ceci s'exprime logiquement par l'égalité

$$S = \bar{E} \text{ S égal pas } E \tag{2}$$

On en déduit la relation

$$\bar{\bar{S}} = \bar{\bar{E}} = E \cdot, E = \bar{\bar{E}} \tag{3}$$

1.3. FONCTION ET

Fréquemment la condition de fonctionnement d'un organe 0 d'un système automatique s'énonce de la façon suivante :

0 doit être commandé si les états  $A$  et  $B$  et  $C...$  sont vérifiés. La condition s'exprime en algèbre logique par l'égalité :  $0 = A \cdot B \cdot C$  :

0 égal  $A$  et  $B$  et  $C$ . On dit parfois qu'il y a coïncidence de  $A$ ,  $B$  et  $C$  ou intersection. On simule cette égalité en mettant en série les contacts normalement ouverts de relais dont les bobines sont excitées par les tensions  $U_A, U_B, U_C ...$  (fig. 3).

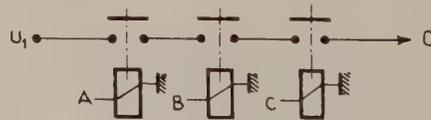


FIG. 3.

Si l'organe 0 n'est autorisé à fonctionner que si  $A$  et  $B$  et  $C$  sont vérifiées mais si  $D$  n'est pas réalisée, on a :

$$0 = A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$$

le contact de la bobine  $D$  est normalement fermé (fig. 4).

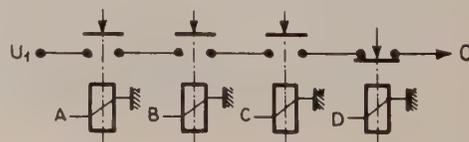
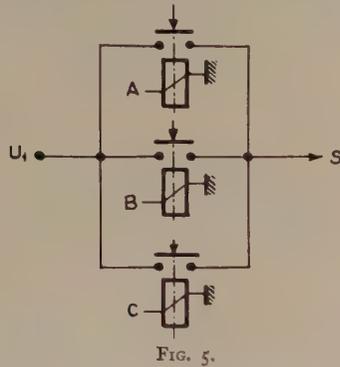


FIG. 4.

1.4. FONCTION OU

Lorsqu'un organe 0 est commandé si l'une des conditions A ou B ou C ou les trois sont vérifiées, il faut réaliser le montage de la figure 5 dont l'expression en algèbre logique s'écrit :



$$0 = A + B + C \quad 0 \text{ égal } A \text{ ou } B \text{ ou } C$$

On a  $S = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$  ou encore

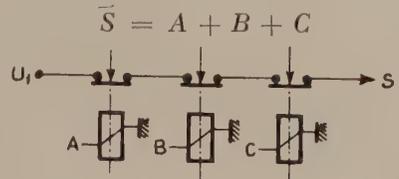


FIG. 6.

mais puisque  $S = \bar{\bar{S}}$  (égalité 3 du § 1.2), on en déduit

$$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} = \overline{A + B + C} \quad (4)$$

1.5.3. Fonction ET complémentée

C'est la fonction

$$S = \overline{A \cdot B \cdot C}$$

Si nous reprenons le montage de la figure 5 dans lequel les contacts sont remplacés par des contacts normalement fermés (fig. 7), on écrit en algèbre logique

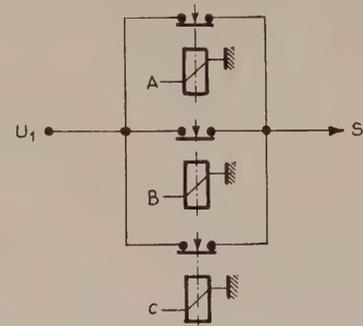


FIG. 7.

$$\bar{S} = A \cdot B \cdot C$$

$$S = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$$

ou l'égalité

$$\overline{A \cdot B \cdot C} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} \quad (5)$$

1.5. LES PROPRIÉTÉS DES OPÉRATIONS DE L'ALGÈBRE LOGIQUE

1.5.1. La fonction ET est distributive :

On a :

$$A \cdot (B + C + D) = A \cdot B + A \cdot C + A \cdot D$$

1.5.2. Fonction OU complémentée

C'est la fonction  $S = \overline{A + B + C}$ .

Considérons le montage de la figure 3 où les contacts normalement ouverts ont été remplacés par des contacts normalement fermés (fig. 6).

# LES RECHERCHES BIOLOGIQUES ET MÉDICALES OFFRENT UN NOUVEAU CHAMP D'INVESTIGATION A L'ÉLECTRONIQUE\*

PAR

J. POLONSKY

et

A. RÉMOND

*Directeur du Département Télévision de la C.S.F.*

*Secrétaire Général de la Fédération Internationale d'Électronique Médicale*

Le mardi 7 février 1961 avait lieu à l'Ecole Supérieure d'Électricité, la Séance Inaugurale de la 11<sup>e</sup> Section de la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens consacrée à l'« Électronique Biologique et Médicale ».

A cette occasion deux conférences ont été prononcées, dont on trouvera ci-après les résumés.

## CONFÉRENCE DE M. J. POLONSKY

### 1. Introduction

L'idée maîtresse qui domine la science tout au long du 20<sup>e</sup> siècle est, sans conteste, celle de la théorie des quanta. Pour les savants du siècle dernier, l'ordre dans la nature n'apparaissait qu'à grande échelle ; à l'échelle des corpuscules, c'est l'agitation thermique qui représentait le fait significatif et fut exprimée par les lois de la thermodynamique, connues sous le nom de lois statistiques de MAXWELL-BOLTZMANN.

Le grand mérite de la théorie des quanta fut d'avoir montré que l'ordre n'est pas le privilège des structures macroscopiques, mais qu'il règne également à l'échelle atomique.

Dans le 1<sup>er</sup> quart du siècle, la physique quantique a établi la théorie de l'édifice atomique et a ainsi concilié les contradictions apparentes entre les corpuscules et les ondes, grâce à l'équation d'EINSTEIN, à l'équation de SCHROEDINGER et à la mécanique ondulatoire de LOUIS DE BROGLIE.

Le 2<sup>e</sup> quart du siècle a vu la chimie envahie par les quanta. Il en est résulté des progrès spectaculaires en chimie théorique, et en particulier, dans la théorie des liaisons moléculaires et dans l'interprétation des mécanismes réactionnels.

Le 3<sup>e</sup> quart du siècle s'annonce comme celui de la biologie théorique.

Cette évolution paraît logique si l'on tient compte de l'accroissement de l'échelle et de la complexité des phénomènes de base : l'atome pour la physique, la molécule et la macromolécule pour la chimie, les structures supra-moléculaires, les organelles et la cellule pour la biologie.

Au cours de cette évolution, on a vu se développer aux frontières de ces sciences, des disciplines mixtes avec des zones de recouvrement. C'est ainsi que la chimie-physique, la bio-physique et la bio-chimie ont pris une extension considérable.

Au stade actuel du développement de la biologie et de l'art médical, il se dessine depuis quelques années, un phénomène analogue aux frontières de la biologie et de l'électronique.

### 2. Electronique classique et électronique quantique

Les équations de MAXWELL, déduites des lois d'AMPÈRE et de FARADAY, et les expériences de HERTZ ont jeté les bases théoriques et expérimentales de la radio-électricité, née presque à la même époque que la théorie des quanta.

Toutefois, au cours de la première moitié de ce siècle, la radio-électricité et l'électronique opéraient à une échelle où les lois quantiques n'intervenaient que rarement. Dans les structures électroniques classiques (circuits oscillants, cavités, guides) les propriétés — à l'échelle moléculaire — des matériaux constituant ces structures jouaient, en général, un rôle secondaire. Il suffisait que les corps soient conducteurs, ou isolants selon le cas, et que les dimensions des structures périodiques soient en rapport défini avec la longueur d'onde.

\* Extraits de la conférence faite le 7 février 1961 à la séance inaugurale de la "Section d'Électronique Biologique et Médicale" de la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens.

Ces structures artificielles permettraient d'assurer une interaction convenable entre électrons d'origine thermionique et un champ électromagnétique, afin de créer des organes fonctionnels électroniques : oscillateurs, amplificateurs, détecteurs, etc.

Ce n'est que récemment, en partant des progrès accomplis dans la physique du solide, que l'on a su mettre à profit l'existence des structures périodiques naturelles, d'origine quantique, à l'échelle des molécules et des cristaux, qui ont permis de réaliser des dispositifs électroniques très efficaces et peu encombrants.

La science, la technique et même la technologie de l'avenir semblent engagées dans cette voie. On a déjà dénombré environ cinquante phénomènes connus dans la physique du solide se rattachant à l'électronique, et l'on en découvre constamment de nouveaux. Ces phénomènes sont utilisés dans les semiconducteurs (transistors, photo-diodes, diodes tunnel, corps luminescents) dans les « mémoires » (corps ferromagnétiques ou ferroélectriques), dans les oscillateurs et amplificateurs moléculaires (cristaux paramagnétiques pour les masers).

L'ère des oscillateurs et amplificateurs cohérents dans l'infra-rouge et le visible a déjà commencé (voir les lasers) et avec elle naissent toutes les promesses se rattachant à l'emploi de ces spectres.

La piézoélectricité, la magnétostriction, les effets optoélectroniques et thermo-électroniques offrent des voies intéressantes à la conversion de l'énergie et de l'information sous diverses formes (électromécanique, électro-optique, électro-thermique et électro-chimique) et dans d'excellentes conditions de rendement.

### 3. Applications de l'électronique à la biologie

#### 3.1. L'ÉLECTRONIQUE ET LA BIOLOGIE THÉORIQUE

La physique du solide joue à l'heure actuelle le rôle d'un domaine carrefour pour la physique, la chimie, l'électronique et la biologie.

L'électronique quantique et la biologie moléculaire semblent se donner rendez-vous dans le cadre de la théorie quantique, de la théorie des zones de BRILLOUIN dans les structures cristallines, et de la théorie de l'information.

Ce rapprochement est devenu possible par une orientation convergente de l'électronique et de la biologie. En effet :

— L'électronicien a pu enfin maîtriser les structures périodiques naturelles, à l'échelle des molécules et des cristaux. Il sait en effet contrôler le mouvement des charges (électrons et trous à travers les cristaux semiconducteurs), faire réagir dans des conditions convenables, des électrons libres avec un champ électromagnétique, dans les structures périodiques des cristaux, ou encore, faire réagir, dans le cadre des lois quantiques, des électrons liés à leurs orbites avec un champ électromagnétique, afin de réaliser des oscillateurs ou amplificateurs cohérents.

— Le chimiste, et surtout le biochimiste, en partant des petites molécules vers les macromolécules et vers les cristaux, a découvert que les forces de liaison entre électrons de valence et leurs noyaux peuvent se relâcher au point que ces électrons occupent des orbites de plus en plus délocalisées.

Déjà, dans les liaisons conjuguées les électrons ont tendance à se délocaliser, tandis que dans les cristaux les noyaux d'atomes se rapprochent entre eux, les électrons périphériques ont tendance à former une masse d'électrons libres capable de se déplacer sous l'effet d'un champ, à travers le réseau cristallin.

On voit ainsi que le pas est vite franchi entre la chimie — et surtout la biochimie — et l'électronique d'avant-garde.

Un autre domaine de rencontre entre la biologie théorique et l'électronique est offert par la théorie de l'information et par celle des servo-mécanismes, formant ensemble ce que l'on dénomme habituellement la cybernétique.

La bio-électronique, encore dans les limbes, va probablement tirer parti du rôle joué en biologie par l'état solide, par les radiations infra-rouges et visibles contrôlées et par la cybernétique, pour contribuer à l'établissement d'une biologie théorique dont les signes avant-coureurs se multiplient d'ores et déjà [3].

Il est admis, en effet, que toute cellule vivante manifeste des propriétés intégratives comme si tous ses composants subcellulaires étaient couplés entre eux, dans le cadre d'une organisation hiérarchisée, évolutive et capable d'« auto-défense ».

Or, malgré les progrès considérables enregistrés en biologie moléculaire, celle-ci ne nous offre aucun moyen de découvrir les bases physiques de cette organisation évolutive, ni les moyens de coordination à l'échelle cellulaire.

En se basant sur l'ultra-structure ordonnée, quasi cristalline de nombreux composants sub-cellulaires, sur la théorie des zones de BRILLOUIN et sur le fait que certaines structures biologiques manifestent des propriétés électroniques analogues à celles de l'état solide, l'auteur a suggéré un modèle cellulaire basé sur une cybernétique quantique et sur l'électronique moléculaire [1].

Selon cette thèse, la nature, dans le cadre de l'évolution naturelle (et en vertu du principe que les systèmes évoluent vers un équilibre correspondant à un minimum de leur énergie libre), aurait tendance à développer des structures macromoléculaires associées sous forme cristalline\*. A cette échelle, ces structures manifesteraient des propriétés opto-électroniques très voisines de celles découvertes récemment à l'état solide (semi-conduction, luminescence, photo-conduction, ferro-magnétisme, ferro-électricité, etc.).

\* Il est à remarquer que l'accroissement d'ordre dans le système se trouve accompagné d'une perte d'ordre à l'échelle atomique (Voir la dégénérescence des niveaux quantiques dans un cristal). On peut dire qu'il y a transfert d'ordre d'une échelle à une autre.

De telles structures, couplées et adaptées entre elles dans certaines conditions du milieu (où l'eau serait la « matrice »), pourraient former un système cybernétique naturel. Dans ce dernier, contrairement aux systèmes cybernétiques artificiels, le « programme » serait d'origine interne et serait dû aux propriétés électroniques des chromosomes, à l'échelle des organelles, et aux DNA, à l'échelle macromoléculaire, permettant à ceux-ci de fonctionner comme sources primaires d'information [2].

Ce système cybernétique naturel offrirait une stabilité dynamique suffisante pour assurer le maintien de son organisation (malgré son évolution en fonction du temps) et même la défense de cette organisation contre des facteurs perturbateurs (toxines, virus, bactéries).

L'activité biologique cellulaire, telle qu'elle nous apparaît, serait ainsi la manifestation macroscopique des propriétés cybernétiques de la cellule.

Les mécanismes réactionnels, à l'échelle moléculaire, obéiraient aux lois de la chimie classique ; par contre, les gradients et les forces de coordination dans la cellule seraient dus aux propriétés électroniques à l'échelle supramoléculaire et aux interactions cybernétiques de l'ensemble.

### 3.2. AUTRES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRONIQUE A LA BIOLOGIE ET A LA MÉDECINE

Dès maintenant, et sur le plan pratique, l'électronicien peut apporter au biologiste et au médecin un concours non négligeable, et notamment dans le domaine des mesures et du contrôle, en thérapeutique, et dans l'étude des modèles physiologiques.

#### *Domaine des mesures et du contrôle :*

Les biologistes et les médecins cherchent à résoudre le problème suivant :

Comment mesurer divers paramètres physiques dans un organisme vivant et comment les rattacher aux manifestations physiologiques normales ou pathologiques ?

La solution de ce problème exige une collaboration étroite du biologiste et de l'électronicien. Le rôle de l'électronicien est essentiellement de définir les moyens techniques destinés à :

— Réaliser les transducteurs permettant de transformer le phénomène physique à étudier en un signal électronique pouvant être capté.

— Assurer l'amplification du signal à l'abri des effets parasites.

— Permettre la perception du signal sous une forme adéquate (visualisation, audition, enregistrement).

De nombreux appareils ont déjà été ainsi réalisés, et en particulier : l'électroencéphalographe, l'électrocardiographe, l'électromyographe, etc.

Par ailleurs, les amplificateurs de brillance, les

ultra-sons et la télévision ont trouvé de nombreuses applications dans le domaine biologique et médical.

En ce qui concerne les appareils de thérapeutique, on peut signaler : les appareils de diatermie, les appareils pour sourds, les organes artificiels, etc.

#### *Domaine des modèles :*

Il est devenu courant de réaliser des modèles, ou des simulateurs électroniques pour étudier le fonctionnement des organes, des systèmes physiologiques, ou des homéostasies.

Dans de telles réalisations, l'électronicien s'appuie sur nos connaissances dans le domaine de la théorie de l'information et des servo-mécanismes.

### 4. « Bionics » — Applications de la biologie à l'électronique

Comme il arrive souvent dans une discipline mixte, le bénéfice de la collaboration entre spécialistes appartenant à des disciplines différentes n'est jamais en sens unique.

Nous venons d'énumérer les diverses applications de l'électronique à la biologie et à la médecine. Or, depuis quelques années se dessine un courant de sens inverse : celui des applications de la biologie à l'électronique. En effet, la complexité de plus en plus grande des systèmes cybernétiques artificiels et les progrès accomplis dans l'étude des modèles physiologiques, ont conduit les électroniciens vers une nouvelle technique, dénommée « Bionics » d'inspiration physiologique.

Il est bien connu que la sécurité de fonctionnement, l'alarme efficace, les méthodes naturelles de détecter, transmettre, intégrer ou manipuler des informations dans les organismes vivants, font rêver l'ingénieur cybernéticien.

Par ailleurs, les besoins de plus en plus grandissants de construire des systèmes électroniques peu encombrants et consommant une faible quantité d'énergie, conduit l'électronicien à analyser en détail la physiologie des systèmes biologiques, afin de s'en inspirer dans la conception des systèmes cybernétiques artificiels complexes (organisation d'un réseau aérien à grand trafic — systèmes capables de transmettre des informations à partir de satellites alimentés sur piles solaires, etc.).

Enfin, l'avenir dira si les structures biologiques pourront trouver un emploi comme modules électro-optiques, électro-mécaniques et électro-chimiques, dans des systèmes cybernétiques artificiels.

### 5. Conclusion

Ce bref survol d'un nouveau domaine aux confins de l'électronique et de la biologie montre l'intérêt considérable des recherches bio-électroniques.

Il est urgent que les universités se préoccupent de former des savants et des techniciens bio-électroni-

ciens, ayant de solides connaissances, aussi bien en électronique qu'en biologie.

En attendant, le seul moyen pour progresser consiste à établir des contacts très étroits dans les laboratoires de recherches et dans les hôpitaux, entre électroniciens, biologistes et médecins.

[1] J. POLONSKY : « *Annales de Radioélectricité* », nov. 1958 ;

« *Cybernetica* », n° 2-3 1959 ; « *Courants* », Institut de Grenoble, avril-mai 1960.

[2] Une source primaire d'information, moléculaire, est capable de communiquer aux autres molécules la nature intime de sa structure interne, grâce aux effets à grande distance.

[3] Il est intéressant de noter que l'orientation prise récemment par l'électronique moléculaire et par la biochimie (dans les domaines des semi-conducteurs et du transfert actif, par exemple, rapproche singulièrement ces deux disciplines (voir les travaux récents de A. SZENT-GYORGYI et le recueil « *Semiconductors* » de A. HANNEY).

## II. CONFÉRENCE DE M. A. RÉMOND

Du rapprochement de ces deux disciplines apparemment aussi éloignées l'une de l'autre que le sont la Médecine et l'Art de l'Ingénieur, est né un domaine commun : l'Electronique Médicale, domaine également profitable pour les deux parties.

L'intérêt de la Médecine pour l'Electronique remonte presque aux origines de celle-ci. C'est ainsi qu'aussitôt après la première guerre mondiale Gasser adaptait les premiers amplificateurs aux besoins de la biologie, amenant par là de gros progrès dans le domaine de l'amplification en très basse fréquence. Avec Erlanger, il procédait ensuite presque à la même époque à l'adaptation de l'ancêtre des tubes à rayons cathodiques pour démontrer enfin de façon spectaculaire la morphologie et les caractères de l'influx nerveux trop rapide pour les méthodes de présentation en usage à ce moment.

Depuis, les incursions des biologistes et des médecins en Electronique Appliquée furent innombrables. Pour parfaire leurs observations et améliorer leur compréhension des processus vitaux, pour renforcer leurs moyens d'évaluation diagnostique ils ont dû et doivent progresser par des méthodes instrumentales. Si celles-ci sont d'abord qualitatives, elles doivent parvenir à une quantification suffisante grâce à des appareils de mesure progressivement adaptés et perfectionnés. Ces outils nouveaux sont recherchés d'abord parmi ceux qui existent déjà dans la pratique technologique ou industrielle, mais il arrive fréquemment que les physiciens biologistes, les médecins et les ingénieurs qui viennent à leur aide doivent avancer pour les créer dans des domaines fondamentaux non encore explorés.

L'ingénieur n'a rien à perdre à cette collaboration. Ses contacts avec la Biologie et la Médecine ne lui ouvrent-ils pas les portes de ce Laboratoire extraordinaire où la nature a pratiqué depuis plus de 2 millions d'années un nombre d'expériences incalculable ? Les processus si peu connus de l'évolution ont produit une richesse fantastique de types d'animaux, la plupart offrant un ou plusieurs caractères ou qualités absolument uniques dont l'étude peut être extraordinairement payante.

A l'époque où les télécommunications font des

progrès spectaculaires et rapides mais posent toujours de nombreux problèmes on vient de comprendre que c'est grâce à un véritable sonar que les dauphins et les baleines semblaient doués d'un sens merveilleux de l'orientation et parlaient entre eux grâce à lui à la manière d'un véritable langage. Ayant examiné de plus près il y a peu de temps le cerveau des dauphins on s'est rendu compte que celui-ci était aussi développé si ce n'est plus que celui de l'homme. A l'autre extrémité de l'échelle des dimensions on est émerveillé par l'appareillage ultra-sonore, insensible aux interférences que possède la chauve-souris lui permettant des déplacements d'une vitesse et d'une précision extraordinaires. Plus loin encore la simple mite, proie habituelle de cette chauve-souris, possède une oreille dont la taille minuscule ne l'empêche pas d'être tellement sensible aux cris de la chauve-souris qu'elle constitue de très loin le meilleur microphone que l'on puisse utiliser pour étudier ceux-ci, ce que l'on a fait en plaçant sur le nerf auditif de cette oreille des électrodes qu'il ne reste plus qu'à mettre en rapport avec des amplificateurs convenables.

Les exemples seraient innombrables des succès passés, lointains ou récents, de l'Electronique Médicale et Biologique. Maintenant que cette discipline a pris conscience d'elle-même, elle doit s'organiser en fonction de ses besoins propres. Le mouvement est lancé dans plusieurs grands pays. Il a commencé il y a dix ans aux Etats-Unis, depuis 2 ou 3 ans en France et un effort important est fait sur le plan international pour faciliter le rassemblement des forces. Les progrès doivent s'accélérer rapidement, permettre un équipement médical, hospitalier, universitaire et scientifique complètement rénové. Une industrie doit naître ou se développer à la mesure des immenses acquisitions réalisées par l'Electronique Industrielle et Scientifique depuis 10 ou 15 ans. On peut prévoir que cette industrie sera importante si l'on pense aux fournitures considérables dont les milieux médicaux et biologiques ont besoin. En parallèle de ce développement industriel, la médecine et la biologie peuvent et doivent être à l'origine d'inspirations originales pour doter les techniques électroniques d'idées, de systèmes ou de moyens nouveaux.

# COLLOQUE D'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE DE GRENOBLE

9-10 février 1961

## L'électronique « rapide » et ses applications en physique nucléaire

PAR

J. LABEYRIE

*Service d'Electronique Physique C.E.N. Saclay, (S.-et-O.)*

Il y a 10 ou 15 ans, l'électronique utilisée dans les installations nucléaires, telles que les réacteurs, était essentiellement une électronique *lente* : des chambres d'ionisation donnaient des courants lentement variables et ces informations étaient lentement traitées et lentement enregistrées.

Les expériences d'alors, autour des réacteurs ou même des accélérateurs n'utilisaient guère que des compteurs Geiger comme engin de détection et les impulsions qu'ils donnaient, montaient en une microseconde environ et duraient chacune plusieurs microsecondes : chacun sait qu'à l'heure actuelle des impulsions de ce type sont considérées comme très lentes. Il est évident que les circuits traitant ces impulsions n'avaient pas besoin d'être moins lents.

L'avènement des photomultiplicateurs et des scintillateurs *rapides*, c'est-à-dire donnant des impulsions dont les temps de montée et la durée se mesurent en nanosecondes, est venu transformer cet état de chose : les expériences — de plus en plus nombreuses par ailleurs — autour des réacteurs et des accélérateurs utilisent ces détecteurs, et les circuits qui traitent les informations qu'ils délivrent ont dû eux aussi s'adapter et augmenter d'un facteur 1 000 la rapidité de leurs réponses.

Depuis un an les détecteurs à semiconducteurs sont venus accélérer encore cette réponse : les jeunes électroniciens trouvent maintenant tout naturel de préparer des appareils où les impulsions sont créées et traitées de façon à leur permettre de se développer en des temps aussi extraordinairement courts que  $10^{-10}$  seconde.

\* \* \*

Il nous est apparu qu'il était nécessaire de faire le point de cette situation, et qu'il était utile que les industriels aussi bien que les physiciens et les électroniciens confrontent leurs besoins et leurs possibilités.

La Section d'Electronique Nucléaire de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens a donc organisé, conjointement avec le Département d'Electronique du Commissariat à l'Energie Atomique, une réunion sur ces sujets, à Grenoble.

250 industriels, physiciens et électroniciens des divers laboratoires français et du C.E.R.N. de Genève y vinrent.

Le succès de cette réunion fut dû à la qualité des exposés et des discussions, et à l'excellente organisation réalisée par le Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble.

## Appareillage utilisé dans la mesure des particules secondaires émises dans une interaction $\Pi$ - $p$

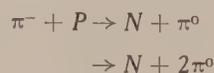
PAR

J.C. BRISSON

*Laboratoire de Physique Corpusculaire à Haute Energie. C.E.N.  
Saclay (S.-et-O.)*

L'expérience dont nous décrivons l'appareillage a été réalisée par le groupe d'Electronique du L.P.C.H.E. durant le dernier trimestre 1960 [1].

Il s'agissait de mesurer la section efficace des processus neutres dans les interactions  $\pi^-$  — protons tels que :



L'événement neutre est donc constitué par un  $\pi^-$  pénétrant dans une cible d'hydrogène liquide et subissant une interaction

d'où ne sort aucune particule chargée. Pour le mettre en évidence, la cible est entourée d'un compteur  $4\pi$  qui travaille en anti-coïncidence avec le télescope qui définit les  $\pi$  incidents. Nous comptons ainsi les interactions à secondaires neutres.

La figure 1 donne le diagramme synoptique de l'ensemble : trois détecteurs à scintillations  $A_1 A_2 A_4$  définissent le faisceau de  $\pi$  et leurs impulsions sont mises en coïncidence dans le circuit  $C_1$  ; le compteur annulaire  $A_3$  en anti-coïncidence évite qu'une particule n'ayant pas traversé tous les scintillateurs soit considérée comme particule incidente si par exemple elle avait donné de la lumière par effet CERENKOV dans un conduit de lumière ou même dans le verre de la photocathode d'un photomultiplicateur.

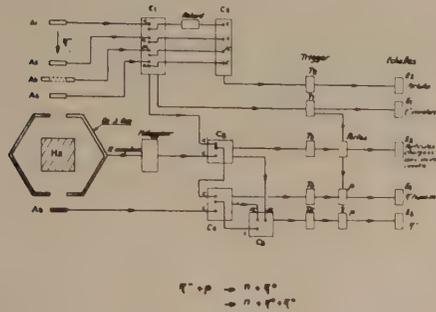


FIG. 1. — Schéma synoptique de l'expérience de septembre 1960.

Le compteur  $4\pi$  est constitué de 12 pentagones qui forment un dodécaèdre de 50 cm de diamètre. Le compteur amont est percé d'un trou pour permettre l'entrée du faisceau ; le compteur aval est formé de 2 scintillateurs distincts permettant de mesurer les particules du faisceau qui n'ont pas interagi.

Le circuit  $C_1$ , comme tous les circuits que nous utilisons est du type additif à structure distribuée [2] ; le réglage du niveau de son seuil permet de fixer l'ordre de la coïncidence, elle est triple dans ce cas-ci ; la largeur de sa courbe de résolution à mi-hauteur est de 4 ns ; il ne comporte pas de circuit de déclenchement à l'intérieur, l'impulsion de sortie d'une durée inférieure à 10 ns n'a pas de fluctuation en temps par rapport aux impulsions des P.M. et permet de faire à nouveau des coïncidences avec des temps de résolutions comparables. Le circuit permet de ressortir les impulsions des P.M. et de les envoyer dans un autre circuit ; le circuit  $C_2$  permet de compter durant l'expérience le nombre de coïncidences fortuites en retardant de 100 ns l'impulsion de  $A_1$ .

Les douze P.M. du compteur  $4\pi$  sont mélangés dans un circuit distribué dont la structure est analogue à un circuit de coïncidence à 12 entrées mais dont le seuil est fixé très bas.

L'impulsion de sortie du circuit  $C_1$  est mise en coïncidence avec celle du mélangeur en  $C_3$  puis avec celle du compteur  $A_5$  en  $C_4$  enfin elle rentre dans le circuit  $C_5$  ; les sorties négatives de  $C_3$  et  $C_4$  sont mises en anti-coïncidence dans le circuit  $C_5$ .

Les impulsions sortant du circuit  $C_5$  identifient les réactions cherchées car elles correspondent à un  $\pi^-$  incident qui n'a donné aucune particule chargée dans  $A_5$  (cas où il n'y aurait pas eu d'interaction dans l'hydrogène) ni dans le dodécaèdre (cas où il y aurait eu interaction mais avec secondaire chargé) c'est donc une interaction neutre.

Sur tous ces circuits la sortie positive actionne un trigger 10 MHz de MEY [3].

Il faut remarquer que dans une telle expérience, les résultats de mesure apparaissent comme de petites différences entre deux résultats d'échelles de l'ordre de 1/1 000 des nombres comptés. Or le rendement des différents détecteurs et circuits n'est pas obligatoirement 100 %. En particulier les détecteurs du faisceau incident, pour des raisons liées à l'expérience, sont le plus mince possible et le compteur  $A_4$  par exemple avait 1 mm d'épaisseur

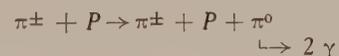
et était regardé sans conduit de lumière ; le spectre des impulsions sur cette voie était donc étendu et le rendement du circuit  $C_1$  dépendait de son seuil. Il était de 97 % environ. Il serait difficile de garder constant le rendement de différents circuits pendant plusieurs semaines sans perdre beaucoup de temps en réglages. Pour éviter ces ennuis, nous utilisons la méthode suivante : les seuils du circuit  $C_1$  et de son trigger sont fixés plus haut que les autres. Nous nous assurons expérimentalement que le rendement des autres circuits est supérieur à celui de  $C_1$  en plaçant le compteur  $A_5$  par exemple entre  $A_2$  et  $A_4$  et nous exigeons que toute particule comptée en  $C_1$  le soit en  $C_4$ . Dans ces conditions chaque fois qu'un  $\pi$  incident sera compté dans  $C_1$  il aura donné une impulsion largement suffisante pour actionner les autres circuits. Après les triggers des circuits autres que  $C_1$  nous plaçons un circuit porte qui ne se trouvera ouvert que si  $C_1$  a été déclenché. De cette manière le rendement des circuits  $C_3 C_4 C_5$  est ramené au rendement de  $C_1$ . Ainsi toute particule qui a déclenché l'échelle  $\pi$  incident est comptée dans l'une des autres échelles où physiquement elle doit l'être, et toute coïncidence dans  $C_3 C_4 C_5$  qui n'a pas été comptée en  $\pi$  incident n'est comptée dans aucune échelle.

Par ce procédé la somme, ( $\pi$  transmis +  $\pi_0$  + particule chargée dans le dodécaèdre) était égale à  $0,5 \cdot 10^{-4}$  près, aux  $\pi$  incidents. Les résultats des mesures ne se trouvent donc pas affectés par des variations relativement importantes des seuils. Les circuits portes qui sont en fait des circuits de coïncidences de GARWIN délivrent des impulsions bien calibrées.

L'ensemble de comptage était constitué d'échelles 0,1 ms E.L.A. Par sécurité, nous avons deux échelles en parallèle sur chaque voie.

Nous avons 2 000  $\pi$  par cycle de machine qui arrivaient en 100 ms mais avec une structure dans le temps importante. Pour cette structure la fréquence moyenne effective des particules incidentes était de  $10^6$  particules par seconde. Dans ces conditions nous avons environ 10 événements neutres par cycle de Saturne. Il fallait environ 1 heure de machine pour accumuler les résultats pour un point de la courbe mais les réglages et les relevés d'échelles prenaient 3 fois plus de temps que la mesure elle-même : l'expérience a duré 500 heures réparties sur 3 mois environ.

Je vais maintenant donner quelques indications sur l'expérience projetée en avril 1961. Elle consiste à étudier les interactions :



L'appareillage est représenté sur la figure 2 : nous avons ajouté

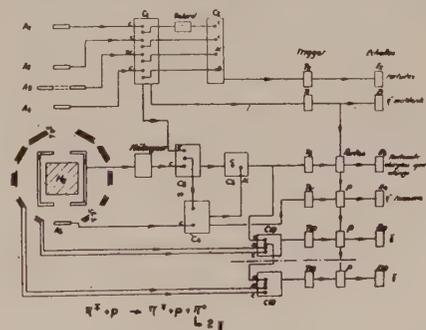


FIG. 2. — Schéma synoptique de l'expérience projetée pour avril 1961.

à la structure précédente 10 télescopes autour de la cible. Lorsqu'une particule incidente aura interagi, c'est-à-dire n'aura rien donné dans le compteur  $A_5$  et aura maintenant donné une impulsion dans le compteur  $4\pi$ , nous examinerons si l'un des 10 télescopes a détecté un  $\gamma$ . Chacun des télescopes se composera d'un

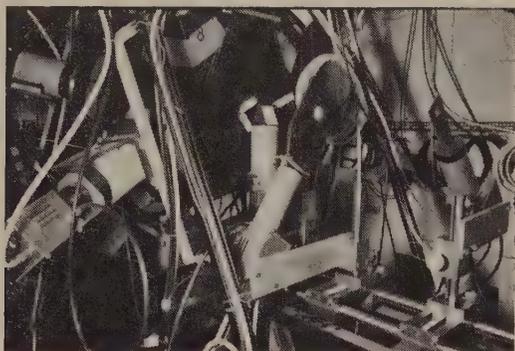


FIG. 3. — Télescope incident — compteurs  $A_2$   $A_3$   $A_4$ .



FIG. 4. — La cible à hydrogène liquide à l'intérieur du dodécaèdre, ici ouvert.

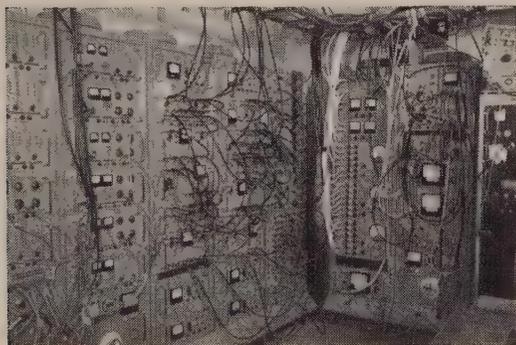


FIG. 5. — Vue d'une partie de l'ensemble électronique.

scintillateur en anticoincidence, d'un écran de plomb, d'un scintillateur en coïncidence ; la détection du  $\gamma$  se fait par matérialisation dans le plomb. La surface couverte par ces compteurs sera de 25 % de l'angle solide total. Nous déduisons des mesures

la section efficace inélastique de la réaction étudiée, ainsi que la distribution angulaire des  $\gamma$  émis. L'impulsion sortant du circuit  $C_1$  est mise en coïncidence avec l'impulsion du mélangeur en  $C_3$  et de  $A_5$  en  $C_4$  ; l'impulsion sortant de  $C_4$  est en anticoincidence sur l'impulsion sortant de  $C_3$  dans  $C_5$ . L'impulsion sortant de  $C_5$  identifie une interaction ayant donné un secondaire chargé. Cette impulsion est mise en coïncidence avec chacun des télescopes  $\gamma$  dans  $C_{10}$  à  $C_{19}$ . La sortie de ces circuits indique dans quel compteur il y a eu un  $\gamma$  détecté. Nous appliquerons une porte sur les sorties après le trigger comme précédemment.

Si nous recevons à temps les transistors 2N769 en commande, les circuits  $C_{10}$  à  $C_{19}$  seront transistorisés ; nous aurons également des triggers et des échelles 20 MHz transistorisés.

En conclusion, pour mettre en évidence les perfectionnements souhaitables, passons en revue les performances des appareillages. Pour ces types d'expériences, vu les grandes dimensions et le nombre des détecteurs, seuls les scintillateurs peuvent être employés, ce qui donne un temps mort propre au détecteur de 25 à 50 ns. Il serait souhaitable que les temps morts des échelles et des circuits de coïncidence soient du même ordre de grandeur.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. C. BRISSON, P. FALK-VAIRANT, J.P. MERLO, P. SONDEREGGER, R. TURLAY et G. VALLADAS. — *Proceedings of the 1960 Ann. Intern. Conf. on High Energy Physics at Rochester*, p. 191.  
J.C. BRISSON, J.F. DETEUF, P. FALK-VAIRANT, L. VAN ROSSUM et G. VALLADAS, à paraître dans *Nuovo Cimento*.
- [2] J.C. BRISSON, G. VALLADAS et R. VAN ZURK. — *Colloque Inter. d'Electronique Nucléaire*, Paris 1958, p. 233.
- [3] J. MEY, *U.C.R.L.*, 85, 40.
- [4] KERNS. — A paraître dans *Nuclear Instruments and Methods*.

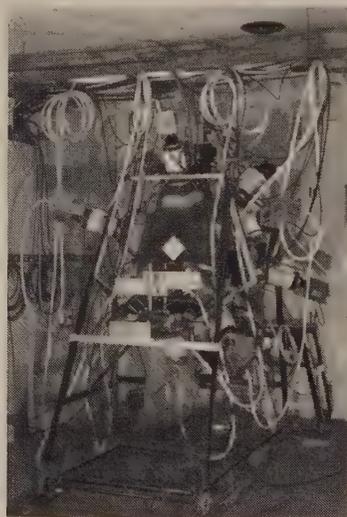


FIG. 6. — Ensemble du dodécaèdre côté aval.

# Electronique rapide associée au détecteur de Cerenkov

PAR

R. MEUNIER  
C. E. R. N., Genève

L'utilisation croissante et même exclusive de compteurs utilisant l'effet CERENKOV auprès des grands accélérateurs à haut flux — Synchrotron à protons du C.E.R.N. — présente de grands avantages. En effet le détecteur de CERENKOV apporte la possibilité de mesurer la vitesse et la direction des particules chargées avec une précision dépassant de beaucoup celle des méthodes classiques, télescope de compteur, temps de vol. En séparant

les problèmes du comptage et de l'identification en direction et en vitesse des particules par l'utilisation des propriétés de la lumière de CERENKOV, les performances des compteurs s'accroissent considérablement, tout en diminuant la complication de l'électronique associée: elle peut alors se limiter au problème des comptages à taux très élevés, rencontrés auprès des accélérateurs modernes.

# Mesure de l'énergie des neutrons par la méthode de temps-de-vol

PAR

J. JULIEN  
S.P.N.B.E., C.E.N. Saclay (S.-et-O.)

Les expériences les plus courantes réalisées à l'aide de la méthode de temps-de-vol à l'accélérateur linéaire de Saclay sont des mesures de sections efficaces totales et partielles. On ne considérera que les impulsions de durée brève  $2\tau_1 = 0,25 \mu s$ . Les neutrons après ralentissement dans un modérateur hydrogéné et un parcours de quelques dizaines de mètres sont détectés. Les impulsions ainsi obtenues après amplification convenable sont envoyées dans un analyseur de temps dont la largeur des canaux peut atteindre  $2\tau_2 = 0,25 \mu s$ . Des relations

$$V = \frac{\text{longueur de parcours}}{\text{temps parcours}} \quad \text{et} \quad E = 1/2 mV^2$$

on déduit l'énergie moyenne des neutrons accumulés dans un canal.

L'erreur commise sur la détermination de l'énergie est de l'ordre de :

$$(1) \quad \frac{\Delta E}{E} = 2 \frac{(\tau_1 + \tau_2)}{t} \quad \text{avec} \quad t = \frac{L}{V}$$

Le temps de résolution des circuits utilisés est de l'ordre de quelques nanosecondes ; il pourrait être ramené à 1 ns ou un peu moins ; les fréquences instantanées admissibles sont actuellement de quelques  $10^6$  par seconde, il serait intéressant de pouvoir monter à quelques  $10^7$  par seconde sans altération des caractéristiques du circuit. Ces améliorations devraient être obtenues sans perdre sur ces circuits les facilités actuelles, c'est-à-dire :

1° Possibilité de reprendre l'impulsion du P.M. pour l'envoyer dans un autre circuit ;

2° Impulsion de sortie courte et sans fluctuation en temps par rapport à l'impulsion d'entrée, car dans la majorité de nos expériences nous avons à faire des coïncidences de coïncidence ;

3° Seuil réglable permettant de s'assurer que l'on se trouve sur un plateau.

Le nombre croissant de détecteurs et la complexité des expériences nécessitent de plus en plus de temps en contrôle de l'expérience et en relevé d'échelles. Pour le contrôle de l'expérience, des laboratoires américains [4] étudient un générateur de lumière semiconducteur rapide qui, placé dans chaque détecteur, permettrait un contrôle global du fonctionnement de l'appareillage. L'automatisme des relevés d'échelles ferait gagner beaucoup de temps, surtout si l'appareil était capable d'effectuer des différences et de faire des rapports sur 2 chiffres significatifs.

Un dernier point un peu étranger à l'objet de l'exposé mais qui a cependant son importance pour la réalisation des expériences, est le temps. Il s'écoule 3 à 6 mois entre la décision de faire une expérience et sa réalisation. Pour la dernière expérience, par exemple, il nous a fallu fabriquer en 4 mois une dizaine de circuits de coïncidences et autant de triggers de MEY. Ce travail a été une lourde charge pour notre groupe et d'une façon générale c'est un problème qui est souvent mal résolu auprès des grands accélérateurs et qui deviendra crucial dans l'avenir.

Généralement on choisit  $2\tau_2 = 2\tau_1$  ou  $2\tau_2 = \tau_1$ . On choisira ici  $2\tau_2 = \tau_1$  et ainsi (1) s'écrit :

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{3\tau_1}{t} \quad (2)$$

Le tableau ci-dessous donne quelques valeurs de  $\Delta E$  pour différentes énergies, une base de temps de vol de longueur 50 mètres et  $2\tau_1 = 0,25 \mu\text{s}$ .

$E$ (eV)	$t$ ( $\mu\text{s}$ )	$\frac{\Delta E}{2}$ (eV)
5 223	1	18,5
1 000	115	1,63
500	160	0,580
200	255	0,146
100	360	0,052
50	510	0,037

Une valeur  $\Delta E$  aussi faible que possible est souhaitable. Une valeur de 0,2 eV est la valeur à ne pas dépasser pour beaucoup d'expériences mais ceci n'est pas une règle absolue et cette valeur  $\Delta E$  peut fluctuer notablement. La relation (2) montre que pour  $E$  fixé,  $\Delta E$  ne peut décroître que si  $\tau_1$  décroît ou si  $t$ , donc  $L$ , croît. Aussi pour gagner un facteur deux, il faut soit  $\tau_1 \rightarrow \tau_1/2$  ou  $L \rightarrow 2L$ . Le nombre des neutrons détectés pour un intervalle d'énergie donné et pour une surface de détection constante est proportionnel à  $\frac{\tau_1}{L^2}$ . On a donc intérêt à diminuer  $\tau_1$  de moitié au lieu de doubler la longueur  $L$ . D'où la tendance, pour conserver une intensité convenable, à fonctionner avec des valeurs  $\tau_1$  faibles.

L'accélérateur peut fonctionner avec des impulsions de  $10^{-7}\text{s}$ , et des canaux de largeur en temps  $5 \cdot 10^{-8}\text{s}$  seraient appropriés. La grandeur  $2\tau_1$  semble limitée à  $5 \cdot 10^{-8}\text{s}$  à cause de la dispersion

du temps de ralentissement dans le modérateur et ceci avec une conception judicieuse du modérateur. La capacité actuelle (1 000 canaux de  $0,25 \mu\text{s}$ ) des analyseurs actuels est insuffisante. Si l'on veut explorer un cycle de  $4 000 \mu\text{s}$  il faut opérer 16 translations de  $250 \mu\text{s}$  ( $1 000 \times 0,25$ ) ou accroître le nombre d'analyseurs. La même expérience doit donc être répétée plusieurs fois pour l'exploration totale du cycle. Le coût des accélérateurs actuels entraîne l'exigence de réaliser en un temps minimal le maximum de mesures. Aussi la réalisation d'un analyseur de temps avec un nombre de canaux de l'ordre de  $2^{16}$  et de largeur minimale  $5 \cdot 10^{-8}\text{s}$  est-elle envisagée par la Section d'Electronique Générale.

L'intensité des accélérateurs actuels a permis l'étude du spectre des rayons gamma émis lors de la capture d'un neutron par le noyau étudié. La résolution exigée des détecteurs diminue notablement leur efficacité, aussi de telles expériences ne peuvent-elles être envisagées que si elles peuvent être réalisées avec les deux coordonnées temps-amplitude. La connaissance de la variation de ces spectres de résonance en résonance est d'un grand intérêt, soit pour l'identification isotopique, l'attribution du spin et les intensités relatives des différentes transitions. Il faut envisager deux spectres de rayonnements gamma, obtenus grâce à deux détecteurs en coïncidence et ceci pour de multiples phénomènes.  $256 (2^8)$  canaux d'amplitude pour chacune des deux voies d'amplitude et  $2^{10}$  canaux au mieux pour la voie temps représenteraient des conditions désirables pour de telles expériences. Le nombre des digits ainsi demandé est considérable. L'appareil multidimensionnel décrit ailleurs dans la série de ces articles trouve là une application typique.

Cette accumulation d'informations ne fournit pas d'une manière rapide et simple les paramètres recherchés. Des programmes compliqués pour les calculateurs sont nécessaires pour les déduire. Avec la capacité envisagée de  $2^{16}$  canaux pour les différentes expériences, il devient raisonnable d'envisager un petit calculateur autonome permettant les opérations arithmétiques et le calcul de quelques fonctions simples.

## Expériences effectuées autour du synchrocyclotron de 155 MeV d'Orsay

PAR

J.C. BRUN

Laboratoire de Physique Nucléaire,  
Faculté des Sciences, Orsay (S.-et-O.)

Les protons fournis par le Synchrocyclotron de 155 MeV du Laboratoire de Physique Nucléaire de la Faculté des Sciences, à Orsay, sont triés en énergie par un analyseur magnétique.

A la sortie de cet analyseur, le faisceau étalé en éventail tombe sur un détecteur à 30 voies.

L'appareil se compose de trente détecteurs à scintillateurs plastiques placés côte à côte dans le plan focal de l'analyseur magnétique, de façon à analyser en énergie une bande de 9 MeV (à 155 MeV) avec un pouvoir de résolution de 2 à 4 pour mille.

Chaque voie comprend un discriminateur d'amplitude permettant de séparer deux niveaux d'impulsions, ce qui permet de doubler éventuellement le nombre de voies, par une taille appropriée des scintillateurs. Les sorties des discriminateurs sont reliées à

un groupe de comptage à 30 voies fonctionnant simultanément et ayant une résolution par canal de  $1 \mu\text{s}$ . La capacité de comptage est de  $2^{15}$  par voie (il serait possible de passer à  $0,1 \mu\text{s}$  de résolution et  $2^{20}$  de capacité).

Le transfert à distance de toute l'information se fait sous forme de chiffres binaires série, dans un temps de 3 à  $4 \cdot 10^{-8}$  seconde par digit, au moyen de deux câbles coaxiaux et d'un conducteur 5 fils servant aux commandes.

La lecture analogique se fait à distance sans perturbation ni arrêt des échelles.

La lecture décimale de l'ensemble s'effectue, comptage arrêté, sans destruction de l'information, soit par affichage successif des voies sur une échelle, soit par commande d'un imprimeur ou d'une machine à écrire électrique. L'ensemble est complété par un circuit de déblocage lié à des coïncidences rapides.

# Electronique rapide appliquée à la détermination de la section efficace totale des $p$ , $\bar{p}$ , $K^\pm$ , $\pi^\pm$ à très haute énergie

PAR

P.A. PIROUÉ (\*),

C.E.R.N., Genève

Jusqu'en 1958, les transistors n'étaient pas suffisamment rapides pour qu'on puisse envisager leur emploi dans le domaine de la physique des hautes énergies, domaine dans lequel on a toujours exploité au maximum la rapidité de l'électronique. Depuis lors, la situation a bien changé. On peut maintenant obtenir facilement sur le marché des transistors dont la fréquence de coupure  $\alpha$  est de l'ordre de plusieurs centaines de mégahertz.

Parmi les nombreux avantages que possèdent les transistors par rapport aux tubes électroniques, il y en a un qui est particulièrement important lorsqu'on a affaire à des impulsions rapides. C'est le rapport élevé de la transconductance au courant. Pour un tube populaire comme l'El80 F ce rapport est environ  $2 \text{ volts}^{-1}$ . Pour un transistor, il est de  $40 \text{ volts}^{-1}$ . Ceci signifie que l'on peut utiliser des impulsions 20 fois plus petites pour obtenir la même variation relative de courant. En d'autres termes, on peut remplacer les photomultiplicateurs à 14 étages, couramment employés dans l'électronique à tubes, par des photomultiplicateurs à 11 étages. La différence de prix est appréciable.

L'électronique utilisée dans une expérience faite au moyen de compteurs comprend toujours les 3 appareils suivants : le circuit de coïncidences, le discriminateur et l'échelle de comptage. En 1959 déjà, à l'université de Princeton, N. J., nous avons transistorisé ces 3 circuits [1].

La plupart des circuits que nous employons maintenant au C.E.R.N. sont transistorisés. Dans notre groupe de recherches nous avons eu l'occasion de les soumettre à un test sévère. Nous les avons en effet utilisés presque sans interruption, pendant une année environ, dans nos mesures de la section efficace totale des  $p$ ,  $\bar{p}$ ,  $K^\pm$ ,  $\pi^\pm$  dans l'hydrogène à très haute énergie [2]. Leur comportement fut très satisfaisant. Ce test nous a montré une fois de plus que le circuit à transistors représente une nette amélioration sur le circuit à tubes.

Pour déterminer une section efficace totale,  $\sigma$ , il suffit de mesurer dans un angle solide infiniment petit, la transmission  $T_0$  de particules dans un milieu (dans notre cas l'hydrogène).

$$\sigma = kLn \frac{1}{T_0} \quad (k : \text{constante de proportionnalité}).$$

$T_0$  s'obtient en extrapolant à zéro les transmissions mesurées dans plusieurs angles solides décroissants (dans notre cas 3 :  $T_4$ ,  $T_5$  et  $T_6$ ).

Nous avons identifié les particules au moyen de la quantité

de mouvement  $p$  (obtenue par un aimant) et la vitesse  $\beta$ . La mesure de  $\beta$  par temps de vol est pratiquement impossible, lorsque  $p > 5 \text{ GeV}/c$ . Nous avons employé un compteur de CERENKOV différentiel à gaz dont la résolution  $\frac{\Delta\beta}{\beta}$  est de l'ordre de  $2 \cdot 10^{-4}$  [3].

La figure 1 montre la disposition du faisceau employé. La figure 2 donne le schéma de principe de l'électronique. La coïncidence  $F = BC = S_{123} C$  donne le nombre de particules entrant

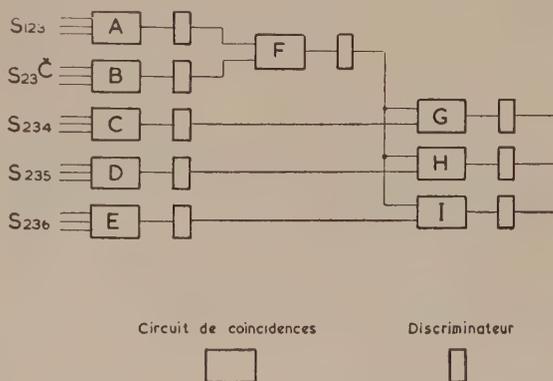


FIG. 2. — Schéma de principe de l'électronique. Chaque discriminateur comporte une deuxième sortie reliée à une échelle de comptage.

dans la cible  $H_2$ . Les coïncidences  $G = FC = S_{1234} C$ ,  $H = FD = S_{1235} C$  et  $I = FE = S_{1236} C$  donnent le nombre de particules sortant de la cible et traversant les compteurs  $S_4$ ,  $S_5$  et  $S_6$  respectivement. Les transmissions correspondantes  $T_4$ ,  $T_5$  et  $T_6$  sont donc :

$$T_4 = \frac{G}{F}, \quad T_5 = \frac{H}{F}, \quad T_6 = \frac{K}{F}$$

Les circuits de coïncidences A, B, C, D et E — de 1<sup>re</sup> génération — sont des circuits du type WENZEL, pas encore transistorisés. Ce sont des circuits à diodes avec tube d'entrée pour mettre en forme l'impulsion qui est alors différenciée au moyen d'une ligne à retard court-circuitée. Tous les discriminateurs sont transistorisés. Leur description est donnée dans l'exposé de M. H. VERWEIJ.

Les coïncidences F, G, H et I — de 2<sup>e</sup> génération — sont de simples circuits à diodes avec transistor de sortie pour délivrer l'impulsion de sortie à basse impédance.

(\* Adresse actuelle : Palmer Physical Laboratory, Princeton University, Princeton, N. J., Etats-Unis.

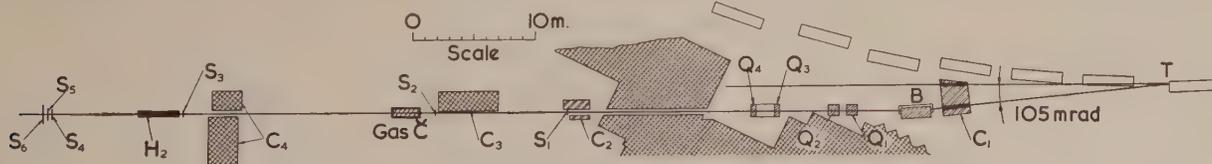


FIG. 1. — Disposition du faisceau.

Concrete  
Lead

T : cible interne.  
C<sub>1-4</sub> : collimateurs.  
B : aimant de déflexion.  
Q<sub>1-4</sub> : lentilles quadropolaires.  
C : compteur de Cerenkov.  
S<sub>1-6</sub> : scintillateur.  
H<sub>2</sub> : cible à hydrogène liquide (3 m de long).

Les échelles de comptage sont des échelles Hewlett Packard (10 mégahertz).

La mesure des sections efficaces totales est encore une des rares expériences où la technique des compteurs est bien supérieure à celle des chambres à bulles. Il est évident que l'étude de phénomènes plus complexes au moyen de compteurs (section efficace différentielle, de production, etc.) nécessite un détecteur couvrant un angle solide proche de  $4\pi$ . Dans ces conditions, le nombre de compteurs atteint facilement la centaine. La complexité

de l'électronique est alors telle que la solution transistorisée est la seule qui soit économique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] V.L. FITCH. — Applications of transistors in counter experiments, proceedings of the International Conference on high energy accelerators and instrumentation. C.E.R.N. 1959, p. 601.
- [2] VON DARDEL et al, *Phys. Rev. Letters* 5, 333 (1960).
- [3] International Conference on Instrumentation for High Energy Physics, Berkeley, 1960, Proceedings, A velocity selective gas Cerenkov counter.

## Quelques expériences avec les accélérateurs du C.E.R.N.

PAR

G. VON DARDEL

C.E.R.N., Genève

Le C.E.R.N. a deux accélérateurs, le synchrotron à protons de 25 GeV, qui est avec la machine de Brookhaven, l'un des deux plus grands accélérateurs du monde, et le synchrocyclotron de 600 MeV.

Au cyclotron on vient d'achever une expérience de précision sur le moment magnétique du méson  $\mu$ , utilisant une électronique rapide très poussée. Il s'agit de la mesure de la polarisation longitudinale d'un méson  $\mu$  qui, originellement polarisé dans le sens de sa direction de propagation, a fait un grand nombre de tours dans le champ d'un aimant de 6 m de long. Une série de compteurs 1, 2 et 3 indique le moment où le méson  $\mu$  entre dans le champ magnétique. Une autre série de compteurs 4, 5 et 6 indique l'instant où il sort du champ magnétique. Le temps entre ces impulsions, c'est-à-dire le temps que le méson  $\mu$  a passé dans le champ magnétique, est mesuré par un oscillateur de 10 MHz, et le nombre d'impulsions est utilisé pour choisir le canal correspondant d'un sélecteur de 100 canaux en agissant directement sur le système d'adresse sans passer par le convertisseur amplitude-temps.

Le méson  $\mu$  qui sort est arrêté dans un absorbeur T en graphite, et l'électron de désintégration est détecté par 2 systèmes de compteurs, 7-7' et 6-6', se trouvant de chaque côté de T dans la direction du mouvement. L'impulsion de ces télescopes est enregistrée dans les premiers ou derniers 50 canaux d'un sélecteur d'amplitude, suivant que l'électron de désintégration est éjecté en avant ou en arrière. Pour éliminer les différences de sensibilité des 2 télescopes 6-6' et 7-7', on fait tourner le spin du méson  $\mu$  de  $90^\circ$  dans un sens ou l'autre, en appliquant un champ magnétique pulsé par la bobine C à travers le graphite où le méson  $\mu$  s'est arrêté. Le résultat de l'expérience est donné par les points

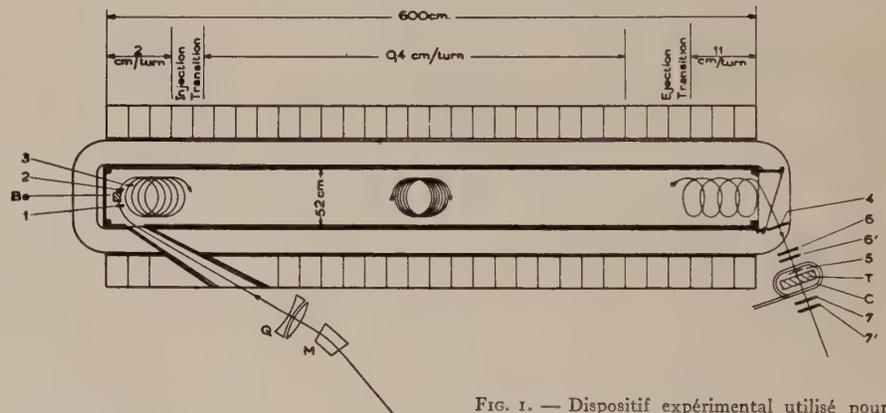
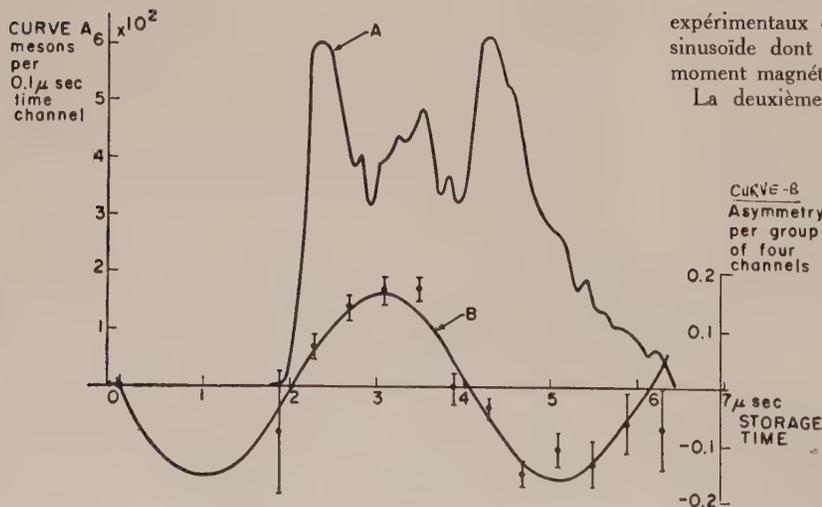


FIG. 1. — Dispositif expérimental utilisé pour l'expérience g-2.



expérimentaux de la figure 2, qui se groupent autour d'une sinusoïde dont la période donne directement l'écart entre le moment magnétique d'un méson  $\mu$  et la valeur théorique de 2.

La deuxième expérience est une expérience faite avec le

FIG. 2. — Distribution en temps des mésons  $\mu$  sortant du champ magnétique asymétrique pour une précession de  $90^\circ$  dans un sens ou l'autre (G. CHARPAK, F.J.M. FARLEY, R. L. GARWIN, T. MULLER, J.C. SENS, V.L. TELEGGI, A. ZICHICHI).

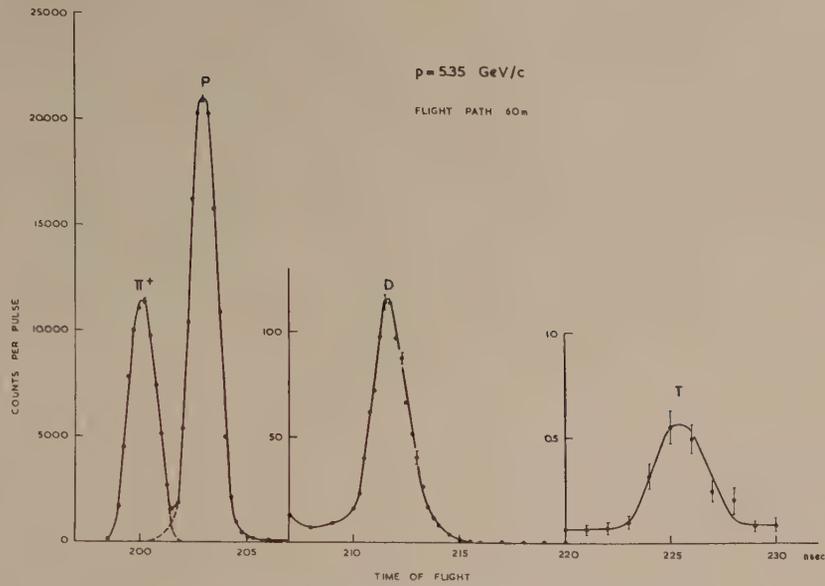


FIG. 3. — Spectre du temps de vol d'un faisceau de particules positives (V.T. COCCONI, T. FAZZINI, G. FIDECARO, M. LEGROS, U. AMALDI, H. STEINER).

synchrotron à protons afin d'explorer la composition d'un faisceau positif. Un des grands problèmes pour la machine de 25 GeV du C.E.R.N. est d'opérer une discrimination à des énergies très élevées entre particules de différentes masses. A cet effet, on doit mesurer, en plus de leur déflexion dans un aimant, la vitesse de ces particules avec une précision qui est d'autant plus élevée que leurs masses sont voisines et que leurs énergies sont élevées par rapport à leurs masses. On a employé pour la détermination de la vitesse la méthode classique du temps

cule, est renvoyée par un miroir sphérique et un miroir plat à 45°. Dans le plan focal du miroir sphérique, un diaphragme annulaire laisse passer seulement la lumière détectée par un photomultiplicateur en haut de l'appareil. Avec ce compteur de CERENKOV nous avons pu mesurer le spectre de masse des particules dans un faisceau de 18 GeV/c ainsi qu'il est indiqué à la figure 5. La totalité du spectre s'étend entre la vitesse de la lumière et une vitesse qui est seulement de 0,6 % inférieure à celle-ci. Il est possible de distinguer les mésons  $\mu$ , les mésons

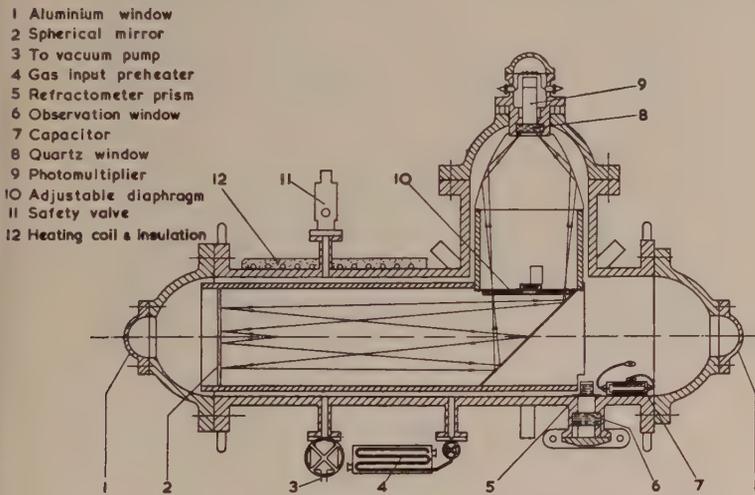


FIG. 4. — Coupe d'un compteur de CERENKOV à gaz.

de vol poussé à une résolution d'une nanoseconde sur une distance de vol de 60 m. Le spectre de masse d'un faisceau de 5,35 GeV/c est donné à la figure 3. On voit des sommets nets pour des temps de vol correspondant aux masses des mésons  $\mu$ , des protons, des deutérons et des noyaux de tritium qui forment les principaux composants de ce faisceau.

Une autre méthode pour la détermination de la vitesse des particules est l'emploi d'un compteur de CERENKOV à gaz. Une coupe de ce compteur de CERENKOV, dont la forme externe a déjà été montrée par M. PIROUÉ, est donnée à la figure 4. Les particules entrent de droite à gauche et la lumière CERENKOV, produite à un certain angle par rapport à la direction de la parti-

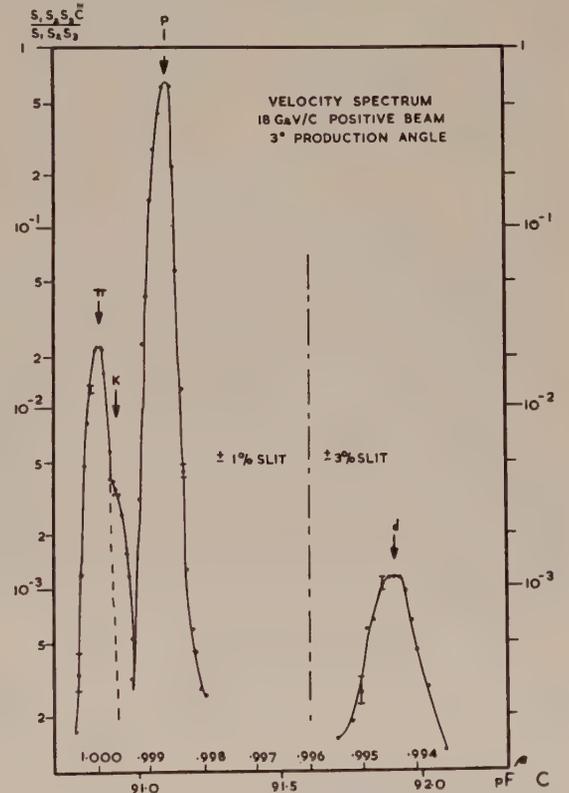


FIG. 5. — Spectre de vitesse mesurée à 18 GeV/c avec le compteur de la figure 4 (G. VON DARDEL, R. MERMOD, P. PIROUÉ, M. VIVARGENT, G. WEBER, K. WINTER).

lourds dont la différence de vitesse est seulement de  $3 \cdot 10^{-4}$ , les protons et les deutérons. Puisque cette détermination de vitesse se fait sur une distance de 1 m dans le compteur de CERENKOV, le pouvoir de résolution du compteur correspondrait à une résolution en temps de vol de  $10^{-12}$  s.

La technique de l'électronique rapide représente seulement une des méthodes utilisées pour les expériences avec les machines de haute énergie, celle des compteurs. Cette méthode est caractérisée par la quantité relativement faible d'informations obtenues par événement, de l'ordre de quelques dizaines d'unités d'information, et par une résolution spatiale relativement mauvaise, en raison des dimensions des compteurs. En revanche, la résolution temporelle est très bonne et peut atteindre  $10^{-9}$  s. Le nombre d'événements par expérience est extrêmement élevé et peut facilement atteindre plusieurs millions d'événements.

A l'autre extrémité du spectre des méthodes expérimentales se trouvent les chambres à bulles qui sont caractérisées par une très bonne résolution spatiale, de l'ordre de 0,1 mm. Le nombre d'unités d'information dans la photo est extrêmement élevé, de l'ordre de  $10^6$ . En revanche, la résolution temporelle est mauvaise, de l'ordre de 1 ms. En général, on est limité par le nombre de photos à une statistique relativement faible, de l'ordre de quelques milliers d'événements intéressants.

Le vide entre ces deux extrêmes est en train de se combler. D'une part, M. VAN ROSSUM vous a déjà parlé des développements d'expériences à compteurs multidimensionnels où l'on essaie

d'avoir plus d'informations par événement que dans les expériences avec compteurs ordinaires, en utilisant un grand nombre de compteurs. Ce résultat est obtenu au détriment de la résolution temporelle et du nombre d'événements que l'on peut admettre. Du côté des méthodes visuelles, on est aussi en train de se rapprocher des compteurs en utilisant les techniques de la chambre à étincelles et de la chambre de scintillation dont la résolution spatiale est inférieure à celle de la chambre à bulles, mais nettement supérieure à celle des compteurs et dont la résolution temporelle, de l'ordre de la microseconde, est intermédiaire entre celle des compteurs et de la chambre à bulles. Le nombre d'événements que l'on peut accumuler dans une expérience est aussi intermédiaire entre les quelques milliers de photos d'une chambre à bulles et les millions d'événements dans les expériences avec compteurs.

Bien que les méthodes visuelles ne fassent pas strictement partie du sujet de ce colloque sur l'électronique rapide, il devient de plus en plus nécessaire d'employer des méthodes très rapides pour l'analyse des événements, soit directement pendant l'expérience, soit plus tard en dépouillant les photos qui ont été prises.

On voit comment le développement dans la physique des hautes énergies va dans le sens d'une instrumentation de plus en plus poussée, soit pour l'expérience propre, soit pour l'analyse des résultats qui exige souvent des calculateurs électroniques puissants. Malheureusement, ce développement laisse peu de place pour l'expérience physique classique qui pouvait jadis se faire dans le laboratoire avec des moyens très simples.

## Utilisation de l'électronique rapide pour les expériences de physique faites autour de l'accélérateur linéaire d'Orsay

PAR

G. ALON et C. ZAJDE

*Laboratoire de l'accélérateur linéaire, Orsay, (S.-et-O.)*

La détection des particules chargées de haute énergie se base sur l'effet ionisant de ces particules lors de leur passage dans la matière. La détection des particules neutres est réalisée par la production de particules secondaires chargées, suivant des réactions nucléaires. Dans une première série d'expériences faites à l'aide de l'accélérateur linéaire à électrons d'Orsay, les expérimentateurs ont entrepris l'étude de la diffusion élastique et inélastique des électrons.

Le faisceau incident, d'énergie connue et de dimensions géométriques définies, frappe une cible qui diffuse des électrons. Ceux-ci pénètrent dans un spectromètre magnétique à double focalisation qui les analyse en quantité de mouvement. On détecte ces électrons par un seul compteur CERENKOV et ils sont comptés par une électronique appropriée. La mesure du spectre d'électrons consiste alors dans l'enregistrement du taux de comptage en fonction du champ magnétique du spectromètre [1]. L'ensemble des mesures est normalisé par rapport à la charge totale reçue par impulsions d'accélérateur, mesurée par un moniteur à électrons secondaires et intégrée dans un intégrateur [2].

La complexité des appareils de détection, les dérives des conditions expérimentales et le haut prix de revient de l'heure d'utilisation justifient l'emploi des systèmes multicanaux pour l'enregistrement et l'analyse des phénomènes "hautes énergies".

Un des systèmes actuellement utilisé pour les expériences de diffusion d'électrons, consiste dans un ensemble de onze canaux détecteurs à scintillation, placés le long du plan focal du spectromètre à double focalisation à  $180^\circ$ , l'ensemble étant en coïncidence

avec un CERENKOV liquide dont le but est de choisir les électrons ayant une vitesse supérieure à un certain seuil [3].

L'ensemble du système d'analyse est constitué par une électronique rapide dont la haute résolution dans le temps permet de séparer les événements réels des radiations parasites. Le nombre des détecteurs avec ce spectromètre est limité à 11, en raison de considérations géométriques des dimensions des compteurs, et de l'encombrement du blindage nécessaire.

La figure 1 représente le schéma synoptique de l'ensemble des circuits d'électronique du compteur échelle. Les scintillateurs sont rangés sur un plan incliné à  $22^\circ$  avec l'horizontale pour coïncider avec le plan focal du spectromètre. Les circuits de coïncidence entre le CERENKOV (56 AVP) et les scintillateurs (52 AVP) sont des circuits à diode dont la résolution prompte est de 2 ns et dont la résolution dans ce circuit est de 20 ns en raison du temps de montée du photomultiplicateur 52 AVP.

Un présélecteur permet d'arrêter le comptage après un certain nombre d'intégrations de l'intégrateur. Le taux de comptage pour le système actuel est lent, et limité par la fréquence de récurrence de l'accélérateur (50 Hz avec des impulsions de courant de 1  $\mu$ s de durée). Ceci nous oblige, pour avoir une perte de comptage inférieure à 1 %, à compter à une cadence de 1 coup par seconde.

Les figures 2 et 3 montrent la tête du compteur échelle réalisée et en place sur la plate-forme du spectromètre magnétique.

Nous avons déjà tracé avec le compteur échelle des spectres d'électrons diffusés, dans la région du pic "élastique" sur des

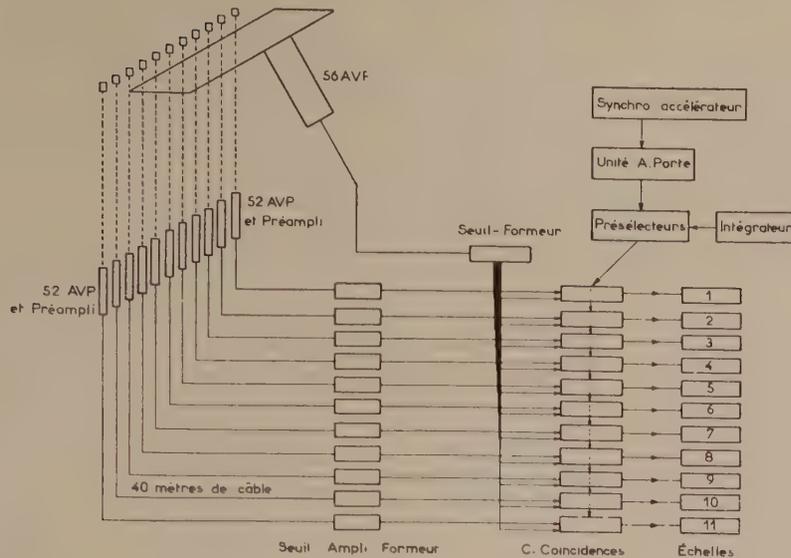


FIG. 1. — Schéma synoptique des circuits d'électronique.

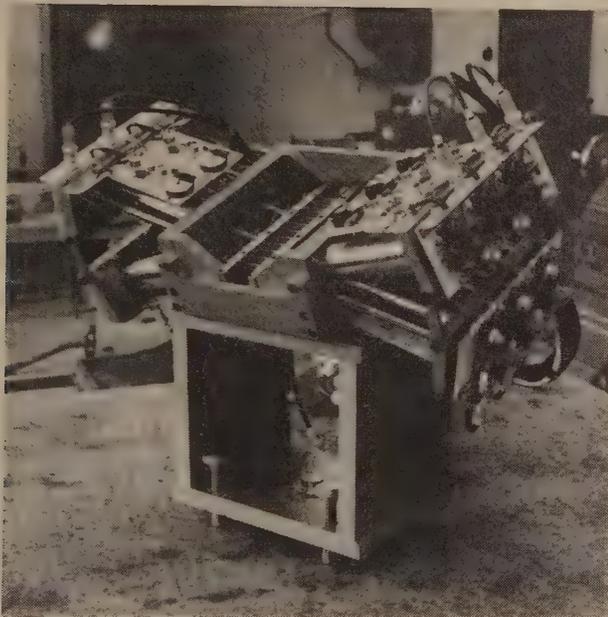


FIG. 2. — Tête du compteur échelle.

cibles  $Al_{27}$ ,  $C_{12}$ ,  $Be_9$ ,  $Fe_{54}$ , à des énergies de 150 et 180 MeV pour des angles  $\theta$  de l'ordre de  $60^\circ$ .

La figure 4 montre que les résultats se recoupent avec les expériences faites à l'aide d'un seul CERENKOV. La figure 5, avec une meilleure statistique, montre que le pic élastique du  $C_{12}$  se dessine bien avec tous les canaux.

Il faut signaler que l'ensemble de l'équipement est entièrement transistorisé.

Système de comptage rapide.

Le compteur échelle permet de raccourcir la durée des mesures et d'améliorer la précision, mais le nombre de coups par canal reste faible, ce qui nous oblige par canal à une durée de mesure longue pour avoir une statistique acceptable. On peut facilement diminuer ce temps d'expérience en utilisant un système de comptage rapide, jusqu'à la limite imposée par le courant de l'accélérateur.

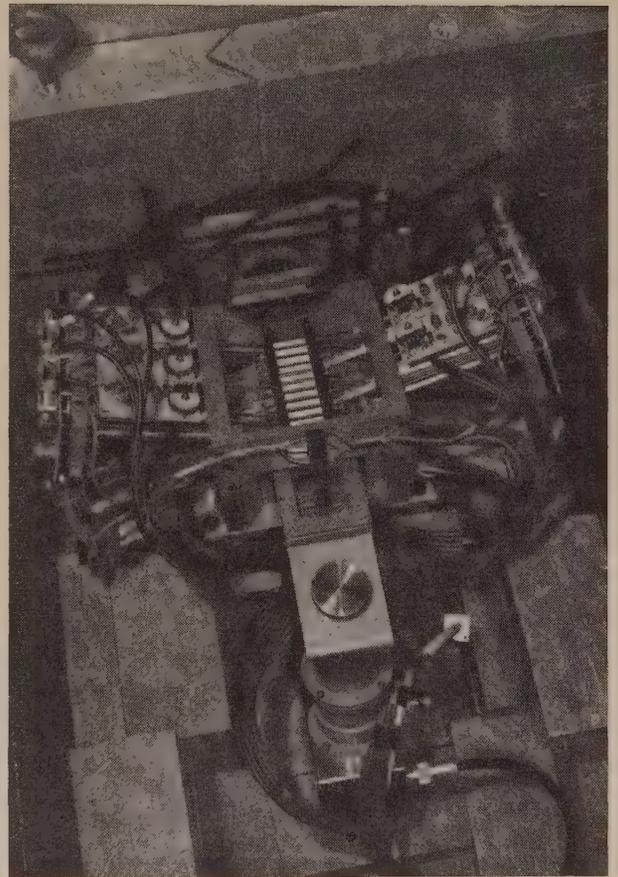
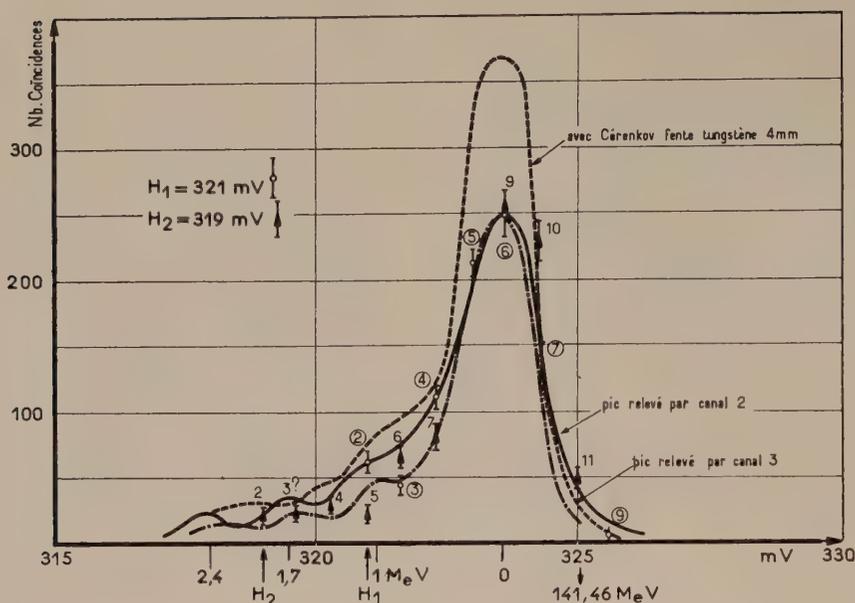


FIG. 3. — Compteur échelle en place.

a) Echelle analogique [4].

Une solution simple et facile d'emploi est l'utilisation d'un compteur analogique qui ajoute les amplitudes et après allongement les enregistre dans un analyseur à 100 canaux.

Le spectre obtenu montre que la probabilité d'avoir plus de

FIG. 4. — Pic élastique  $Al_{27}$ .

5 phénomènes réels par impulsion d'accélérateur reste inférieure à 7/10 000. La résolution de ce système est inférieure à 20 ns.

#### b) Echelle digitale [5].

Le deuxième instrument de comptage rapide que nous avons réalisé est basé sur une logique différente qui élimine les retards inhérents au transfert d'une bascule à une autre. La capacité de l'échelle étant volontairement limitée à 5 coups par impulsion d'accélérateur, puisque nous avons vu que les pertes de comptage sont négligeables.

La résolution de cette échelle est inférieure à 10 ns.

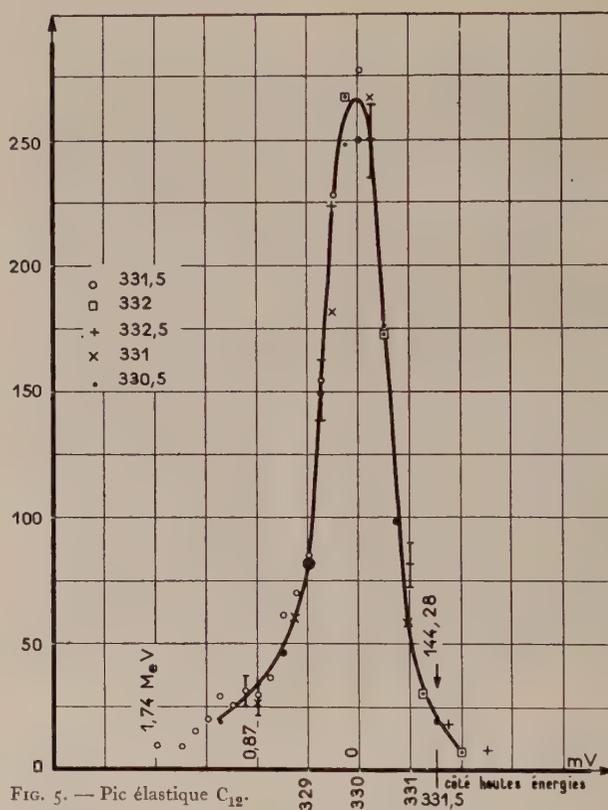
#### Conclusion

Le compteur échelle présenté n'est qu'un prototype d'un ensemble de comptage multicanaux plus complet. Celui-ci équipera des expériences dans toute la gamme d'énergie de notre accélérateur.

Nous tenons à remercier tout particulièrement, Messieurs BISHOP, MILMAN et ROUND, pour les conseils et l'aide technique apportés à la réalisation de ce compteur échelle, et également toutes les personnes du Laboratoire qui ont aidé à la mise au point de l'appareil.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Rapport : ENS. Hautes Energies Orsay. LHE 7 juin 1960.
- [2] Rapport : ENS Hautes Energies Orsay. Interne, 1959.
- [3] Rapport C.E.A. Rapport ENS Hautes Energies Orsay ; LAL 10-15 novembre 1960.
- [4] Rapport interne. ENS Hautes Energies - Orsay.
- [5] Rapport interne en publication.

FIG. 5. — Pic élastique  $C_{12}$ .

## Tendances générales de l'appareillage utilisé autour des Van de Graaff de Saclay

PAR

Mme Lily PAPINEAU

S.P.N.B.E., C.E.N. Saclay (S.-et-O.)

Le Van de Graaff de Saclay fournit comme on sait des protons, deutons et particules alpha pouvant atteindre 5 MeV. A noter que le Van de Graaff de 2 MeV fonctionne actuellement en accélér-

rant des ions lithium. L'étude des réactions nucléaires à basse énergie comporte presque toujours la détermination très précise de l'énergie des particules ou du rayonnement  $\gamma$ , ainsi que la

mesure d'un certain nombre de corrélations : soit de temps (coïncidences retardées), d'énergie (coïncidences instantanées avec sélection d'énergie), de géométrie (distributions et corrélations angulaires). La caractéristique actuelle de ces études se trouve dans le fait que la confrontation de l'expérience avec les différents modèles du noyau proposés par la théorie exige l'accumulation rapide d'un grand nombre de résultats.

### Schéma général des dispositifs d'électronique

On trouve dans tous nos montages, en dehors des détecteurs (dont nous exigeons en général rapidité et haute résolution) :

1) une ou plusieurs chaînes classiques de détection (HT, amplificateur, sélecteur d'amplitude) ;

2) les circuits de coïncidences ;

3) des circuits de corrélation plus générale : analyseur multidimensionnel dont la première version (deux fois 63 canaux) à enregistrement sur bande magnétique, en fonctionnement depuis plus d'un an, permet par exemple des mesures de coïncidences rapides  $\gamma - \gamma$  remplaçant une expérience sélecteur 1 canal ( $\Delta E = \pm 30$  keV) — sélecteur multicanaux par 32 expériences effectuées simultanément ;

4) un certain nombre d'éléments annexes, liés à l'exploitation des circuits de corrélation et à des exigences telles que la stabilité et la nécessité de taux de comptage très élevés sur les voies directes. Parmi ces éléments il faut citer le discriminateur ou sélecteur d'amplitude à 1 canal, largement réglable, très précis et très stable. À noter que lorsqu'on veut simplement débarrasser le spectre des impulsions de basse amplitude, un amplificateur à seuil s'intégrerait plus harmonieusement dans les ensembles.

### Etat actuel de notre équipement

Pour les chaînes de détection nous utilisons du matériel standard, HT (C.R.C.), amplificateurs 2 MHz (licence C.E.A.), sélecteurs rapides à 1 canal. Dans l'utilisation des sélecteurs d'amplitude 100 canaux (Intertechnique) nous avons buté sur un problème dans la définition du seuil bas. En effet le convertisseur analogique digital (C.A.D.) est tel que les impulsions comprises entre  $\sim 0,5$  volt et le seuil bas sont enregistrées dans le deuxième canal et contribuent au temps mort. Nous sommes très gênés par ces impulsions lorsque nous utilisons les C.A.D. avant enregistrement sur bande magnétique que nous chargeons inutilement, et devons introduire des chaînes de discrimination supplémentaires pour pallier cet inconvénient.

Nous disposons de différents types de circuits rapides réalisés en laboratoire :

a) un circuit classique de coïncidences rapides permet de

travailler avec des temps de résolution allant de  $10^{-9}$  s à quelques  $10^{-8}$  s.

b) un convertisseur temps-amplitude, associé au faisceau pulsé du Van de Graaff, a permis d'obtenir des spectres de temps de vol de neutrons (de 1 à 3 MeV) avec une largeur à mi-hauteur de 3 ns ;

c) le convertisseur temps-amplitude utilisé dans l'étude de la diffusion élastique de neutrons de 14 MeV par la méthode de la particule associée a permis d'obtenir des largeurs à mi-hauteur de l'ordre de la nanoseconde ;

d) à côté de ces circuits à lampes, des premiers résultats ont été obtenus dans la mesure des temps courts par semiconducteurs et photomultiplicateurs saturés. Des circuits à semiconducteurs peuvent être commandés à travers des câbles coaxiaux par le courant de sortie de photomultiplicateurs sur lesquels on peut obtenir d'autre part des impulsions mises en forme par ligne à retard. Des circuits rapides très simples capables d'une résolution de l'ordre de la nanoseconde ont aussi été réalisés.

Un discriminateur à diode tunnel a été réalisé par notre équipe d'électroniciens et nous pensons pouvoir disposer rapidement d'un sélecteur à 1 canal de ce type.

Pour situer les problèmes d'équipement qui se posent dans l'immediat nous citerons un exemple : les taux de comptages obtenus dans l'étude de la diffusion inélastique de neutrons de 14 MeV sont si faibles, que la mesure de distributions angulaires n'est possible que si l'on fait plusieurs angles en même temps ; l'analyseur à bande magnétique à 2 voies permet de le faire : renseignement temps de vol du neutron sur une voie, marquage de l'angle sur l'autre, mais il faudra disposer en matériel standard (pour 6 angles par exemple) de 14 amplificateurs et 13 sélecteurs à 1 canal...

Dans ces conditions comment voyons-nous l'avenir.

L'objectif — de nombreuses mesures simultanées et en corrélations multiples — paraît accessible grâce aux détecteurs à jonction et à l'analyseur multidimensionnel, avec la perspective de résultats sur bande perforée à envoyer à une machine à calculer. Mais il faudra multiplier les chaînes de détection, les doubler souvent de chaînes comportant un discriminateur (ou amplificateur à seuil) disposer de bons sélecteurs multicanaux, et de circuits mélangeurs à plusieurs voies.

Vous voyez dans ces conditions que la transistorisation de la chaîne de détection standard n'est pas pour nous une envie d'être à la mode mais une nécessité.

Nous ne pouvons donc qu'exprimer le vœu que l'industrie française nous fournisse bientôt ces éléments fonctionnels et que ceux-ci nous donnent autant de satisfaction que l'amplificateur 2 MHz des années 50.

## Circuit d'obturation rapide pour amplificateurs de brillance, discriminateur d'amplitude et échelle 200 MHz

PAR

J. MEY

C.E.N., Grenoble

Les deux dispositifs brièvement décrits ici sont caractéristiques de la diversité de l'électronique nucléaire rapide, tant par leur fonction que par leur domaine d'utilisation et les techniques qu'ils mettent en jeu. Le premier est destiné à être utilisé dans les méthodes visuelles de détection des particules ; son fonctionnement devra être très rapide mais sans atteindre des taux de répétition importants. Le deuxième, au contraire, se rapporte à la

seconde méthode fondamentale de détection, utilisant des compteurs, et est susceptible d'atteindre des fréquences de récurrence très élevées.

1) Les amplificateurs de brillance actuellement disponibles et offrant un gain élevé et une bonne définition d'image ne possèdent pas d'électrode sensible pour la commande d'obturation.

Il est donc nécessaire d'agir sur le potentiel des électrodes normales pour obtenir cette commande. La difficulté provient de la grande variation de tension nécessaire pour passer de l'ouverture à la fermeture et vice versa (de l'ordre de 2 500 à 3 000 V.). Le présent circuit est destiné à l'obturation d'un amplificateur de lumière associé à une chambre à scintillations. Toutefois sa fonction est plus générale et il peut s'appliquer en particulier au déclenchement des chambres à étincelles. D'une façon générale, son rôle est de décharger le plus rapidement possible la capacité (par rapport à la masse) de l'électrode intéressée portée initialement à un potentiel élevé et avec un retard minimal par rapport à un signal pilote de faible amplitude. Ce résultat a été obtenu [1] à l'aide du montage représenté figure 1. Il comporte trois étages

linéaire. Le schéma fonctionnel est représenté sur la figure 2. L'échelle est binaire et comprend trois bascules. Les bascules B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub> sont constituées chacune d'un ensemble bistable-commutateur. Le bistable est commandé par le commutateur qui est lui-même asservi au bistable. Selon l'état de la bascule, le commutateur aiguille l'impulsion d'attaque de façon qu'elle provoque le changement d'état du bistable. Chaque bascule utilise deux doubles triodes à forte pente (E 188 CC). Des étages intermédiaires assurent la mise en forme des signaux. L'incertitude de seuil est de l'ordre de 80 mV.

La récente apparition des diodes « Tunnel » sur le marché, permet, grâce à leur remarquable vitesse de commutation, d'envisager la réalisation d'un dispositif équivalent mais de conception

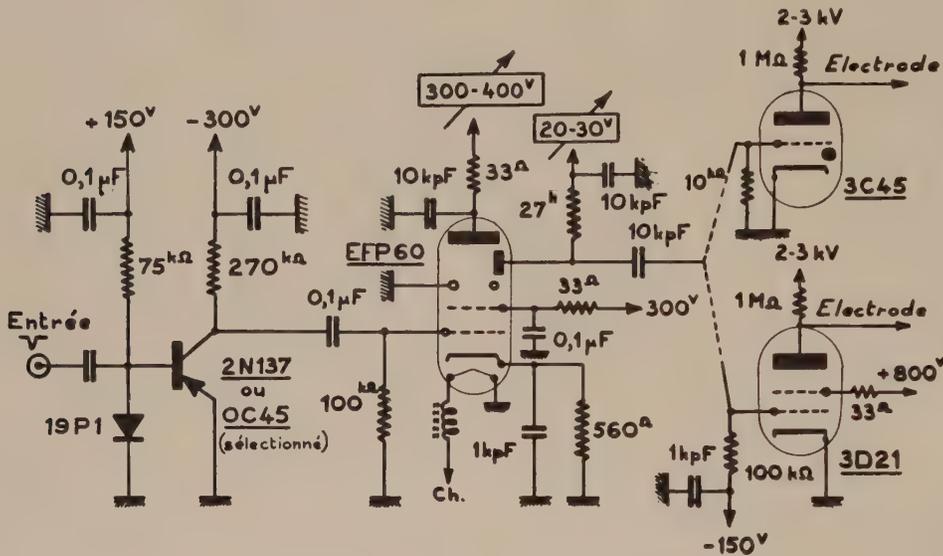


FIG. 1. — Circuit de commande d'un amplificateur de brillance.

successifs. Le premier est un circuit de déclenchement utilisant un transistor en zone d'avalanche. Le seuil est de 0,3 V et le signal de sortie présente un front de 25 V dont la durée peut atteindre 2 ns. Le retard par rapport au signal d'entrée dépend de la quantité dont ce dernier dépasse le seuil. Ceci est dû principalement à l'intégration du signal sur la base réelle, par suite de la résistance interne de base [2]. Il reste cependant inférieur à 7 ns. Le second étage est un amplificateur non inverseur utilisant un tube à émission secondaire. Le dernier étage enfin peut être soit un tube à vide d'émission (3 D 21), soit un thyatron à hydrogène (3 C 45). Dans ce dernier cas, le courant anodique présente un retard systématique par rapport au signal appliqué à la grille de commande, résultant du temps d'ionisation. Ce retard ne peut guère être réduit en deçà de 100 ns de sorte que le thyatron n'est utilisé que pour la fermeture de l'obturateur. Avec le tube à vide, le retard total entre le front de commande et l'impulsion de déclenchement est de l'ordre de 50 à 60 ns et correspond à un rapport d'amplitude de l'ordre de 10<sup>4</sup>.

2) Le deuxième dispositif [3] a pour but d'effectuer la discrimination en amplitude et le comptage d'impulsions provenant de détecteurs et pouvant être aussi rapprochées que 5 ns ou atteindre des fréquences de récurrence de 200 MHz. La discrimination d'amplitude à l'aide de circuits de déclenchement comportant une boucle de régénération n'est plus possible à ces fréquences par suite de la durée de restitution et des fluctuations du retard au déclenchement. La solution adoptée consiste à utiliser un amplificateur à seuil du type symétrique à cathodes couplées correctement compensé pour les signaux brefs et à en améliorer la pente de la caractéristique de transfert grâce à une amplification

beaucoup plus simple et définissant le seuil avec une meilleure précision grâce à l'emploi d'une caractéristique de transfert discontinue. Des essais actuellement en cours [4] ont déjà permis

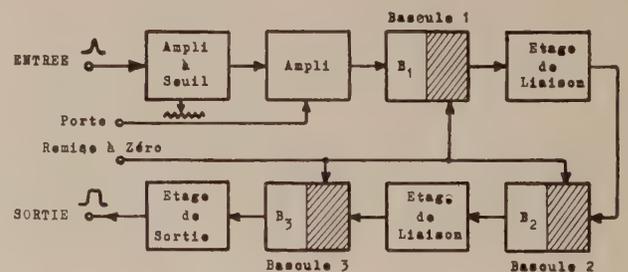


FIG. 2. — Discriminateur, échelle de 8. Schéma fonctionnel.

de réaliser des discriminateurs d'amplitude ayant des précisions de seuil de l'ordre du mV et des temps de résolution inférieurs à 15 ns.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. GOUYON. — Communication interne (C.E.A. Département d'Electronique).
- [2] A. LAVAITTE. — Rapport et note internes (C.E.A. Département d'Electronique).
- [3] J.P. DUCHEMIN. — Rapport interne (C.E.A. Département d'Electronique).
- [4] J. MEY et D. ZENATTI. — Notes internes (C.E.A. Département d'Electronique).

# Circuits impulsionnels fondamentaux à diodes tunnel

PAR

M.J. LACOUR

Section d'Electronique  
C.E.N., Grenoble

D'après les essais réalisés, nous pouvons noter le gros avantage que présentent les circuits impulsionnels à diodes tunnel sur leurs correspondants à transistors :

- d'une part, en ce qui concerne les performances obtenues ;
- d'autre part, en ce qui concerne la grande simplification des circuits qui en découle.

Les diodes tunnel sont, dès maintenant, disponibles en France à des prix raisonnables. On peut donc prévoir que ces circuits sont destinés à devenir rapidement d'un usage courant.

## 1. Le trigger

Il se compose d'une résistance en série avec une diode tunnel (fig. 1). Une construction graphique simple (fig. 2) montre qu'on obtient un trigger à deux seuils de déclenchement décalés qu'on

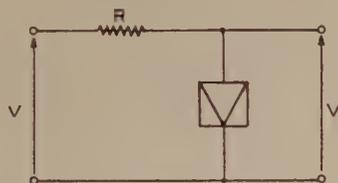


FIG. 1.

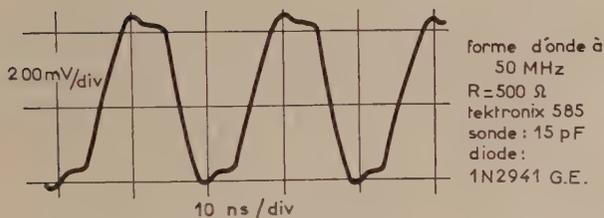


FIG. 2.

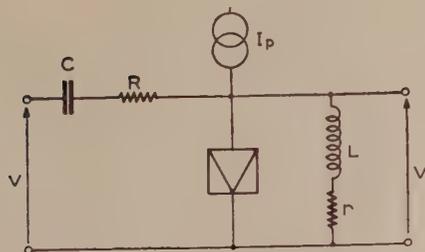


FIG. 4.

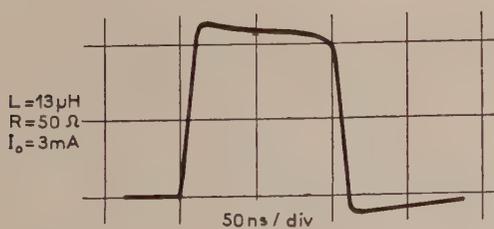


FIG. 6.

peut rapprocher du trigger de Schmitt. Le temps de montée, si la diode est attaquée en courant, est donné par la formule :

$$t_m = \left[ \frac{V_F - V_p}{I_p - I_v} \right] C$$

Pour les diodes 1 N 2941 et 1 N 2939 que nous avons utilisées, on arrive à des temps de commutation de l'ordre de 2 à 3 ns.

## 2. Le monovibrateur

La caractéristique d'entrée du monovibrateur est donnée sur la figure 5 (courbe 3). Elle ne présente pas de partie à résistance négative si on prend pour R une valeur suffisamment faible. Quel que soit le courant de polarisation I<sub>0</sub> choisi, il n'y aura seulement qu'un point de fonctionnement au repos possible.

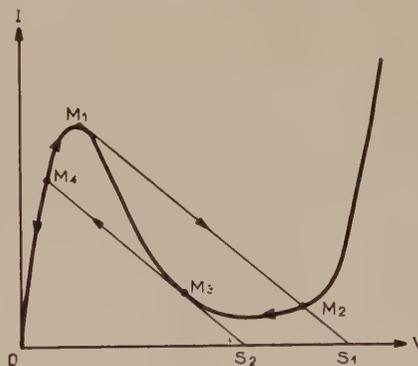


FIG. 3.

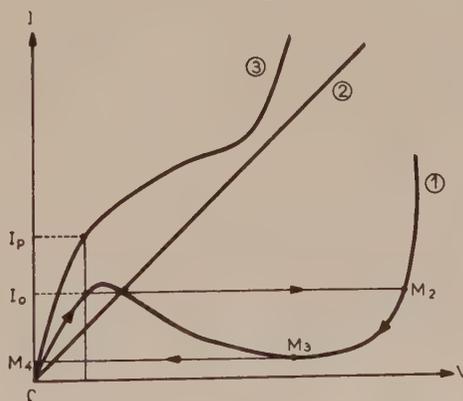


FIG. 5.

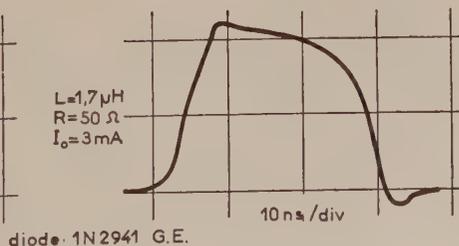


FIG. 7.

La durée du créneau de sortie est donnée par la formule :

$$\theta = \frac{L}{R+r} \log. \left[ 1 + \frac{I_p - I_v}{I_B - (I_p - I_v)} \right] \text{ avec } I_B = \frac{V_F - V_p}{R+r}$$

**3. Le bistable**

Le schéma de W.J. CHOW a été repris (fig. 8).

La caractéristique courant-tension de l'ensemble de 2 diodes

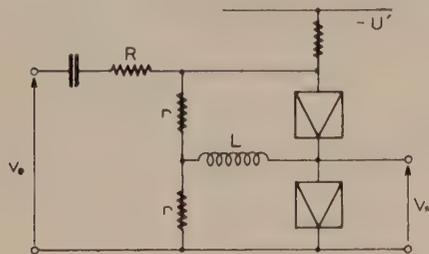


FIG. 8.

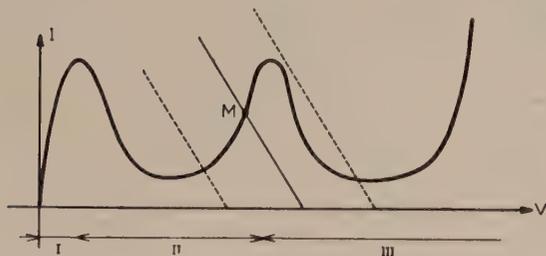


FIG. 9.

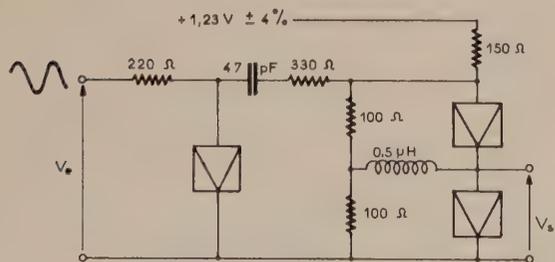


FIG. 10.

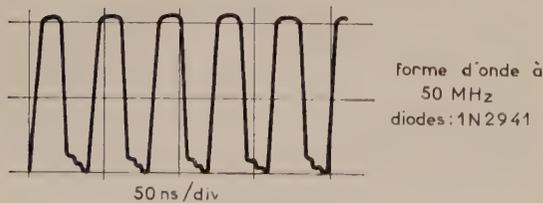


FIG. 11.

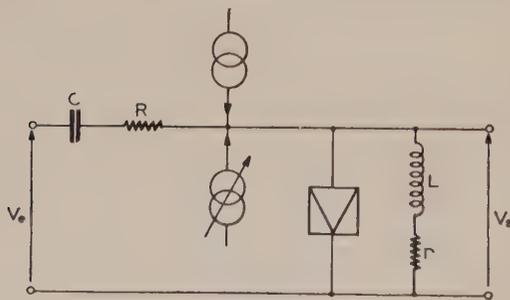


FIG. 12.

tunnel placées en série est donnée par la figure 9. L'ensemble est polarisé dans la zone II où une diode seulement peut basculer. La self L joue le rôle de mémoire.

**4. Le discriminateur d'amplitude**

La diode tunnel polarisée en inverse se comporte comme une très faible résistance.

Grâce à deux générateurs de courant, on peut polariser la diode en un point quelconque de AB (fig. 13).

$$I_{Amax} = 100 \text{ mA pour la 1 N 3150.}$$

$$I_{Amax} = 50 \text{ mA pour la 1 N 2941.}$$

La stabilité du seuil est liée à la stabilité du courant de pic  $I_p$ . Mesuré pour 4 diodes 1 N 2941 entre  $-20$  et  $+90^\circ \text{C}$ , on a trouvé un coefficient de température compris entre  $-2$  et  $-5 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ .

La linéarité du seuil est meilleure que 1 % sur près de 3 décades (fig. 14).

**Conclusion**

Il convient d'insister sur la grande simplicité des schémas obtenus.

Exemple : un bistable classique à transistors se compose de 12 éléments.

— un bistable à diodes tunnel se compose de 6 éléments seulement.

— et la surface nécessaire au câblage est réduite dans le rapport 4.

L'auteur tient à remercier MM. BEAUSSE et TROTTOT de leur active collaboration.

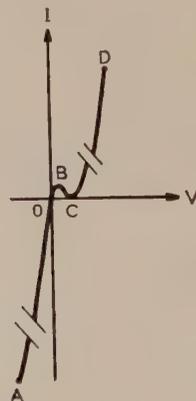


FIG. 13.

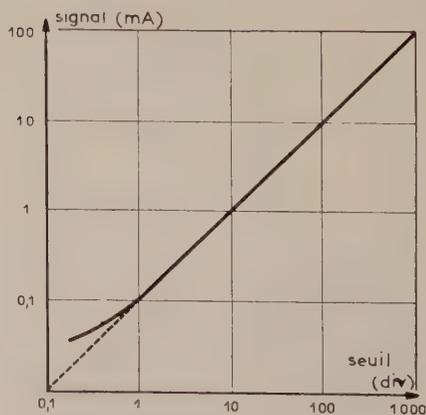


FIG. 14.

# Problèmes relatifs aux analyseurs en impulsions

## Analyseurs multidimensionnels fonctionnels

PAR

A. PAGES

S.P.N.B.E., C.E.N. Saclay (S.-et-O.) (\*)

Des travaux antérieurs [1, 2, 3] font état de la réalisation d'un analyseur-enregistreur à 2 voies de 63 canaux et fixent les traits principaux d'un enregistreur « multidimensionnel ». D'autres communications [4, 5] font état d'exemples d'utilisation.

Le travail en cours, effectué avec la collaboration de M. AVRIL et R. MOREAU, porte sur les points suivants :

- 1) Généralisation du langage codé standard : binaire parallèle,

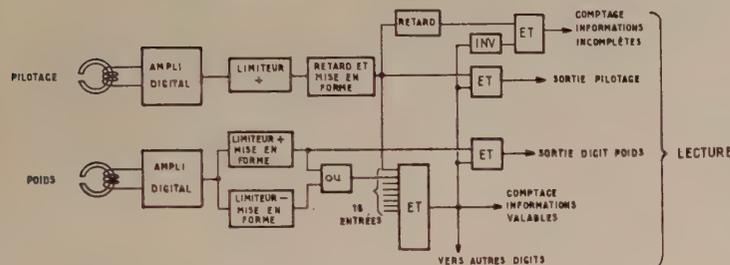
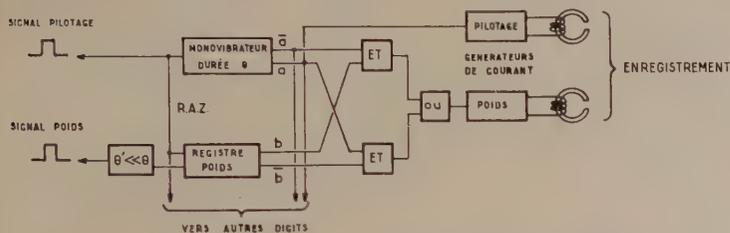


FIG. 1. — Enregistrement sur bande magnétique et lecture.

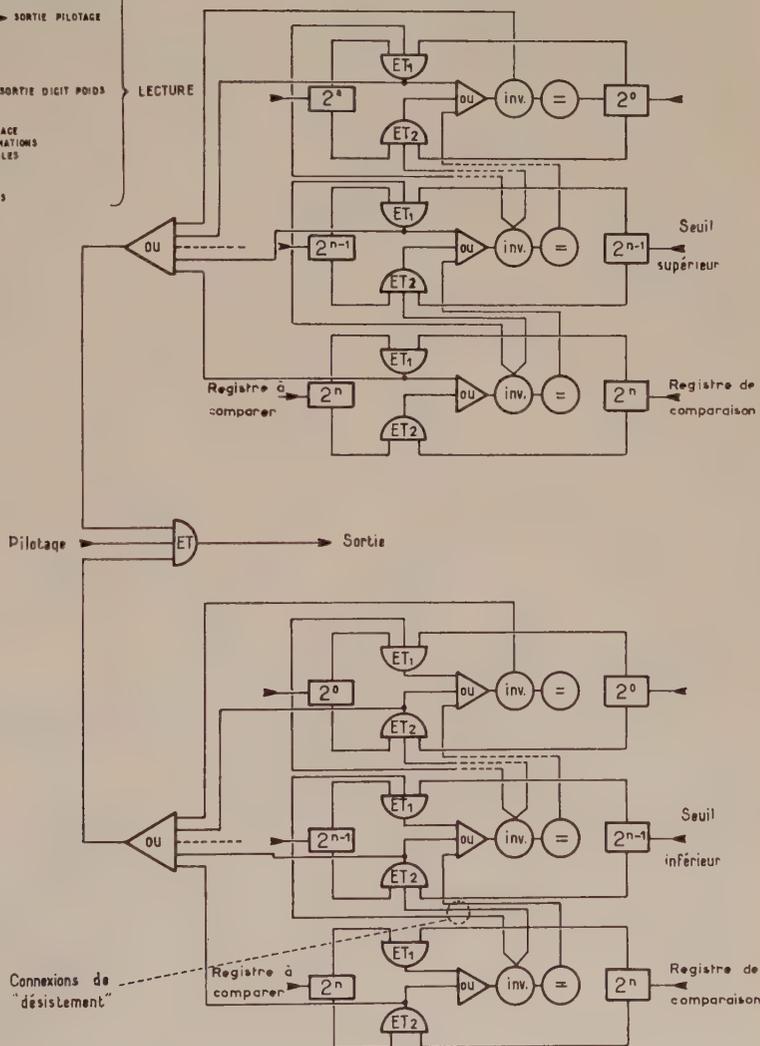


FIG. 2. — Ci-contre : Schéma synoptique du comparateur.

(\*) En l'absence de l'auteur, cette communication a été présentée et résumée par R. BALLINI (S.P.N.B.E., Saclay).

ou éventuellement série de 2 ou 4 informations en parallèle. Les « digits » sont répartis en « voies » au gré de l'utilisateur.

2) Réalisation d'un élément du « rythmeur », mémoire-tampon à plusieurs étages qui reçoit les informations en statistique et les restitue périodiquement. L'utilisation de diodes tunnel n'exige que de faibles courants d'attaque ; elle permet d'inscrire dans un étage pendant l'exploration d'un autre, et inversement.

3) Etude de l'inscription des informations sur une bande magnétique à 16 pistes par le procédé de « modulation de phase », une piste étant réservée au pilotage : le sens du changement d'état de saturation, sélectionné à la lecture par le signal de pilotage, signifie 1 ou 0 (fig. 1).

4) Réalisation d'un comparateur, formé d'éléments connectés digit par digit entre un registre porteur de l'information expérimentale et deux « registres de comparaison », où est inscrite une des conditions de transfert de la voie conditionnée [3]. La figure 2 représente les éléments qui se rapportent à une voie,

facile à séparer en coupant les « connexions de désistement » à ses extrémités.

Si plusieurs conditions de transfert sont inscrites successivement par un programmeur et numérotées sur des digits supplémentaires, il est possible de lire, au cours d'un seul passage, pour cette série de conditions. Associé à un calculateur, le comparateur se prête aussi à l'inscription de conditions faisant intervenir plusieurs voies de façon non indépendante.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. PAGES. — Colloque de la Société des Radioélectriciens, Paris, 1958, II, p. 283.
- [2] A. PAGES. — Demande de brevet 792 217 du 16 avril 1959.
- [3] A. PAGES. — J. Phys. Radium, 1960, 21, 475.
- [4] J. JULIEN. — *L'Onde Electrique*, 1961. Les études (sur 63 canaux) de réactions, produites par des neutrons d'énergie sélectionnée sur 1 023 canaux par temps de vol, seront effectuées avec un analyseur-enregistreur étudié par MM. AMRAM, GUILLOIN et THENARD de la section d'Electronique Générale (Saclay).
- [5] L. PAPINEAU. — *L'Onde Electrique*, 1961.

## Un discriminateur rapide à transistors (\*)

PAR

H. VERWEIJ

*Division de Physique Nucléaire. C.E.R.N. — Genève.*

Le discriminateur d'amplitude qui a été développé devait répondre aux desiderata suivants :

- sensibilité pour des impulsions rapides de faible amplitude (— 0,5 V, 10 à 20 ns) ;
- stabilité du seuil dans le temps ;
- insensibilité à la température ;
- insaturable ;
- pouvoir travailler à un taux de répétition élevé.

Avec les discriminateurs à tubes, on évite normalement le premier point en les faisant précéder d'un amplificateur. La sensibilité de ces types de discriminateurs peut être augmentée par un facteur 10 ou 100 en utilisant des diodes en série ou en parallèle.

La sensibilité du discriminateur décrit ici est déterminée par la sensibilité propre à son circuit de trigger.

Le schéma de principe est donné à la figure 1 et la disposition des éléments à la figure 2.

Ce discriminateur se compose d'un amplificateur à seuil variable ( $T_1$ ) d'un circuit de trigger à seuil fixe ( $T_2, T_3, T_4$ ) et d'un amplificateur de sortie ( $T_5$  et  $T_6$ ).

(\*) Une description complète sera publiée dans le « Nuclear Instruments and Methods ».

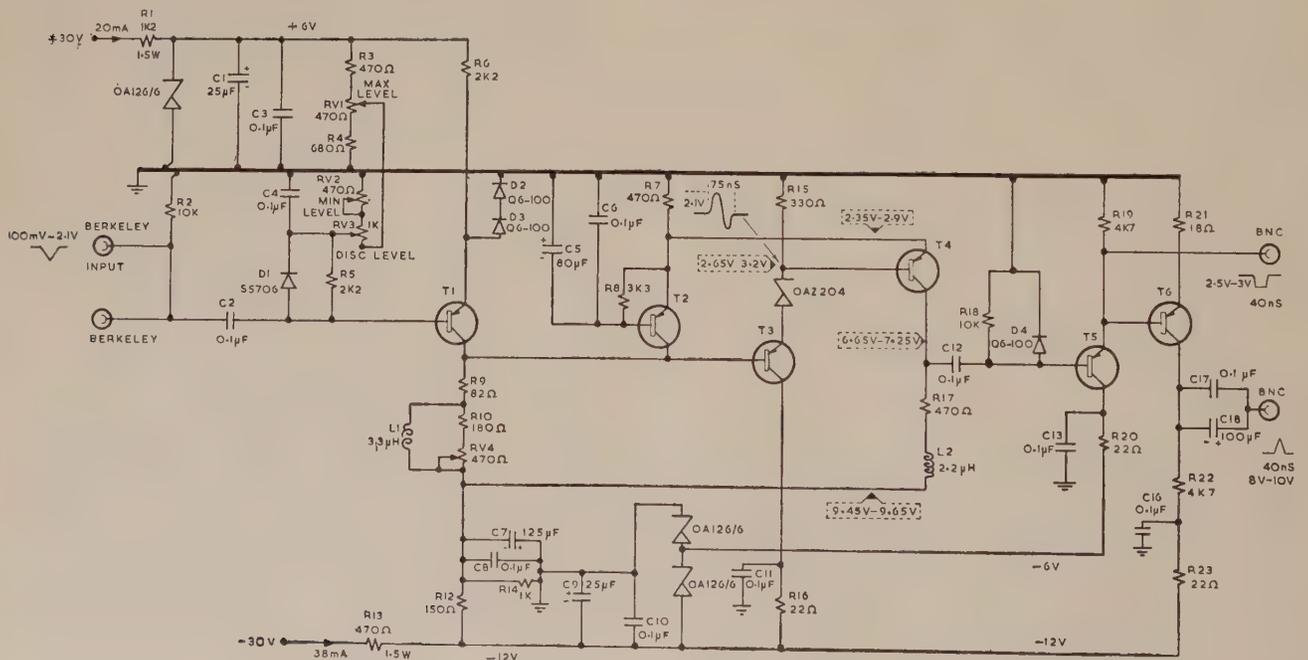


FIG. 1.

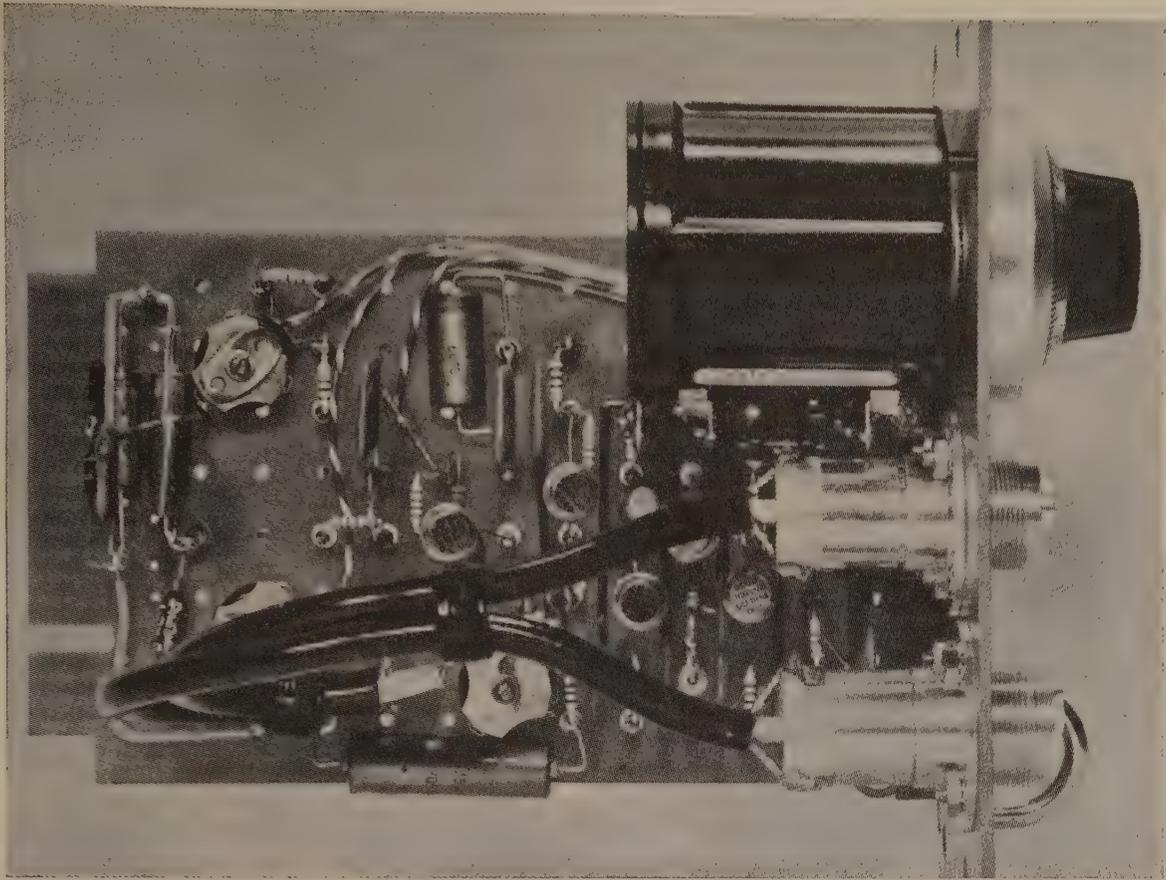


FIG. 2. — Câblage du discriminateur.

Les transistors utilisés sont des 2N 501 ou 2N 1500 disponibles dans le commerce.

On peut varier le seuil de discrimination depuis 100 mV jusqu'à 2,1 volts.

Un fonctionnement stable est obtenu jusqu'à un taux de répétition d'au moins 10 MHz.

Les impulsions de sortie sont de 2,5 à 3 V en négatif et 9 V en positif, toutes les deux sur 125 Ω.

## Mémoires magnétiques à lames minces

PAR

G. GRUNBERG

Section d'Electronique  
C.E.N., Grenoble

### 1. Exposé général

Après avoir situé les mémoires magnétiques à lames minces par rapport à d'autres types de mémoires rapides, nous avons donné leur principe de fonctionnement et rappelé que le faible temps de réponse (environ 1 ns) provenait d'une rotation cohérente de l'aimantation dans le plan de la lame [1, 2].

Nous avons indiqué que le temps d'accès des mémoires à lames minces était actuellement limité par les circuits associés. Toute amélioration de ces circuits, indispensable pour l'inscription et la lecture des signaux, diminuera d'autant le cycle de mémoire.

Deux difficultés ont cependant retardé l'industrialisation des mémoires à couches minces.

L'une a trait à la faible reproductibilité des caractéristiques magnétiques, et l'autre au rapport signal sur bruit nettement inférieur à celui des tores de ferrites [3].

Nous avons montré que pour provoquer un renversement cohérent de l'aimantation, les champs appliqués devaient obéir à certaines conditions. Celles-ci sont liées aux caractéristiques magnétiques de la lame et notamment à la valeur du champ coercitif et du champ d'anisotropie.

Compte tenu de la dispersion de ces caractéristiques, le mode de sélection « linéaire » (Word organized drive) doit être utilisé de préférence à la sélection par courants coïncidents [4].

Nous avons ensuite examiné le problème du rapport signal sur bruit, qui se pose de façon plus aiguë que pour les tores de ferrite. Les courants nécessaires pour renverser l'aimantation sont en effet du même ordre alors que le signal utile est environ vingt fois plus petit.

Il est cependant possible de diminuer les signaux parasites provenant du couplage entre conducteurs de commandes et conducteur de prélèvement en déposant directement la couche

magnétique sur un support métallique. (Par exemple Aluminium réf. 3.) Le support sert alors de conducteur de retour pour la ligne de prélèvement, ce qui diminue la surface offerte au flux parasite.

Finalement nous avons décrit une réalisation récente [3] qui laisse prévoir l'apparition dans un proche avenir de mémoires d'une durée de cycle de 100 ns, et d'une capacité de l'ordre de 1 000 mots.

**2. Essais effectués**

Dans le cadre d'une étude commencée sur ce sujet, nous avons été amenés à réaliser deux équipements, l'un destiné au relevé des cycles d'hystérésis, et l'autre à la mesure du temps de basculement des lames minces dans le domaine de la nanoseconde.

**APPAREILLAGE DE RELEVÉ DES CYCLES D'HYSTÉRÉSIS (fig. 1)**

Le relevé du cycle permet de sélectionner les lames préparées et de mesurer le champ coercitif ainsi que le champ d'anisotropie.

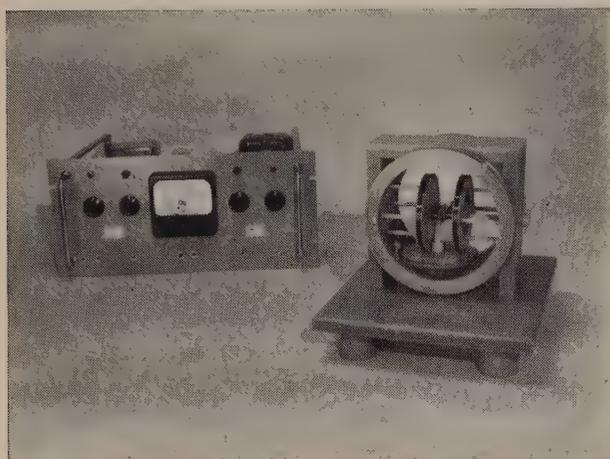


FIG. 1. — Appareillage de relevé des cycles d'hystérésis.

L'appareillage est classique dans sa conception [5]. Il permet d'observer des cycles sur des lames ayant un flux égal ou supérieur à  $5 \cdot 10^{-11}$  Vs (ce qui correspond pour une lame de fer de  $1 \text{ cm}^2$  à une épaisseur de 25 Å).

Il se compose essentiellement de deux paires de bobines qui créent deux champs magnétiques uniformes, l'un alternatif et l'autre continu, orientés perpendiculairement l'un par rapport à l'autre dans le plan de la lame.

La lame, placée sous une bobine de prélèvement, peut être tournée d'un angle repérable par rapport aux champs magnétiques.

La figure 2 montre deux cycles types, l'un suivant l'axe de facile aimantation (cycle rectangulaire), et l'autre dans la direction perpendiculaire.

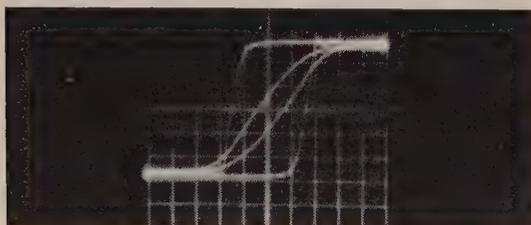


FIG. 2. — Sens horiz. : 1 Oe/cm  
Lame n° 22.2 2600 Å épaisseur  
 $H_c = 1,5 \text{ Oe}$   
 $H_k = 3 \text{ Oe}$

**APPAREILLAGE DE MESURE DES TEMPS DE BASCULEMENT (fig. 3)**

Le montage est analogue à celui de la référence [6]. Il consiste en un générateur d'impulsions à temps de montée rapide (0,5 ns) qui produit deux impulsions successives, l'une positive et l'autre négative. La première impulsion fait basculer la lame et la deuxième la ramène à l'état initial.

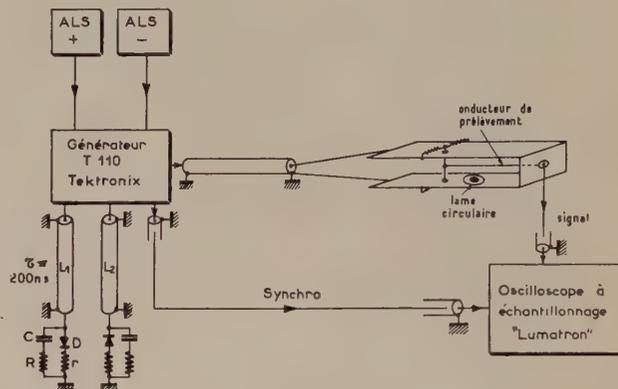


FIG. 3.

La lame est placée dans une ligne "strip" court-circuitée à son extrémité. Les deux circuits placés en bout des lignes  $L_1$  et  $L_2$  absorbent l'impulsion de retour.

Le flux longitudinal est prélevé par deux boucles montées en opposition de façon à annuler le flux dans l'air. La lame induit le flux utile dans une seule des deux boucles.

Deux bobines en position de Helmholtz permettent d'appliquer un champ continu transversal.

La figure 4 montre l'impulsion observée avec ce montage sur un oscilloscope à échantillonnage Lumatron.

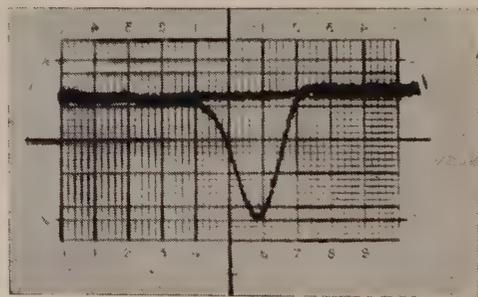


FIG. 4.

Enfin un équipement permettant des mesures en impulsions point par point dans le plan de la lame est en cours de montage.

Nous tenons à remercier M. MONTMORY pour la préparation des lames et MM. CABAU et RIOU pour la réalisation des divers montages.

**BIBLIOGRAPHIE**

[1] RAJCHMAN. — *Proceedings of the I.R.E.* Jan. 61, pp. 104-127.  
[2] SMITH. — *Journal of Applied Physics*, vol. 29, n° 3, pp. 264-273.  
[3] BRADLEY. — *Journal British of I.R.E.*, vol. 20-10, pp. 765-784.  
[4] A. V. POHM. — *I.R.E. Transactions on E.C.* Sept. 60, pp. 308-314.  
[5] D.D. STASSBERG. — *Rapport Lincoln Lab.*, 51-10.  
[6] DIETRICH, PROBSTER, WOLF. — *I.B.M. Journal*, vol. 4, n° 2, pp. 189-196.

# Deux exemples de détecteurs à faible temps de résolution

PAR

Lydie KOCH

Service d'Electronique Physique — Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Les détecteurs rapides de particules nucléaires dont dispose le physicien à l'heure actuelle, sont d'une part les détecteurs CERENKOV et à scintillation et, d'autre part, les semiconducteurs.

## 1. Scintillateurs gazeux

Nous ne parlerons ici que des scintillateurs gazeux ; les caractéristiques des détecteurs CERENKOV sont données par ailleurs [1]. Parmi les gaz rares, le xénon est le scintillateur donnant le meilleur rendement, égal à celui de INa(Tl) pour les rayons  $\alpha$  si on utilise un convertisseur de lumière de diphénylstilbène, dix fois plus faible sans convertisseur [2].

La scintillation du xénon à la pression de 760 mm Hg est caractérisée par une émission rapide, inférieure à  $2 \cdot 10^{-9}$  s et qui représente 30 % de photons émis, et une émission lente due au transfert d'énergie des atomes excités métastables vers les impuretés. Ce temps de transfert dépend fortement de la concentration d'impuretés et est de l'ordre de  $2 \cdot 10^{-7}$  s pour le xénon de pureté spectroscopique.

Le temps de scintillation rapide s'obtient en enregistrant sur un oscillographe approprié l'impulsion de courant obtenue sur l'anode d'un photomultiplicateur rapide observant les scintillations (fig. 1). Quelques unes de ces impulsions sont représentées sur la figure 2. Leur largeur à mi-hauteur est égale à 3,2 ns ; déduction

Dans ce but, un détecteur de neutrons permettant un taux de comptage de  $10^7$  par seconde a été mis au point avec la collaboration de R. BOMAL, J. MEY et E. PICARD.

## 2. Détecteurs à jonction p-n

Ce sont des chambres d'ionisation dans l'état solide, en général en silicium, dont le volume sensible est compris, à l'heure actuelle, entre 1 et 100 mm<sup>3</sup>.

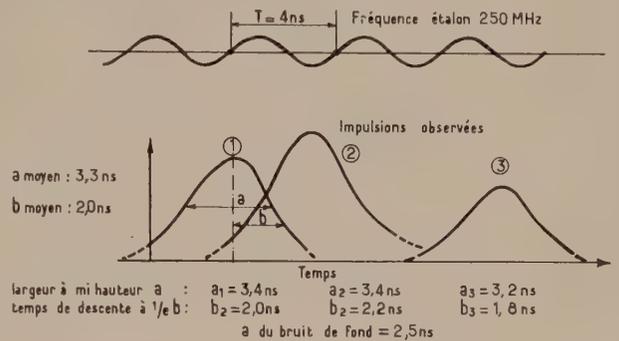


FIG. 2. — Forme des impulsions de courant anodique provenant de l'excitation du xénon pour les rayons  $\alpha$ .

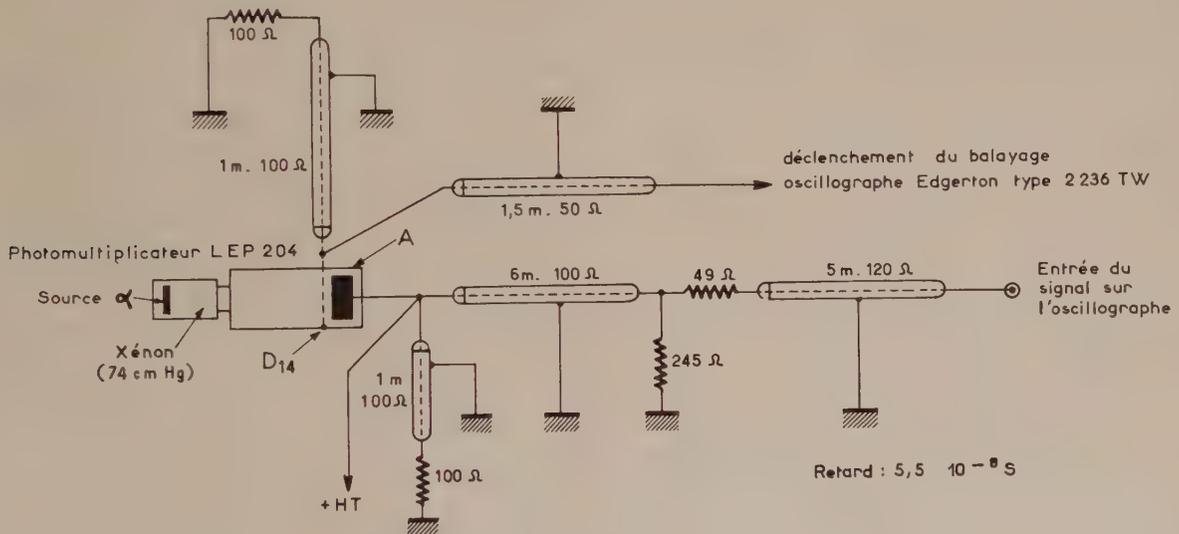


FIG. 1. — Schéma du montage électronique utilisé pour la mesure des courtes durées de vie.

faite des fluctuations statistiques liées à l'ensemble du dispositif de mesure, le temps de scintillation trouvé est :  $2.2 \pm 0,3$  ns.

Les applications en cours de développement sont :

1) la détection d'un événement très rare au milieu d'un nombre très grand d'événements parasites (fission des éléments radioactifs  $\alpha$  à vie courte) ;

2) l'étude d'un phénomène transitoire rapide (étude cinétique des réacteurs nucléaires [3], digitalisation du contrôle des réacteurs rapides).

La mobilité électronique dans le silicium et dans les gaz étant du même ordre de grandeur et les parcours des particules étant environ 1 000 fois plus faibles dans le silicium on doit s'attendre à ce que les détecteurs à jonction PN soient 1 000 fois plus « rapides » que les chambres d'ionisation à gaz.

Une coupe du détecteur est représentée sur la figure 3. Dans la région de charge d'espace règne un champ électrique de l'ordre de  $10^3$  V/cm.

Lorsqu'une particule nucléaire perd E eV dans le silicium il apparaît un nombre de paires électron-trou égal à E/3,5.

1) Les paires créées dans la région de charge d'espace sont collectées par le champ électrique en un temps qui dépend uniquement des caractéristiques électroniques du matériau.

Dans le cas du silicium ce temps s'exprime par :

$$t = 0,026 \frac{1}{\mu N}$$

$t$  en secondes,

$\mu$  mobilité en  $\text{cm}^2 \cdot \text{V} \cdot \text{s}$ ,

$N$  concentration par  $\text{cm}^3$  des impuretés non compensées.

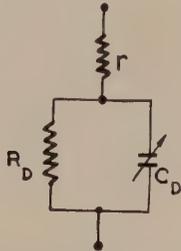


Schéma électrique équivalent

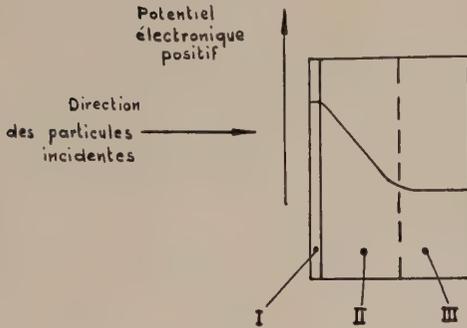


Fig. 3. — Détecteur à jonction n-p.

I : Fine couche diffusée "couche morte" type M

II : Région de charge d'espace

III : Région équipotentielle de type P

Le tableau ci-dessous indique quelques ordres de grandeur

$N \text{ cm}^{-3}$	$\rho \Omega \text{ cm}$	$d$ microns	$E\alpha$ MeV	$t$ s électrons	$t$ s trous
$10^{15}$	13	13	3	$2,2 \cdot 10^{-11}$	$6 \cdot 10^{-11}$
$10^{14}$	130	50	8	$2,2 \cdot 10^{-10}$	$6 \cdot 10^{-10}$
$10^{13}$	1300	200	20	$2,2 \cdot 10^{-9}$	$6 \cdot 10^{-9}$
$10^{12}$	13000	800	40	$2,2 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-8}$

$E\alpha$  est l'énergie des rayons  $\alpha$  dont le parcours est égal à  $d$ .

Ceci est valable pour toutes les particules nucléaires sauf les particules de fission, le plasma de grande densité créé le long de la trajectoire faisant écran au champ électrique et diminuant d'un facteur 10 environ le temps de collection calculé [4].

2) Les paires créées hors de la région de charge d'espace diffusent, et une partie d'entre elles atteignent la région de charge d'espace en un temps d'autant plus grand qu'elles ont été créées à une distance plus grande de la barrière (environ  $1 \mu\text{s}$  pour  $50 \mu$  dans le silicium). Ceci permet de discriminer facilement les particules s'arrêtant dans la barrière de celles qui la dépassent [5] et [6].

Lorsqu'on règle la d.d.p. appliquée au cristal pour réduire les "parois" au minimum (ce qui est réalisable à  $0,01 \mu$  près) des mesures d'ionisation spécifique pour les particules de très grande énergie sont possibles [7]. Par exemple dans  $200 \mu$  de silicium une particule chargée une fois, au minimum d'ionisation, perd environ 100 keV. L'impulsion correspondante aura un temps de montée égal à  $10^{-9}$  s et pourra être mesurée avec un rapport signal sur bruit égal à 20 par une chaîne électronique à faible bruit (soit 5 keV pour une capacité à l'entrée égale à 50 pF). Notons qu'avec un matériau semiconducteur à large bande interdite et dans lequel la concentration d'impuretés est très faible, la présence d'une jonction PN n'est plus nécessaire [8] et [9].

**Conclusions**

Les détecteurs à jonction PN de silicium sont donc beaucoup plus rapides que les chambres d'ionisation ; pour la détection des particules lourdes de moyenne énergie ils concurrenceront les détecteurs à scintillation car ils sont à la fois rapides et linéaires. Cependant, l'utilisation de ces temps de réponse rapide ne deviendra effective que lorsque des amplificateurs à large bande et à faible bruit utilisant des diodes tunnels ou paramétriques auront été réalisés.

**BIBLIOGRAPHIE**

[1] R. MEUNIER. — Colloque sur l'Electronique " Rapide " et ses applications en physique nucléaire C.E.N. Grenoble 9-10 Février 1961.  
 [2] L. KOCH. — Thèse Paris, 1959.  
 [3] O. TRETIAKOFF. — Colloque sur l'Electronique " Rapide " et ses applications en physique nucléaire. C.E.N. Grenoble, 9-10 Février 1961.  
 [4] G.L. MILLER. — I.R.E. Transactions on nuclear science, NS-7, n° 2-3, 1960, 185.  
 [5] L. KOCH, J. MESSIER et Q. KERNS. — J. of. Elec. Contol, 8, n° 4, 1960, 289.  
 [6] G. AMSEL, P. BARUCH, O. SMULKOVSKI. — J. of Nucl. Inst., 8, 1, 1960.  
 [7] G.L. MILLER, B.M. FOREMAN and LUKE, C.L. YUAN. — I.R.E. Transactions on Nuclear Science, NS-8, 1961 Janv., n° 1.  
 [8] W.R. HARDING, C. HILSUM. — Nature, 1960, 4735.  
 [9] J.D. VAN PUTTEN, J.C. VANDER VELDE. — I.R.E. Transactions on Nuclear Science NS-8, 1961, Janvier, n° 1.

## Les photomultiplicateurs rapides et la précision de leur réponse en temps

PAR

B. AGRINIER, Y. KOEHLIN et A. RAVIART

Section d'Etude des Appareils d'Electronique Physique  
 Service d'Electronique Physique. C.E.N. Saclay

On sait que les photomultiplicateurs rapides ont été conçus pour permettre la détermination de l'instant de passage d'une particule nucléaire dans un scintillateur avec le plus de précision possible.

Nous résumons brièvement dans le tableau I les caractéristiques

essentielles de l'impulsion anodique des photomultiplicateurs 56 AVP DARIO et 6810 R.C.A. [1].

On peut voir que la largeur à mi-hauteur des impulsions anodiques est de l'ordre de quelques nanosecondes. La réponse en fréquence de ces photomultiplicateurs est de plus de 100 MHz

TABLEAU I

Caractéristiques de l'impulsion anodique des photomultiplicateurs 56 AVP Dario et 6810 R.C.A. pour un gain de  $5 \cdot 10^8$  environ

Réponse à :	56 AVP			6810 R.C.A.		
	Ampli. crête mA	temps de montée (ns)	largeur à mi-haut. (ns)	Ampli. crête mA	temps de montée (ns)	largeur à mi-haut. (ns)
1 photoélectron	10 — 100	$2,2 \pm 0,1$	$3,2 \pm 0,1$	25 — 50	$2,6 \pm 0,4$	$4,0 \pm 0,8$
Cerenkov 100 photons environ	100 — 600	$2,2 \pm 0,1$	$3,2 \pm 0,1$	100 — 200	$2,8 \pm 0,4$	$4,0 \pm 10,0$
Scintillateur plastique 300 photons environ	200 — 600	$2,8 \pm 0,1$	$5,8 \pm 0,2$	130 — 250	$3,5 \pm 0,4$	$10,8 \pm 0,2$

pour le 56 AVP et 80 MHz environ pour le 6810 R.C.A., le courant crête de sortie atteignant respectivement 100 mA et 40 mA.

On peut cependant utiliser ces photomultiplicateurs dans des conditions telles qu'ils donnent une indication de temps avec une précision supérieure à celle qu'on attendrait au vu de leur bande passante. C'est que la largeur  $2\lambda$  de l'impulsion anodique provient surtout des fluctuations de temps de transit dans les étages interdynodes du multiplicateur et ne correspond pas aux variations de temps de transit total entre l'émission du photoélectron et l'arrivée du centre de gravité du paquet d'électrons correspondant sur l'anode. On peut remarquer en effet d'après GATTI [2] que ce temps de transit présente une dispersion  $\varepsilon_{ph}$  nettement inférieure à  $\lambda$  et de l'ordre de 0,4 ns, et qui peut même atteindre 0,1 ns dans le cas où plusieurs photoélectrons sont arrachés simultanément de la cathode.

Dans le but d'utiliser cette propriété pour mesurer l'instant d'émission de photons individuels dans le domaine visible [3, 4] nous avons précisé expérimentalement la valeur de  $\varepsilon_{ph}$  dans le photomultiplicateur 56 AVP en éclairant le centre de sa photocathode par les étincelles d'un relais à mercure CLARE.

Nous avons alors mesuré par rapport à l'impulsion électrique du relais le retard du centre de gravité des impulsions anodiques

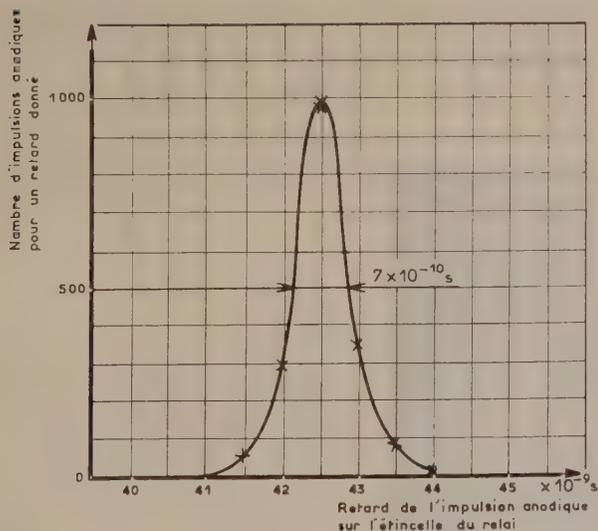


FIG. 1. — Distribution des retards des impulsions anodiques d'un photomultiplicateur 56 AVP sur l'étincelle d'un relais à mercure.

On s'assure que le photomultiplicateur 56 AVP n'émet qu'un seul photoélectron par étincelle du relais CLARE. L'impulsion anodique correspondante est cataloguée par son retard sur l'impulsion électrique du relais. Le spectre des retards que l'on voit sur la figure 1 représente la forme de l'étincelle élargie par les variations du temps de transit dans le photomultiplicateur 56 AVP.

correspondant à un seul photoélectron arraché à la cathode par l'étincelle.

La courbe de fréquence des retards que l'on voit figure 1 et dont la largeur à mi-hauteur est de 0,6 ns, reproduit la loi d'émission de l'étincelle, élargie par les variations de temps de transit  $\varepsilon_{ph}$  dans le photomultiplicateur.

Comme la durée de l'étincelle du relais CLARE est certainement inférieure à la ns [5] on en déduit que  $\varepsilon_{ph}$  est certainement inférieur à 0,3 ns [6].

Nous avons mesuré l'influence des tensions des électrodes de l'optique d'entrée sur la largeur  $\varepsilon$  de la courbe de la figure 1. La figure 2 montre que  $\varepsilon$  croît avec le potentiel de l'électrode de

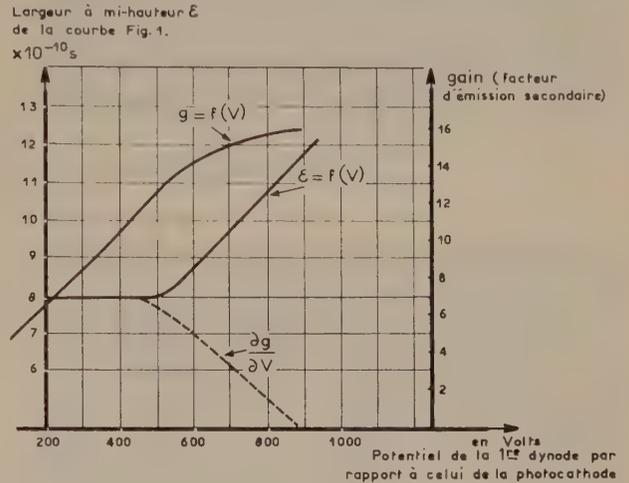


FIG. 2. — Variation de la largeur  $\varepsilon$  de la courbe de la figure 1 en fonction des potentiels des électrodes de focalisation et de déflexion du 56 AVP.

La largeur à mi-hauteur  $\varepsilon$  de la distribution des retards des impulsions anodiques présente un minimum pour des valeurs négatives des potentiels des électrodes de focalisation et de déflexion.

Le potentiel de l'électrode de déflexion est pris par rapport à celui de la première dynode dont la valeur est de 500 volts par rapport à la photocathode.

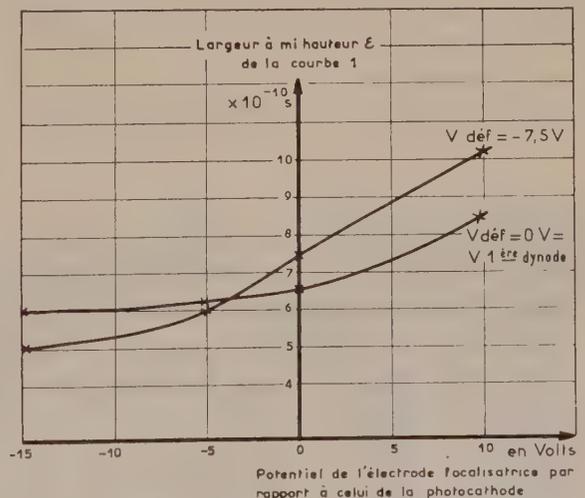


FIG. 3. — Variations de la largeur à mi-hauteur  $\varepsilon$  de la courbe de la figure 1 en fonction du potentiel de la première dynode par rapport à celui de la photocathode.

La largeur à mi-hauteur  $\varepsilon$  de la distribution des retards des impulsions anodiques présente une brusque augmentation lorsque le potentiel de la première dynode dépasse 500 volts. La pente  $\frac{dg}{dV}$  de la courbe du gain de la dynode  $g = f(v)$  présente une allure analogue en accord avec une thèse de WRIGHT selon laquelle les fluctuations sur  $g$  ne suivent plus la loi de Poisson aux alentours du maximum de la courbe  $g = f(v)$  et deviennent plus importantes.

focalisation, et la figure 3 montre l'action du potentiel  $V$  de la première dynode, la focalisation étant réglée à  $-2\%$  de  $V$ .

$\varepsilon$  augmente avec  $V$  au delà de 500 volts, ce qui est contradictoire avec l'apparition de champs plus intenses à la surface de la photocathode ainsi que de temps de transit plus faibles dans l'optique d'entrée. Il est alors possible que l'augmentation de  $\varepsilon$  soit due à des fluctuations plus grandes sur le gain  $g$  de la première dynode.

En effet on peut constater sur la figure 3 que la pente de la courbe  $g = f(v)$  pour les surfaces en Ag-Mg affecte la même allure que la variation  $\varepsilon = f(v)$  ce qui semblerait en accord avec un effet cité par G.T. WRIGHT [7] selon lequel la variance  $(\varepsilon g)^2$  ne suivrait plus la loi de Poisson  $[(\varepsilon g)^2 = g]$  lorsqu'on approche du maximum de la courbe  $g = f(v)$  mais deviendrait supérieure à  $g$ .

## Conclusion

Ces résultats donnent une idée de la précision que l'on peut attendre des mesures de temps effectuées sur des photons individuels à l'aide de photomultiplicateurs rapides comme le 56 AVP, précision qui est de l'ordre de 0,3 ns.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. CERNIGOI, I. GABRIELLI et G. IERNETTI, — *Nucl. Instr. and Meth.*, 9, 3, 303-1960.
- [2] GATTI et SVELTO, — *Nucl. Instr. and Meth.*, 4, 4 (1959).
- [3] Y. KOEHLIN, — *Comptes rendus Académie des Sciences, Séance du 19-12-1960.*
- [4] S. HERON et al. — *Proc. Roy. Soc.*, 234, 565 (1956).
- [5] O. KERNS, F.A. KIRSTEN et G.C. COX, — *R.S.I.* 30, 1 (1959).
- [6] B. AGRINIER et A. RAVIART, — *Comptes Rendus Académie des Sciences. Séance du 20-2-1961.*
- [7] G.T. WRIGHT, — *J.S.I.* 31, 377, (1954).

# Expérimentation d'une chambre à étincelles

PAR

B. AGRINIER, B. MOUGIN, B. PARLIER

*Section d'Etude des Appareils d'Electronique Physique  
Service d'Electronique Physique. C.E.N., Saclay*

Depuis l'été 1960 un nouveau détecteur de particules ionisantes de haute énergie, la chambre à étincelles, est apparu autour des grands accélérateurs, notamment à Berkeley [1, 2]. Déjà plusieurs auteurs avaient signalé la possibilité de visualiser la trajectoire d'une particule ionisante dans une chambre à étincelles [3, 4].

Le principe de fonctionnement de ce détecteur (impulsion brève de haute tension appliquée entre des plateaux parallèles immédiatement après le passage de la particule dans la chambre) nous rappelle celui de la chambre de Wilson, mais la chambre à étincelles présente sur cette dernière un avantage considérable, sa « rapidité » (temps de sensibilité et temps mort pouvant être inférieurs respectivement à la microseconde). Par rapport à la chambre à bulles nous gagnons un facteur 1 000 en « rapidité » avec en plus l'avantage de pouvoir déclencher la chambre sur l'événement intéressant.

La chambre que nous avons construite (fig. 1) comporte 6 plateaux de 2 mm d'épaisseur et 50 cm<sup>2</sup> de surface utile en acier

inoxydable, polis mécaniquement, espacés de 8 mm. Ils sont alternativement réunis 3 par 3 par des entretoises en laiton qui assurent le contact électrique et le soutien mécanique. La chambre est placée dans une enceinte en pyrex remplie de néon à la pression atmosphérique.

L'impulsion de haute tension est fournie par une capacité de 1 000 pF portée à 10 kV environ qui se décharge dans une résistance de 100 ohms mise en parallèle sur les plateaux de la chambre (fig. 2). La décharge est commandée par un thyatron à hydrogène 5 C 22. L'ensemble thyatron-capacité est montée dans une enveloppe coaxiale mise à la masse. La grille du thyatron est commandée par un trigger déclenché lui-même par deux photomultiplicateurs 56 AVP en coïncidence mis de part et d'autre de la chambre. Le trigger est constitué par une EFP 60 dont l'anode est portée à 1 000 volts et dont la dynode délivre dans une impédance de 5 000 ohms une impulsion positive de 300 volts montant en 20 nanosecondes [5].

La réduction du retard au déclenchement du thyatron est un

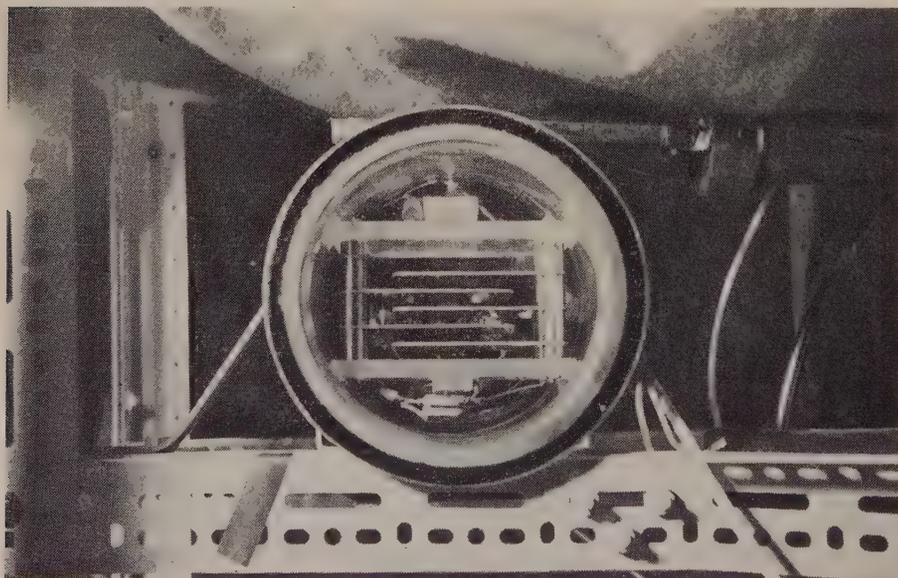


FIG. 1. — La chambre à étincelles disposée pour la visualisation du rayonnement cosmique. On distingue au dessus de la chambre un des deux ensembles scintillateur - photomultiplicateur du télescope de déclenchement de la chambre.

des problèmes importants posé par l'électronique de la chambre. En effet le temps de sensibilité et l'efficacité de la chambre sont étroitement liés à ce délai ainsi qu'au champ de balayage continu appliqué en permanence entre les plateaux.

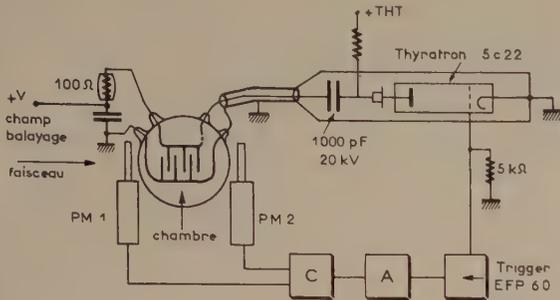


FIG. 2. — Electronique de la chambre à étincelles.

Un autre problème qui se pose pour les chambres de grandes dimensions est l'étude de la géométrie des plateaux et des connexions de manière à constituer une structure distribuée et à adapter convenablement le circuit de décharge du thyatron.

Les photos que nous montrons (fig. 3 et 4) ont été obtenues dans un faisceau parasite de mésons  $\pi^-$  du Synchrotron SATURNE.

Lorsque la trajectoire des particules fait un angle inférieur à  $30^\circ$  par rapport à la direction perpendiculaire aux plateaux, les étincelles ont tendance à suivre cette trajectoire. La largeur des étincelles étant de 1 mm environ, nous pouvons espérer dans une grande chambre, une précision angulaire pour les faibles angles de l'ordre de  $1^\circ$ .

Pour les angles de trajectoire supérieurs à  $40^\circ$  les étincelles éclatent perpendiculairement aux plateaux et de ce fait la précision angulaire devient plus mauvaise.

Actuellement nous poursuivons l'étude de la chambre expérimentale et notamment de son temps de sensibilité en fonction du champ de balayage et du retard de l'impulsion de haute tension, de son efficacité en fonction de la tension appliquée et enfin de son temps mort, temps après lequel on peut à nouveau pulser la chambre sans que les étincelles se rallument.

Les premiers résultats sont très encourageants. La faible précision angulaire pour les grands angles de diffusion ainsi que la difficulté de reconnaître des particules de différentes natures, sont des limitations à son emploi. Mais ses qualités de « rapidité » et le fait qu'elle puisse être « déclenchée » en feront certainement un outil de grande valeur pour les physiciens des hautes énergies. Aussi projetons nous actuellement d'en construire une de dimensions beaucoup plus importantes que celle décrite ici.

## Fluctuations d'amplitude des impulsions délivrées par les photomultiplicateurs 56 AVP

PAR

P. RAIMBAULT et A. PASCAL

Département d'Electronique, C.E.N. Saclay, (S.-et-O.)

Cet exposé a pour but de préciser la valeur des fluctuations d'amplitude des impulsions anodiques du photomultiplicateur 56 AVP.

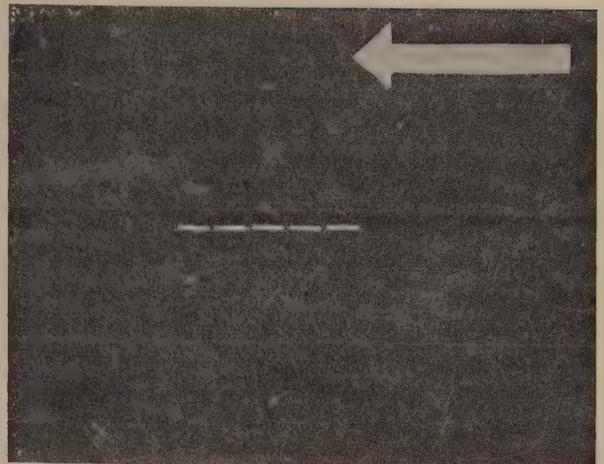


FIG. 3. — Trace donnée par un méson  $\pi^-$  du synchrotron Saturne traversant les plateaux perpendiculairement. La flèche indique la direction du faisceau.

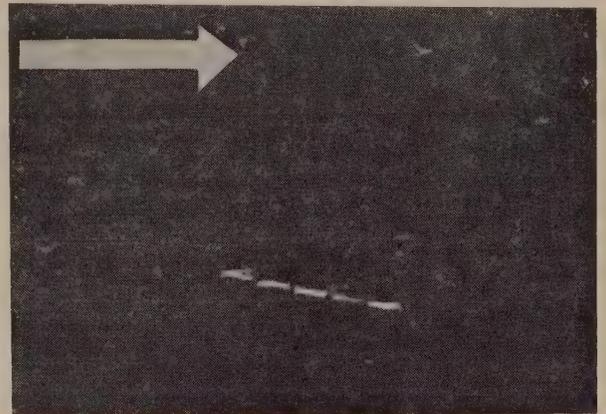


FIG. 4. — Trace d'un  $\pi^-$  faisant un angle d'environ  $10^\circ$  avec la direction perpendiculaire aux plateaux. Les étincelles suivent encore très bien la trajectoire de la particule. D'autre part une collision s'est produite dans le premier plateau se traduisant par une fourche dans le premier intervalle.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] E.F. BEALL, B. CORK, P.G. MURPHY, W.A. WENZEL. — *L.R.L. Berkeley*, UCRL 9313, 1<sup>er</sup> Août 1960.
- [2] J.W. CRONIN, G. RENNINGER. — Princeton University. — Technical Report, 15 Septembre 1960.
- [3] T.E. CRANSHAW, J.F. DE BEER. — *Nuovo Cimento*, V, 1107 (1957).
- [4] S. FUKUI et S. MIYAMOTO. — *Nuovo Cimento*, XI, n° 1, 113, (1959).
- [5] T. COFFIN, R.L. GARWIN, S. PERMAN, L.M. LEDERMAN, A.M. SACHS. — *Phys. Rev.* 109, 973 (1958).

Les détecteurs à scintillation peuvent être utilisés pour les mesures des intervalles de temps. A ce propos on suppose généralement que l'électronique utilisée définit le temps auquel a eu

lieu l'événement comme l'instant où l'impulsion anodique atteint un certain seuil, ou comme l'instant correspondant au centre de gravité de la fraction d'impulsion utilisée. La définition d'un instant à l'aide d'une impulsion électrique est donc fonction de l'amplitude maximale et du temps de montée de l'impulsion. Or le signal est soumis à des fluctuations d'amplitude qu'il est intéressant d'évaluer du fait qu'elles occasionnent une incertitude sur le temps défini précédemment.

**Principe de la méthode**

Les fluctuations d'amplitude sont occasionnées par deux variables aléatoires.

1. La première variable est le gain  $G$  du photomultiplicateur pour lequel intervient l'émission électronique secondaire des dynodes et le rendement de collection interdynodes.

2. La deuxième variable est la largeur  $\lambda$  de l'impulsion réponse due aux fluctuations de temps de transit. Cette largeur  $\lambda$  influe sur l'amplitude maximale du signal. Nous supposons en effet en première approximation que la fonction de répartition des temps de transit suit une distribution gaussienne. Nous pouvons assimiler la forme de l'impulsion à un triangle isocèle de hauteur  $h$  et de largeur à mi-hauteur  $\lambda$ .

$$h = G \times \frac{1}{\lambda}$$

Les deux variables aléatoires sont considérées comme indépendantes et on peut écrire :

$$\sigma_h^2 = \sigma_G^2 + \sigma_\lambda^2$$

Avec un RC anodique faible en circuit non intégrateur nous mesurons  $\sigma_h^2$ . Par contre avec un RC grand le

tillées de la figure 1 (B et F). La droite  $D_1$  de la figure 2 traduit les résultats consignés dans le tableau ci-dessous.

2. Mesures en circuit non intégrateur : les impulsions anodiques sont envoyées sur l'analyseur multicanaux par l'intermédiaire d'un « circuit élargisseur ». Ce circuit donne une information de l'amplitude non intégrée et ceci indépendamment de la durée et du temps de montée du signal. Il accepte des impulsions de 1 ns de temps de montée et de largeur  $> 1$  ns, il est linéaire entre 3 et 45 volts. Les résultats sont consignés dans le tableau I. On obtient les gaussiennes trait plein figure 1, et la droite  $D_2$  de la figure 2. On tient compte dans ce cas de la fraction de photoélectrons contribuant à  $\sigma_h^2$  c'est la droite  $D_3$ . La figure 2 met en

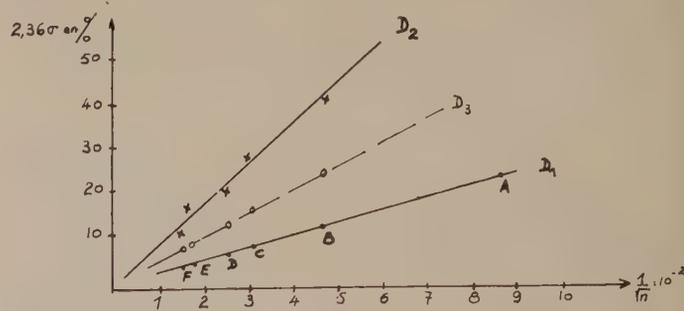
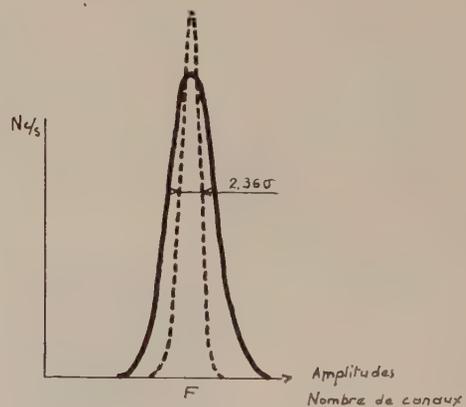
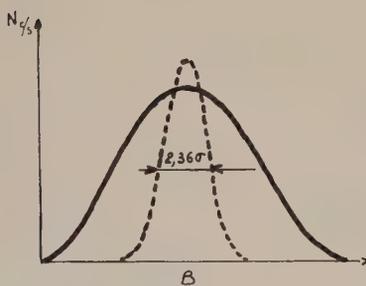


FIG. 2.

évidence les fluctuations sur  $G$  et sur  $\lambda$ . Le rapport des pentes des droites  $D_2$  et  $D_3$  explicite le terme  $\lambda$ . Le terme  $\sigma_\lambda^2$  fait donc environ 15 % de la largeur du signal. Les dispersions en amplitudes occasionnent des dispersions en temps, il apparaît que les mesures d'intervalles de temps doivent être menées avec de grandes précautions. Nous nous proposons maintenant de mesurer les dispersions en temps.

FIG. 1.



calcul montre que les fluctuations de temps de transit sont intégrées et nous mesurons dans ce cas  $\sigma_G^2$  uniquement.

**Résultats de mesures**

Pour toutes nos mesures la photocathode est éclairée par un générateur de lumière dont nous pouvons régler le flux lumineux. Ainsi les impulsions vues par le PM ont un temps de montée de  $2 \cdot 10^{-9}$  s.

1. Mesures en circuit intégrateur : pour un flux lumineux constant, les impulsions anodiques sont envoyées directement sur un analyseur multicanaux classique. Le signal est alors intégré et nous mesurons  $\sigma_h^2$ , nous obtenons les courbes poin-

TABLEAU I

Référence	Nombre de photoélectrons moyens $n$	2,36 $\sigma$ en % circuit intégrateur	2,36 $\sigma$ en % circuit non intégrateur
A	140	25	
B	470	13,5	41
C	940	9,4	34
D	1540	7,4	20,4
E	3700	4,8	18
F	4000	4,6	11,6

# Sur les expériences à compteurs auprès de Saturne

PAR

G. VALLADAS et L. VAN ROSSUM

Laboratoire de Physique Corpusculaire à Haute Energie  
C.E.N. Saclay, (S.-et-O.)

Nous présenterons la façon dont nous traitons l'information provenant des détecteurs dans nos expériences actuelles, en parlant de deux points particuliers sur lesquels des améliorations pourraient y être apportées : la rapidité des coïncidences et une lecture automatique des échelles.

A la même occasion, et en vue de futures expériences, nous discuterons d'autres méthodes utilisant une mémoire intermédiaire avec transfert sur mémoire permanente, éventuellement après un tri préliminaire.

Dans un des exposés précédents on vous a donné une description de l'appareillage électronique que nous utilisons à Saturne. Nous essayerons ici de résumer encore une fois les fonctions des différentes parties de cet appareillage.

Mais dans le but de simplifier au maximum les données, nous avons choisi comme objet de démonstration une expérience fictive.

Supposons que nous voulions mesurer la distribution angulaire aux faibles angles, de l'interaction élastique d'un méson  $K^+$  avec un proton.

Nous disposons d'un faisceau analysé en impulsion, contenant des mésons  $K^+$  parmi beaucoup d'autres particules. Ce faisceau traverse une cible à hydrogène. Devant la cible nous avons placé un certain nombre de détecteurs qui serviront à signaler le passage d'un méson lourd. A la sortie de la cible les particules sont déviées par un champ magnétique. Elles traversent ensuite deux bancs successifs de compteurs (fig. 1).

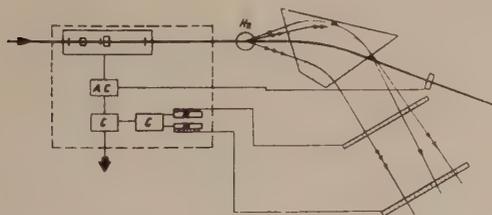


FIG. 1.

On voit qu'une particule sortant de la cible avec une énergie et sous un angle donnés, traverse un certain couple de ces détecteurs. Inversement, en sachant quels compteurs ont été touchés on peut connaître l'angle de diffusion tout en vérifiant que l'énergie de la particule sortante est bien celle résultant d'un choc élastique sur un proton au repos.

Ayant esquissé le principe de la mesure, nous parlerons maintenant de l'électronique qui servira à sélectionner et à analyser les événements qui nous intéressent.

Tout d'abord nous allons combiner dans des circuits à coïncidences et à anticoincidence les impulsions provenant des détecteurs placés sur le faisceau incident. Une impulsion à la sortie de ces circuits signifiera le passage d'une particule satisfaisant aux critères de vitesse et de géométrie de sa trajectoire. On peut dire que parmi toutes les combinaisons possibles d'un « oui » ou d'un « non » de chacun des détecteurs, les circuits effectuent

un tri qui ne retient qu'une seule combinaison. Le tri est répété pour chaque particule du faisceau incident. Dans la grande majorité des cas il y a intérêt à ce qu'il soit aussi rapide que possible. Dans cette partie de la circuiterie les coïncidences ou anticoincidence sont donc pratiquement toujours détectées « au vol ». Nous voulons dire par là que chaque élément des circuits retourne à son état initial au bout d'un temps très court, comparable à la durée d'une impulsion provenant d'un détecteur.

Afin de spécifier les événements à analyser nous avons probablement intérêt à placer un détecteur en anticoincidence dans le faisceau non diffusé, à la sortie de la cible. De plus, nous exigerons qu'au moins un compteur soit touché dans chaque banc de l'hodoscope. Ceci est réalisé, par exemple, au moyen de deux mélangeurs et d'un circuit à coïncidence double.

Cette première partie de la circuiterie a donc pour fonction essentielle de sélectionner les événements à analyser.

L'analyse elle-même consiste, dans notre cas, à extraire de l'hodoscope l'information sur la géométrie des trajectoires des particules diffusées.

Nous allons passer en revue successivement trois façons différentes de procéder.

Une première méthode consisterait à connecter les détecteurs deux par deux à des circuits à coïncidence de manière à ce que chaque combinaison corresponde à la diffusion élastique sous un angle donné. La sortie du système de sélection serait connectée à une troisième voie de chaque circuit. Pour connaître la distribution angulaire il suffit alors de placer un ensemble de comptage à la sortie de chacun de ces circuits triples.

C'est le schéma de notre appareillage à SATURNE. Nous en résumons l'essentiel dans la première ligne du tableau (fig. 2).

Le procédé est tout à fait satisfaisant pour des expériences où le nombre de catégories à distinguer dans l'analyse des événements ne dépasse pas la dizaine.

Mais supposons, dans le cas de notre exemple, que l'hodoscope doit comporter au moins 50 compteurs dans chaque banc pour avoir une précision suffisante dans la mesure de l'énergie des particules. Cela conduit à 50 circuits de coïncidence. En outre, il sera probablement indispensable d'enregistrer, à titre de contrôle, un certain nombre de combinaisons autres que celles correspondant à un événement recherché. On voudrait, par exemple, mettre un certain compteur du premier banc en coïncidence non seulement avec celui qui lui est associé, dans le deuxième banc, en cas de diffusion élastique d'un  $K^+$  dans la cible, mais encore avec les voisins de ce compteur. Ce serait une excellente méthode pour s'assurer que les bons événements ne se trouvent pas noyés dans un bruit de fond d'événements parasites. Mais elle multiplierait par trois le nombre de circuits nécessaires.

Comment faut-il envisager le traitement de l'information si l'on doit classer les événements suivant un grand nombre de combinaisons, disons 100 ou plus ?

La solution généralement employée dans des cas de ce genre est indiquée schématiquement dans la deuxième ligne du tableau (fig. 2). Il n'y a pas lieu de modifier le principe de la sélection des événements. Mais au lieu de les analyser au fur et à mesure, on enregistre l'information brute dans une mémoire afin de l'explorer plus tard au moyen d'une machine à calculer.

L'appareillage le plus complet de ce type est celui qui a été présenté à l'état de projet en 1959 par Clyde WIEGAND à la Conférence du C.E.R.N. sur l'Instrumentation Nucléaire. Cet ensemble a été complété depuis, il a servi dans les dernières expériences du groupe de SEGRÉ au Bevatron.

Dans le cas de notre exemple, la mémoire doit comporter au moins une case par détecteur de l'hodoscope. Il faut souvent

consister en un tri préliminaire de tous les événements. La mémoire intermédiaire fera partie d'une petite machine à calculer rapide à laquelle on ne demande que des opérations logiques très simples. Les auteurs de cette proposition pensent à une machine d'un type existant.

Il s'agit en somme, d'une proposition intermédiaire entre les deux solutions extrêmes que nous avons mentionnées auparavant.

FIG. 2.

	Sélection de l'événement	A la cadence des événements	Analyse entre deux pulses	Après l'arrêt
$\Delta t$	$10^{-8}$ s.	$10^{-3}$ s	3 s	long
I	Tri « au vol » en deux catégories	Tri « au vol » en plusieurs catégories, une échelle par cat.		Lecture des échelles
II	« «	Inscription sur mémoire intermédiaire	Transfert sur mémoire permanente	Analyse par machine à calculer Possibilité de tri rapide à programme variable, affichage.
III	« «	Tri partiel « sur mémoire » à programme variable.	Transfert sur mémoire permanente du résultat et du reste de l'information.	Affichage du résultat du tri préliminaire. Analyse complète par machine à calculer.

plusieurs cases par détecteur pour enregistrer des informations supplémentaires comme, par exemple, l'amplitude des impulsions, le temps de vol de la particule entre deux détecteurs, les coïncidences fortuites, etc. En plus, on réservera quelques cases au contrôle de la sélection. Toute cette information doit s'inscrire à la cadence des événements. A défaut de pouvoir écrire à une vitesse suffisante sur une mémoire permanente on passe habituellement par une mémoire intermédiaire et on profite de l'intervalle entre deux cycles de la machine pour transcrire tout sur une mémoire permanente.

La capacité de la mémoire intermédiaire doit alors être suffisante pour contenir côte à côte les événements retenus pendant une pulse de l'accélérateur.

Il faut dire, maintenant, que notre expérience sur la diffusion des  $K^+$  n'est pas un exemple tout à fait fictif. Elle ressemble à une expérience qui a été faite il y a quelque temps. L'information avait été traitée à peu près suivant le deuxième schéma, celui que nous venons de présenter. Mais à cette occasion, le procédé a montré un certain défaut: en effet, quand on a commencé à dépouiller la bande magnétique après la fin de l'expérience, on s'est aperçu que la grande majorité des événements enregistrés n'était pas des diffusions élastiques  $K^+ - P$ , mais des événements parasites dus à des particules diffusées par le fer de l'aimant. Il aurait fallu une possibilité de contrôle, en cours de l'expérience, pour reconnaître le défaut et pour y remédier.

Pendant la mise au point de toute expérience d'électronique on rencontre un bon nombre d'incidents de ce genre. On pourrait les éviter en rajoutant dans l'analyse des événements la possibilité de trier, à partir de la mémoire permanente, des centaines d'événements sur place et en peu de temps, suivant un programme variable.

Une solution différente de ce problème du contrôle a été préconisée, justement à la suite de l'expérience dont nous venons de parler. Le principe en est indiqué dans la troisième ligne du tableau (fig. 2). La mémoire intermédiaire serait constituée d'une manière telle que l'on puisse y trier les événements au fur et à mesure par un programme qui peut être modifié facilement suivant la situation expérimentale rencontrée. A part des possibilités de mise au point et de contrôle, le procédé permettrait probablement aussi une réduction des données à enregistrer d'une façon permanente. Cette réduction peut être l'effacement pur et simple d'un événement reconnu sans intérêt. Elle peut encore

avant. D'un événement à l'autre, la première effectuait l'analyse définitive et la deuxième aucune analyse du tout.

Nous ne pouvons pas envisager d'examiner ici toutes les solutions apportées par les divers groupes qui se sont trouvés confrontés avec ce problème.

Si nous avons parlé de quelques uns des procédés effectivement utilisés ou proposés, cela n'était pas dans le but d'indiquer les solutions mais de mieux démontrer les problèmes.

Pour discuter de ces problèmes il faut préciser les ordres de grandeur. Cela est très difficile et implique nécessairement des jugements subjectifs. Sous ces réserves nous voulons donner quand même, à un facteur 10 près, les ordres de grandeur auxquels nous pensons comme une espèce de limite supérieure.

Dans les grandes expériences qui étudient simultanément plusieurs aspects d'un certain type d'interactions nucléaires, on sera obligé de faire l'analyse définitive après l'arrêt de la machine, cela à cause du grand nombre de critères suivant lesquels on voudra grouper et regrouper les événements. L'étude de l'interaction exigera  $10^5$  événements. Ces  $10^5$  bons événements seront choisis parmi  $10^6$  événements bruts inscrits sur mémoire permanente. Le choix peut se faire, par exemple, en comparant tous les événements à un catalogue des combinaisons permises. Le catalogue comportera jusqu'à  $10^4$  combinaisons ou groupes de combinaisons. La même opération peut d'ailleurs classer les bons événements, aboutissant ainsi aux histogrammes qui représentent le résultat de l'expérience. Les  $10^6$  événements bruts doivent être accumulés en une semaine, c'est-à-dire en 100 heures de fonctionnement effectif. Cela fait 10 événements à enregistrer par cycle de 3 secondes.

Le nombre de pièces d'information à conserver pour l'analyse finale est de quelques centaines, au maximum de l'ordre de 1 000 par événement. Cela représente  $10^4$  pièces qui arrivent pendant une impulsion de 0,1 seconde et sont à inscrire en moins de 3 secondes. L'ensemble de l'expérience, ainsi que chaque détecteur individuel sont dessinés de manière à condenser dans chaque pièce d'information un maximum de renseignements sur l'interaction à étudier. On cherchera ainsi à réduire le nombre d'éléments à enregistrer par événement. Un exemple typique est l'hodoscope à codage par superposition partielle des détecteurs.

Les  $10^6$  événements bruts sont ceux retenus par la sélection électronique rapide. Cette sélection se fait à partir d'environ 10

pièces d'information par candidat, et les candidats se présentent au taux de  $10^5$  par impulsion de 0,1 seconde.

Nous avons dit qu'il est probablement nécessaire d'introduire des analyses préliminaires, surtout dans le but de contrôler la marche de l'expérience, éventuellement en vue d'une réduction rapide des données.

Si l'on veut faire ces opérations à la cadence des événements, il faut analyser en quelques millisecondes un événement comportant jusqu'à 1 000 éléments en le classant suivant 50 ou 100 groupes de combinaisons.

Il sera peut-être plus facile, sans être pour cela beaucoup moins efficace, d'effectuer des contrôles après l'enregistrement. Il faudrait alors pouvoir trier un échantillon de  $10^3$  ou  $10^4$  événements bruts, sur place et en moins d'une minute, en 50 ou 100 groupes distincts suivant des critères variables par programmation.

Nous insistons encore une fois sur le caractère arbitraire des chiffres que nous nous sommes aventurés à prononcer.

En résumé, nous pensons qu'il y aura toujours un grand nombre d'expériences qui seront réalisées par analyse « au vol » et affichage sur échelles. Il est évident, en effet, que les physiciens préféreront cette méthode tant qu'elle ne conduira pas à une durée excessive de l'expérience. En ce qui concerne l'appareillage de ce type on peut penser qu'à l'occasion du remplacement des circuits actuels par des circuits à semiconducteurs on sera amené à reconsidérer les problèmes d'électronique rapide proprement dite dans l'espoir d'aboutir aux améliorations des performances dont J.C. BRISSON vous a parlé. De plus, il s'agit de décharger les expérimentateurs par une automatisation partielle des nombreuses opérations de contrôle et de la transcription d'échelles.

D'autre part, nous devons, d'ici un an ou deux, être équipés pour pouvoir aborder, si besoin en est, des expériences exigeant des méthodes d'analyse « sur mémoire ». On peut penser que cette analyse n'implique pas nécessairement du calcul électronique dans le sens habituel, mais seulement des opérations logiques élémentaires. Nous pensons, par exemple, à la notion du catalogue introduite par le groupe SEGRÉ, et qui est une généralisation de la notion de « coïncidence ». Il serait peut-être fructueux d'examiner les méthodes et les possibilités technique d'une analyse partielle rapide précédant l'analyse complète sur machines commerciales.

Pour terminer, encore une remarque : nous avons parlé des développements à prévoir pour certaines parties de notre appareillage. Mais nous insistons sur le fait qu'il y a un certain nombre d'autres développements que nous considérons comme au moins aussi importants, et probablement davantage. Il nous reste le temps d'en citer quelques uns :

1. Chambres à étincelles ;
2. Détecteurs à jonction et circuits annexes ;
3. Emploi des diodes à effet tunnel dans les circuits très rapides ;
4. Photomultiplicateurs plus rapides et méthodes de coïncidence appropriées.

A ce colloque ont été présentés plusieurs travaux sur des coïncidences très rapides entre deux signaux de photomultiplicateurs. De ces travaux, ainsi que d'un certain nombre d'autres résultats nous retenons l'impression que la limite se place actuellement dans la région de quelques dixièmes de nanosecondes, et que cette limite est imposée par les fluctuations introduites par les photomultiplicateurs sur le retard, sur la durée et sur l'amplitude des impulsions d'anode.

## BIBLIOGRAPHIE

**Selected topics in radiation dosimetry.** Un vol. 16 × 24 cm, 688 pages, nombreuses illustrations (International Atomic Energy Agency, Vienne 1961). Broché : 38 NF.

Dans ce volume sont réunis les textes des communications présentées au symposium tenu à Vienne en juin 1961, auxquels ont été ajoutés les comptes rendus des discussions. Chacune de ces 70 communications, éditée dans sa langue d'origine, est précédée d'un résumé dans les quatre langues de travail de l'agence.

Les communications sont groupées sous des rubriques : généralités (2) ; problèmes relatifs à l'exposition et à la dose absorbée (7) ; nouveautés dans les méthodes et l'instrumentation ; chambres d'ionisation (14), scintillation (7), dosages photographiques (4), méthodes chimiques (6) ; dosimétrie des rayonnements mixtes neutron-gamma : détecteur de neutrons à seuil (2), comptage et chambre d'ionisation pour le dosage des neutrons (7), dosimètre à solide pour radiations gammas et neutrons (10) ; méthodes spéciales pour la dosimétrie des radiations émises par des accélérateurs ou des réacteurs (8) ; dosimétrie sur des ensembles critiques (3).

Une liste des présidents de séances et des participants termine ce livre.

R.O.E.

**Le noyau atomique,** par R.D. EVANS (Traduit de l'américain par A. BUSSIÈRE, C. STEPHAN et J. VERNOTTE). Un vol. 16 × 25 cm, 766 pages, 257 figures (Dunod, Paris 1961). Relié : 84 NF.

La physique nucléaire, s'est considérablement développée au cours de ces vingt dernières années ; autrefois apanage de quelques chercheurs elle représente actuellement un domaine de recherche pure et appliquée si vaste qu'elle conduit parallèlement à une spécialisation croissante. Cependant, tout est issu des principes fondamentaux, expérimentaux et théoriques, développés dans cet ouvrage et qui constituent l'essentiel d'un cours de physique nucléaire professé par l'auteur au M.I.T.

La première partie traite des propriétés fondamentales des noyaux ; charge, dimensions, masse avec quelques aspects de spectrométrie de masse, moments nucléaires, parité et statistiques. Elle permet ainsi d'acquérir des bases nécessaires à l'étude de la physique nucléaire. Puis la systématique des noyaux, les énergies de liaison, les forces et les modèles nucléaires sont étudiés dans une deuxième partie où l'auteur insiste notamment sur l'important problème des réactions nucléaires. Dans la troisième partie, consacrée à la radioactivité et aux filiations radioactives, sont examinées en particulier les théories de la désintégration et de l'émission.

En fin d'ouvrage, des notions fondamentales utilisées constamment en physique nucléaire, telles que : section efficace, cinématique du système du centre de masse, barrière de potentiel, relations entre masse et énergie, etc. sont rassemblées dans les appendices. Une bibliographie très fournie complète cet ouvrage.

R.O.E.

**Comments on some aspects of nuclear power economics,** par L.E. CREAN, R.A. LAUBENSTEIN et L.S. MIMS. **Radiation in agricultural research and practice,** par K. KAINDL et H. LINSER. **Powder metallurgy in nuclear reactor construction,**

par M.H. HAUSNER. **Emballage, transport et manutention des matières radioactives,** par F.R. FARMER. **Radiation-Initiated polymerization, and graft polymerization,** par R. ROBERTS. **Préparation et étalonnage des sources radioactives de référence,** par A. GANDY. **Radioactive isotopes and their production under neutron irradiation,** par N.E. BREZHNEVA et S.N. OZIRANER. Vol. 15 × 21 cm, illustrations (International Atomic Energy Agency, Vienne 1961) Broché : 4 NF le vol.

Ces brochures sont les parutions n<sup>os</sup> 9 à 15 de la « Collection Monographies » de l'International Atomic Energy Agency. Précédées de résumés dans les quatre langues de travail de l'agence, elles sont éditées dans la langue de l'auteur avec pour certaines, une traduction en français, anglais ou russe.

R.O.E.

**Transform calculus for electrical engineers,** par R. LEGROS et A.V.J. MARTIN. Un vol. 16 × 24 cm, 342 pages, nombreuses illustrations. (Prentice-Hall, New York 1961). Relié : 9,75 \$

Parmi les ouvrages consacrés au calcul des transformations le livre de R. LEGROS et A.V.J. MARTIN se distingue essentiellement par trois points :

1. la rigueur et le détail qui caractérisent le traitement des fondations mathématiques du calcul des transformations ;
2. la logique et l'ordre du développement basé sur ces fondations ;
3. la présentation étendue des applications à l'électronique, appuyée sur les problèmes pratiques de l'ingénieur.

L'ouvrage contient 4 parties divisées en 14 chapitres. La première partie comprend 4 chapitres. Elle s'occupe de la série de Fourier et de ses applications, spécialement aux spectres de fréquence, de l'intégrale de Fourier et de son utilisation dans les systèmes linéaires, de la transformation de Fourier et de son emploi dans les circuits électroniques.

La deuxième partie comprend 5 chapitres. Elle couvre essentiellement la transformation de Laplace et ses applications, analysant le sujet en détail et proposant diverses méthodes. De plus, on y trouve une table des transformées qui satisfait à tous les besoins pratiques et servira de guide dans les cas spéciaux d'utilisation de la transformation de Laplace.

La troisième partie possède 3 chapitres. Elle traite principalement des applications de la transformation de Laplace aux circuits linéaires, une attention particulière étant portée aux circuits fondamentaux différentiateurs et intégrateurs.

La quatrième partie se compose de 3 chapitres. Elle est consacrée aux amplificateurs linéaires et à leur comportement en fréquence. Elle contient une discussion des méthodes de compensation aux fréquences basses et aux fréquences élevées.

Pour permettre au lecteur d'acquérir l'expérience indispensable à la solution des problèmes pratiques, et afin qu'il puisse mettre à l'épreuve sa familiarité avec l'outil mathématique, chaque partie de l'ouvrage est suivie d'un bon nombre d'exemples résolus et de problèmes nombreux, puisque le livre en contient plus de 300.

R.O.E.

**Vierpole mit Stromtoren**, par J. BARBEY. Un vol. 15,5 × 21,5 cm, 186 pages, nombreuses illustrations (Juris-Verlag, Zürich 1961).

Cet ouvrage étudie le comportement des redresseurs à amorçage commandé monophasés et diphasés dans le cas où l'impédance de charge présente un angle de phase inductif quelconque compris entre 0° et 90°. Cette étude est présentée comme cas particulier de quadripôle non linéaire.

L'auteur a attaché une grande importance au calcul complet du redresseur monophasé, car les résultats en sont immédiatement applicables aux redresseurs polyphasés marchant en débits séparés. Dans le chapitre sur le redresseur diphasé une place spéciale a été réservée à l'influence des inductivités anodiques et au redresseur avec circuit de charge quasiment ohmique. Un chapitre enfin est consacré aux circuits dans lesquels sont incluses des inductivités à noyaux ferriques (bobines de lissage, stator de machine) et à l'analyse de l'influence que peuvent avoir les courants de Foucault, prenant naissance dans ces noyaux, sur la caractéristique extérieure de redresseur.

Un certain nombre de mesures vérifient et de nombreux oscillogrammes illustrent les calculs théoriques.

R.O.E.

**Einführung in die Elektrotechnik höherer Frequenzen**, par H.H. MEINKE. Un vol. 15,5 × 23 cm, 272 pages, 249 illustrations (Springer-Verlag, Berlin 1961). Broché : DM 18.

Dans cet ouvrage, volontairement très général, l'auteur a voulu faire le point des connaissances et des techniques pour les fréquences élevées, plus de 100 Hz par exemple, laissant ainsi de côté les courants forts.

Après avoir traité dans les deux premiers chapitres du comportement des matériaux et des composants binaires en haute fréquence, l'auteur étudie quelques circuits passifs de base et, dans le quatrième chapitre, les conducteurs en haute fréquence. Les deux derniers chapitres sont consacrés aux résistances non linéaires, diodes en particulier et aux éléments actifs.

Cet ouvrage moderne et bien conçu, complet, se termine par une assez importante bibliographie.

R.O.E.

**Fernseh — Messtechnik**, par W. DILLENBURGER. Un vol. 17 × 24 cm, 376 pages, 352 figures (Schiele et Schön, Berlin 1960). Relié DM 45.

Dans cet ouvrage l'auteur décrit tous les procédés de mesures utiles en télévision aussi bien les procédés les plus simples qui se rencontrent dans d'autres domaines : mesures d'amplificateur, de modulateur, de démodulateur, d'alimentation régulée, de déflexion, que les procédés plus spécialement adaptés à la télévision : propriétés des tubes de prises de vue, des tubes récepteurs, des cellules photoélectriques et mesures d'éclairagisme. L'exploitation, les mesures de dépannage des appareils de télévision, la télévision en couleur et les circuits des appareils de mesure existants tiennent aussi une place importante dans ce livre rendu vivant par un grand nombre d'oscillogrammes.

R.O.E.

**La protection des inventions aux Etats-Unis. Le brevet américain** par A. BOUJU. Un vol. 17 × 22 cm, 212 pages, 86 figures (Eyrolles, Paris 1961). Relié : 23 NF.

Le marché américain, avide de créations et de produits nouveaux, offre aux inventeurs et aux industriels européens des débouchés considérables. Or l'une des clés de ce marché est l'acquisition de brevets américains. Mais le système américain des brevets d'invention est aussi l'un des plus difficiles du monde. C'est ce qui explique les dommages importants subis par de nombreux inventeurs mal éclairés sur la question.

Il importe donc d'en être objectivement informé et de connaître rapidement les particularités techniques et juridiques

essentielles permettant l'obtention et la défense du brevet américain. Voilà ce qu'apporte, en des termes clairs, en s'appuyant sur de nombreux exemples concrets, la première partie de l'ouvrage de M. BOUJU, intitulée « Panorama du système américain des brevets d'invention ».

La seconde partie : « Quelques problèmes posés par le brevet américain », elle aussi abondamment illustrée d'exemples précis, est avant tout un guide pour l'action. L'auteur y répond avec clarté aux questions concernant de nombreux problèmes pratiques relatifs au brevet américain :

Que peut-on breveter aux Etats-Unis ? Qu'a-t-on intérêt à breveter ? Quelles chances d'obtenir le brevet ? Comment acquérir un brevet de valeur ? Comment négocier le brevet, et comment le défendre ?

R.O.E.

**Théorie des ondes dans les plasmas**, par J.F. DENISSE et J.L. DELCROIX. Un vol. 11 × 16 cm, 180 pages, 40 figures (Dunod, Paris 1961). Relié : 16 NF.

La théorie des ondes dans les plasmas a fait l'objet d'une littérature très abondante où la plupart de ses aspects ont été traités de façon détaillée, mais dans des domaines d'approximation différents.

Dans cette monographie, les auteurs procèdent à une étude d'ensemble des ondes dans les plasmas, présentant les types d'ondes existant dans un cadre aussi général et aussi systématique que possible. Ainsi le comportement des quatre modes d'oscillations adiabatiques est étudié sur l'ensemble du spectre de fréquence, depuis le domaine des hautes fréquences particulièrement important dans les problèmes de rayonnement jusqu'au domaine des basses fréquences, c'est-à-dire des ondes magnétohydrodynamiques qui interviennent plus spécialement dans la dynamique des plasmas.

Par sa nouvelle présentation des types d'ondes, l'unité et la rigueur de l'analyse des modes de propagation dans les milieux ionisés, les résultats originaux, les graphiques et les données numériques qu'il contient ce livre s'adresse aux étudiants, aux théoriciens et aux chercheurs. Il est destiné tout particulièrement aux physiciens, aux géophysiciens et aux astrophysiciens intéressés par le développement actuel des recherches associées au problème de la fusion thermonucléaire, l'impulsion donnée à la géophysique par les recherches spatiales, les développements récents de la radioastronomie.

R.O.E.

**Linear Circuits, Part 1 : Time-Domain Analysis, Part 2, Frequency-Domain Analysis**, par R.E. SCOTT. Deux vol. 16 × 24 cm, 928 pages, nombreuses figures (Addison-Wesley, Reading 1960). Relié : \$ 6,75 chaque.

Cet ouvrage est une très sérieuse introduction aux circuits linéaires. Le premier tome, qui contient 14 chapitres, traite de la théorie des circuits résistants : lois fondamentales de la théorie des circuits, topologie des circuits, mailles et nœuds, méthode de résolution des dipôles et des quadripôles et des temps de réponse. Le deuxième tome, qui contient 9 chapitres, traite des circuits en courant alternatif, des transformations de Fourier et de Laplace et des cas d'applications les plus commodes de chacune d'elles.

De nombreuses références, un résumé à la fin de chaque chapitre, un grand nombre d'exercices d'applications complètent cet ouvrage didactique.

R.O.E.

**La dynamique des processus industriels**, par D. P. CAMPBELL (traduit de l'américain par P. STRACK). Un vol. 16 × 25 cm, 320 pages, 135 figures (Dunod, Paris 1961). Relié : 56 NF.

Le processus est d'abord défini comme une progression vers un but ou un objectif déterminé qui s'effectue sous l'action d'interventions extérieures voulues et malgré la présence de pertur-

bations opposées et on insiste sur la nécessité de distinguer le processus même, de l'équipement réalisant ce processus.

Pour aborder l'étude des processus industriels, il faut savoir mettre en œuvre toutes les ressources de la physique et des mathématiques ; aussi, l'auteur nous propose-t-il une méthode générale pour l'étude mathématique des processus, qu'il divise en trois groupes distincts : la manutention des matières, les fluides en mouvement, les opérations de formage, d'entraînement et de guidage ; les processus thermiques, les transferts moléculaires et les processus chimiques ; les processus moléculaires.

Le processus même est traité comme sujet principal, la commande ou régulation étant seulement considérée comme sujet secondaire : les principes de la régulation sont introduits dans les considérations sur la dynamique des processus, de sorte que le lecteur non familiarisé avec la théorie de la commande et de la régulation pourra avoir une idée de la façon systématique dont on peut appliquer la théorie des réseaux linéaires et le moyen de visualisation bien connu des servomécaniciens que constitue le schéma fonctionnel aux problèmes dynamiques des processus industriels.

R.O.E.

**Utilisation des transistors**, par D.J.W. SJOBBEMA. Un vol. 15 × 21 cm, 118 pages, 121 figures (Bibliothèque technique Philips, Dunod, Paris 1961). Relié : 11,50 NF.

Cet ouvrage, de la série « Vulgarisation » de la Bibliothèque technique PHILIPS, donne un résumé simplifié des intéressantes caractéristiques des transistors et leurs montages, ainsi qu'une base saine sur la théorie électronique, tout en montrant exactement le fonctionnement des transistors à jonction. Il décrit ensuite les montages comportant des transistors comme éléments amplificateurs. Seuls ont été choisis les montages qui ont donné dans la pratique la preuve de leur valeur.

Dans le dernier chapitre, sont discutés quelques exemples simples que l'expérimentateur amateur peut construire sans difficulté. Sans mathématiques gênantes, l'auteur a réussi à expliquer pratiquement tous les montages fréquemment utilisés en pratique.

R.O.E.

**Code for reactor computations**. Un vol. 16 × 24 cm, 540 pages, illustrations (International Atomic Energy Agency, Vienne 1961). Broché : 32 NF.

Ce sont les annales du séminaire sur les « codes pour le calcul des réacteurs » tenu en avril 1960 à Vienne. Chaque communication est publiée dans sa langue originale, anglais, français, russe, espagnol. Les moyens pour le calcul des réacteurs, l'utilisation des calculateurs dans les problèmes de réacteurs, le classement des codes, l'universalité de la langue de programmation, les méthodes numériques et statistiques sont les titres sous lesquels se regroupent les communications et les discussions.

R.O.E.

**Electrothermie**, par J. BERNOT et C. JARRY. Un vol. 11 × 16,5 cm, 208 pages, 40 figures (Armand Colin, Paris 1961). Broché : 4,50 NF.

Depuis les dernières décennies, on a assisté à un développement très important des applications de l'électrothermie.

La diversité illimitée des applications du chauffage électrique a mené une extraordinaire dispersion des spécialités et, par suite, des sources de documentation. Cet ouvrage donne une vue d'ensemble des problèmes résolus grâce à l'immense souplesse de ce mode de chauffage.

Il était impossible de détailler chaque application, mais néanmoins les auteurs ont donné une description claire de moyens de chauffage aussi différents que les fours à arc d'aciérie, les fours sous vide isolés par écrans, les fours à ferro-alliage, les fours à induction, les machines à souder les plastiques, les fours à chauffage par bombardement d'électrons, le raffinage par zone fondue et même le refroidissement électrothermique.

R.O.E.

**Unités de mesure des grandeurs physiques**, par P. DEBRAINE. Un vol. 14 × 22 cm, 200 pages (Dunod, Paris 1961). Broché : 24 NF.

Ce livre avant tout pratique, a pour but de faciliter les relations entre les différents systèmes existants et, plus particulièrement, la résolution des problèmes de changements d'unités ou de systèmes d'unités.

Un rappel des notions de base sur les grandeurs et leurs mesures permet d'introduire utilement la notion de type de système. Puis des exemples précisent la manière de résoudre les problèmes qui se posent pratiquement : trouver la mesure d'une grandeur avec une unité donnée connaissant cette mesure avec une autre unité, établir une formule pratique, trouver la forme d'une relation entre grandeurs dans un système de type donné connaissant la relation valable dans un autre type de système.

Les relations de définition, les équations de dimensions et les unités des différents systèmes pratiquement utilisés, ainsi que les relations entre ces unités, sont données pour les grandeurs des domaines suivants : géométrie, cinématique, mécanique, électricité et magnétisme, thermodynamique, énergétique des rayonnements, photométrie. Il est fait état des systèmes anglo-saxons qui constituent l'une des sources les plus courantes de problèmes de changements d'unités.

R.O.E.

**TV Trouble Analysis**, par H. MILEAF. Un vol. 14 × 22 cm, 224 pages, nombreuses illustrations (Gernsback New-York 1961). Broché : \$ 3,20.

Dans ce livre, après avoir indiqué comment et pourquoi les pièces détachées et les circuits tombent en panne, l'auteur expose les conséquences de ces pannes sur le son et l'image d'un récepteur de télévision.

R.O.E.

## DOCUMENTATION TECHNIQUE

### SIMULATEUR RADAR ANALAC

Les méthodes auxquelles on a fait successivement appel pour contrôler le trafic aérien ont toujours eu pour objet de donner au contrôleur de la Circulation Aérienne<sup>(1)</sup> une vue plus ou moins

<sup>(1)</sup> qu'il travaille dans une Tour ou dans un Centre de Contrôle Régional : mais les problèmes de contrôle régional (route et région terminale) sont les plus complexes et c'est pour former les spécialistes chargés de les résoudre que le Simulateur SR 910 a, avant tout, été conçu.

schématique de ce trafic dans la région qu'il a en charge. Les premières ont été celle du « plotting », où les plots figurant les avions se déplaçaient sur une carte, et celle du « graphique » représentant l'équation du cheminement de l'avion sur sa route en fonction du temps.

Puis, reprenant sous une forme plus élaborée ce même graphique, le « strip », ou bande de progression, matérialisait chaque vol par une fiche sur laquelle le contrôleur pointait le passage de l'avion sur les balises survolées, tandis que le déplacement du strip sur le tableau de contrôle figurait l'écoulement du trafic.

Mais, le contrôleur restait encore aveugle. Il ne connaissait la position des avions que par les messages transmis par les pilotes. La mise en service des radars lui a permis d'avoir une vue directe du trafic. C'est, en quelque sorte, un retour à un « plotting » perfectionné, où la position des avions s'inscrit instantanément et sans erreur sous les yeux du contrôleur.

Dans un premier stade d'utilisation, dit de « surveillance radar », l'écran est seulement destiné à permettre au contrôleur de déterminer ou de vérifier la position de l'avion, indépendamment de tout message du pilote.

Mais l'accroissement considérable des vitesses, la complexité grandissante de la topographie des voies aériennes, les servitudes nouvelles imposées au Contrôle par l'exploitation économique des quadriréacteurs, la coexistence dans l'espace aérien d'aéronefs dont les performances sont très variées, obligent à dépasser ce stade. Le travail du contrôleur devient plus minutieux : précédemment, la seule consigne était que les séparations entre avions aient au minimum les valeurs standards requises ; le but complémentaire actuellement poursuivi est de se rapprocher le plus possible de ce minimum. Le contrôle dispose désormais de moyens puissants pour assurer la régularité et la rapidité d'écoulement du trafic, au même titre que sa sécurité.

Pour obtenir des contrôleurs un tel degré de précision dans leur travail, on ne pouvait évidemment songer à mettre en œuvre une flotte d'avions « plastron » qui, aux heures creuses, aurait permis de les former progressivement.

Il fallait donc inventer un instrument qui permit d'entraîner avec efficacité, rapidité et aussi économiquement que possible, le personnel chargé de l'exploitation des radars de surveillance dans les Centres de Contrôle Régionaux et les Tours de Contrôle.

C'est à cette fin qu'a été conçu le présent simulateur : réalisé par ANALAC, filiale de la CSF, il est en service à l'École Nationale de l'Aviation Civile depuis le mois de décembre 1960.

Cet appareil permet de faire apparaître sur des indicateurs radar panoramiques les échos correspondant à 24 avions fictifs, échos apparemment engendrés au cours d'un balayage simulant celui qui accompagnerait la rotation — à 6 tours/minute — de l'antenne d'un radar : la vitesse des avions peut varier de 200 à 2 000 km/h (100 à 1 000 Kts) et ils peuvent évoluer dans une zone de 300 milles nautiques de rayon (550 km).

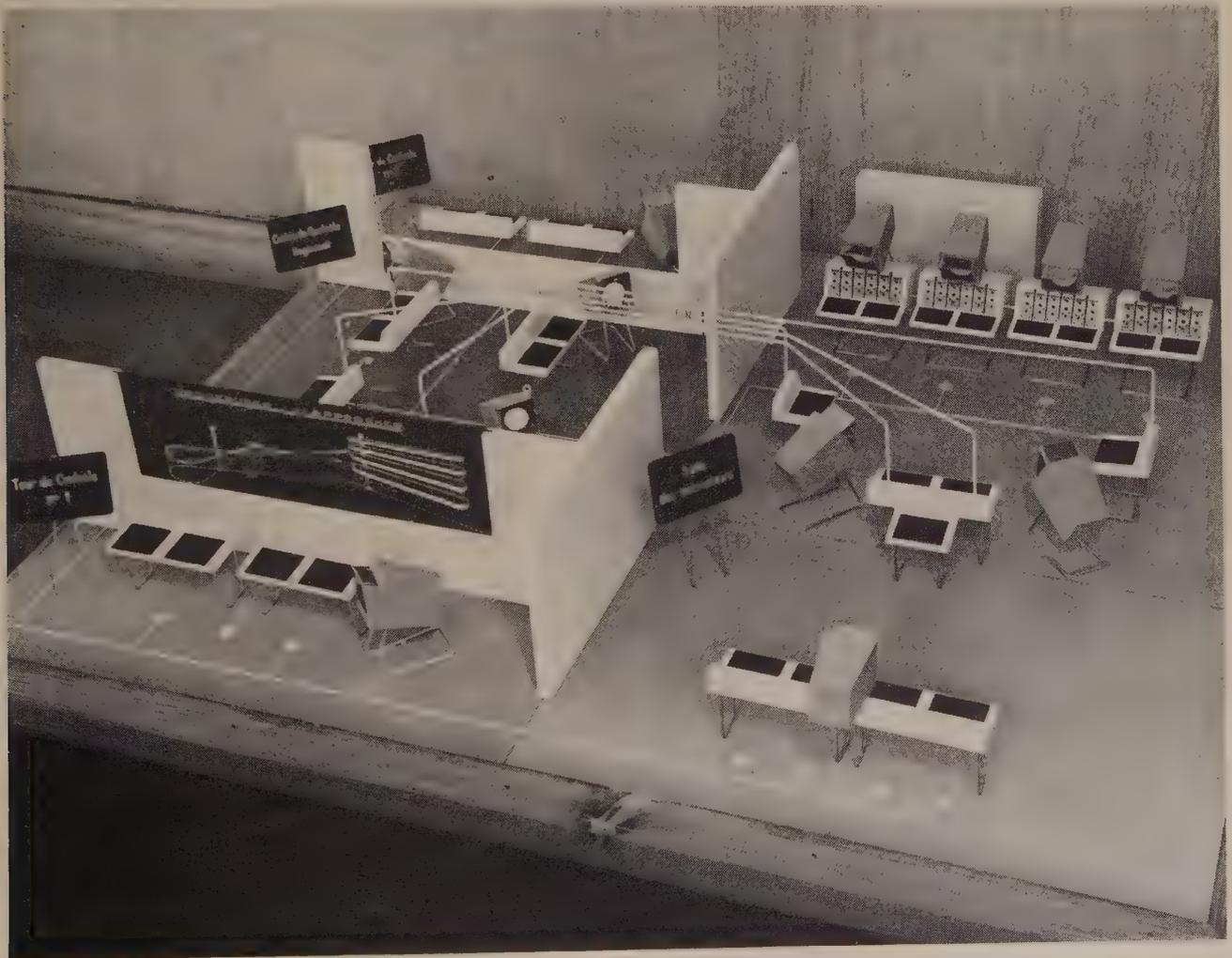
Ce simulateur peut « assimiler » les données de 24 plans de vol simultanés. Il détermine la trajectoire de l'avion à partir du plan de vol, la situe par rapport à une infrastructure donnée et fait apparaître les résultats obtenus sur des indicateurs panoramiques.

Ces indicateurs, au nombre de douze, ont exactement les mêmes caractéristiques techniques et fonctionnelles que ceux utilisés dans les Centres de Contrôle Régionaux (marqueurs de distance et d'azimut, excentrement, changement d'échelle, etc.). Ils permettent de mettre l'image radar à la fois sous les yeux des Elèves Contrôleurs, des « Pilotes » et des Instructeurs.

Trois modes de pilotage des avions peuvent être envisagés :

#### a) Manuel

Les instructeurs affichent caps et vitesses et modifient ces paramètres en fonction du plan de vol pré-établi et des instructions données par l'élève durant l'exercice. Ils disposent de deux taux de virage : 1,5°/seconde et 3°/seconde.



Vue d'ensemble d'une salle d'instruction équipée du simulateur Analac.

## b) Automatique

Une carte-programme électronique pré-établie conserve en mémoire le plan de vol ; elle donne la possibilité de dix changements de cap et peut commander les évolutions de l'avion pendant 1 h 15'.

## c) Mixte

L'Elève Contrôleur peut être conduit à demander la modification des données du plan de vol d'un avion commandé par carte-programme. Il sera donc indispensable qu'à tout moment le déroulement, jusqu'ici automatique, du vol, puisse être interrompu ; l'avion sera repris par un Instructeur en « pilotage » manuel, puis, éventuellement, branché à nouveau sur la carte-programme.

De nombreux perfectionnements sur des points de détail permettent de reproduire avec beaucoup de fidélité les conditions de travail rencontrées dans la réalité : possibilité de faire dériver les avions sous l'effet d'un vent soufflant dans une direction quelconque à une vitesse pouvant varier de 0 à 100 km/h ; possibilité de faire varier le taux de virage, de supprimer par accident un écho, de faire apparaître un bruit de fond (pluie) ainsi que des échos fixes d'obstacles qui rendent plus délicate la lecture sur l'écran...

Le simulateur sera prochainement équipé d'un dispositif de « video mapping ». Il serait possible, en outre, de le doter de certains perfectionnements qui peuvent être apportés un jour

prochain aux radars en exploitation, tels que : poursuite automatique, échos codés, etc.

Le simulateur est équipé d'une position de « gel général » qui permet d'immobiliser à tout instant le trafic pour faciliter l'analyse de la situation. Il est également doté d'un dispositif de retour rapide à la situation existant au moment où a débuté l'exercice et d'un dispositif de déroulement accéléré pour affichage quasi-instantané d'une situation à un instant quelconqué.

Elèves et moniteurs sont installés dans deux pièces distinctes. Un réseau filaire simule les liaisons radio, qui dans la réalité, permettent aux contrôleurs et aux pilotes de communiquer entre eux. Un réseau téléphonique et diverses liaisons de servitude complètent la reconstitution des conditions réelles de travail.

Ce simulateur n'est pas seulement utilisé à des fins pédagogiques, il peut rendre de précieux services en matière d'étude et d'expérimentation.

Notamment, il rend possible l'étude de l'expérimentation « en laboratoire » de l'infrastructure radioélectrique et des procédures les plus propres à assurer un écoulement rapide et sûr du trafic dans une région donnée.

Lorsqu'une procédure est adoptée, il est possible d'accélérer sa mise en service en illustrant, grâce au simulateur, les exposés faits aux contrôleurs, par des exemples de trafic qu'ils écoulent eux-mêmes sur l'appareil.

Enfin, il est possible de reconstituer certaines situations réelles du trafic ayant donné lieu à litige, aux fins d'enquête et de détermination des responsabilités relatives du pilote et du contrôleur.

## COMPARAISONS DE FRÉQUENCE DE GBR 16 kc/s et NBA 18 kc/s

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T en  $10^{-10}$

Moyennes journalières pour l'intervalle  
de 24 heures se terminant à 15 h T.U.

juin 1961	GBR	NBA
1	— 150,1	— 148,3
2	— 148,1	— 149,3
3	— 147,3	— 148,3
4	— 146,2	— 147,8
5	— 147,2	— 146,8
6	— 148,0	— 148,7
7	— 147,3	— 146,8
8	— 147,9	— 148,7
9	— 146,2	— 148,1
10	— 146,5	— 148,3
11	— 147,4	— 148,6
12	— 147,5	— 147,9
13	— 149,1	— 150,4
14	— 147,8	— 150,1
15	— 147,9	— 150,0
16	— 148,4	— 151,1
17	— 148,7	— 150,3
18	— 148,8	— 149,4
19	— 148,7	— 149,3
20	— 149,6	— 150,3
21	— 149,4	— 149,7
22	— 149,4	— 149,7
23	— 149,9	— 147,9
24	— 146,9	— 146,5
25	— 148,6	— 146,7
26	— 148,7	— 149,2
27	— 152,4	— 152,0
28	— 150,1	— 151,9
29	— 150,1	— 150,2
30	— 150,7	— 150,0

juillet 1961	GBR	NBA
1	— 149,5	— 149,8
2	— 146,7	— 148,7
3	— 144,6	— 148,1
4	— 148,3	— 149,8
5	— 148,1	— 150,6
6	— 149,9	— 150,2
7	— 146,8	— 150,2
8	— 148,1	— 149,5
9	— 147,9	— 148,5
10	— 149,7	— 149,8
11	—	—
12	—	—
13	—	—
14	— 147,8	— 149,1
15	— 147,1	— 148,7
16	— 146,4	— 148,3
17	— 147,8	— 148,7
18	— 147,0	— 149,6
19	— 146,5	— 149,6
20	— 148,0	— 149,1
21	— 146,7	— 148,5
22	— 147,8	— 149,0
23	— 148,5	— 148,4
24	— 148,0	— 148,4
25	— 147,8	— 149,0
26	— 146,2	— 149,6
27	—	—
28	— 148,4	—
29	— 147,5	—
30	— 146,2	—
31	— 146,2	—

— Une correction de  $-74.10^{-10}$  est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *Onde Electrique*, novembre 1960, p. 853, et janvier 1961, p. 81.

## COMMUNIQUÉS

UN CONGRÈS INTERNATIONAL DE TÉLÉVISION  
A LONDRES, EN 1962

L'*Institution of Electrical Engineers* (association professionnelle des ingénieurs électriciens britanniques) a l'intention d'organiser, à Londres, du 31 mai au 7 juin 1962, un congrès international de la télévision qui coïncidera avec les trois derniers jours de l'Exposition des Instruments, de l'Électronique et de l'Automatisation.

Le congrès embrassera tous les aspects techniques du domaine de la télévision : préparation des programmes, transmission, émission, réception, normes, couleur, télévision industrielle et éducative, télévision payante, liaisons et relais y compris l'emploi de satellites artificiels, etc. On s'attend à la présence de quelque 1 500 experts de tous pays. Le programme prévoit 150 communications ou conférences.

Les textes des communications et les demandes de renseignements supplémentaires doivent être adressés à :

*The Secretary,*  
*Institution of Electrical Engineers,*  
*Savoy Place,*  
*Londres W.C. 2.*

4<sup>e</sup> CONGRÈS INTERNATIONAL «TUBES HYPER-  
FRÉQUENCES»

3-7 septembre 1962 — Faculté Technique de Delft

Le 4<sup>e</sup> Congrès International «Tubes Hyperfréquences» se réunira du 3 au 7 septembre 1962 à la Faculté technique de Delft (Pays-Bas) sous les auspices du Nederlands Radiogenootschap NRG, avec la coopération de l'URSI.

Il sera une continuation des trois congrès antérieurs, à savoir ceux de Paris (1956), Londres (1958), et Munich (1960).

Ce 4<sup>e</sup> Congrès traitera des derniers progrès réalisés dans les domaines de l'étude théorique et de la technique des tubes utilisés aux hyperfréquences et des problèmes qui s'y rattachent.

Les communications présentées auront trait aux sujets suivants :

1. Diodes et tubes à commande par grille
2. Tubes à modulation de vitesse
3. Tubes à onde progressive
4. Tubes à onde inverse
5. Magnétrons et tubes amplificateurs du type M
6. Dispositifs paramétriques
7. Dispositifs à décharge dans un gaz
8. Masers, Irasers, Lasers
9. Tubes de construction spéciale (ondulateurs, effet Cerenkov, générateurs harmoniques, etc.)
10. Bruit
11. Systèmes d'optique électronique (canons, concentration, etc)
12. Cavités et structures à ondes lentes
13. Ondes de charge d'espace
14. Technique de mesure
15. Technologie.

Tout renseignement supplémentaire pourra être demandé au Comité d'organisation à l'adresse suivante :

Bureau du Congrès  
Boîte postale 62  
Eindhoven (Pays-Bas).

COMMUNIQUÉ DU SYNDICAT DES CON-  
STRUCTEURS DE RADIO-RÉCEPTEURS ET DE  
TÉLÉVISEURS

Le Ministère de l'Information publie, au Journal Officiel du 15 juin p. 5402, un Arrêté daté du 3 juin, relatif aux « Normes des émissions de Télévision, dans les bandes de fréquences comprises entre 470 et 960 MHz (bande IV) ».

Cet Arrêté fixe les caractéristiques essentielles des émissions de Télévision, de la bande IV.

A cette occasion les constructeurs français de Radio-Récepteurs et Téléviseurs ont chargé leur Syndicat de faire publier le communiqué ci-dessous.

« La deuxième chaîne de Télévision, dont la création vient d'être décidée par les Pouvoirs Publics, doit encore amplifier l'essor de la Télévision.

Le Syndicat des constructeurs de Radio-Récepteurs et de Téléviseurs (S.C.A.R.T.) qui, dans le cadre de la Fédération Nationale des Industries Electroniques, a été étroitement associé à l'étude des problèmes techniques de la 2<sup>e</sup> chaîne, confirme que l'Industrie Française a pris toutes les mesures nécessaires pour faire face à une demande accrue.

Le Syndicat tient en outre à donner au public la garantie que les Téléviseurs fabriqués et vendus par ses membres sont conçus pour recevoir les programmes de la 2<sup>e</sup> chaîne moyennant l'adjonction d'un dispositif simple qui sera mis à la disposition des usagers en temps utile ».

AIR-FRANCE COMMANDE A LA COMPAGNIE  
GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL  
DE NOUVEAUX ÉQUIPEMENTS RADIO

Le 15 mai 1961, la Compagnie Nationale Air-France a présenté à une nombreuses assistance les nouveaux cars qui assureront désormais les liaisons entre l'Aérogare des Invalides et les Aéro-gares d'Orly et du Bourget, dans des conditions inégalées de confort et de sécurité.

Ces cars, réalisés par la SAVIEM, seront en liaison radio VHF constante avec des Centres de dispatching situés respectivement à Orly, au Bourget et boulevard Auguste-Blanqui, ce dernier Centre étant télécommandé depuis l'Aérogare des Invalides.

Les émetteurs-récepteurs retenus par Air-France pour leur équipement sont des MF-760-A de la CSF — Compagnie générale de télégraphie Sans Fil.

La conception technique de ces matériels, fonctionnant en modulation de phase sur onde métrique, assure les performances élevées nécessaires à leur emploi dans des zones à forte densité radioélectrique où l'espacement des canaux attribués par l'Administration des P & T est égal à 50 kHz et même éventuellement inférieur.

La simplicité d'exploitation du MF-760-A CSF permet de le confier à des opérateurs non-spécialisés. Il est, en outre, d'un encombrement et d'un poids réduits, et sa faible consommation d'énergie est due à l'excellent rendement du convertisseur d'alimentation à transistors branché sur la batterie de bord 24 V.

La sécurité des liaisons bi-latérales est assurée — en tous points des itinéraires des cars — par la puissance de l'émetteur, supérieure à 12 watts, et la grande sensibilité du récepteur.

Les stations centrales sont équipées d'émetteurs CSF MF-E-850-A et de récepteurs MF-R-850-A. Ce sont des matériels qui se caractérisent par une puissance d'émission supérieure à 50 watts et par une très grande sécurité d'exploitation en local ou à distance par télécommande. Ils constituent l'équipement de base des réseaux de télécommunications mobiles des principales Administrations.

C'est une station de ce type qui a été récemment mise en service au sommet de l'Aiguille du Midi, à 3 800 m, pour assurer les liaisons radio des équipes du Secours en Montagne dans le massif du Mont-Blanc.

## ERRATUM

Monsieur Isaac LAGNADO, auteur de l'article « Circuits intégrés dans un élément semiconducteur » présenté au Colloque International sur les Dispositifs semiconducteurs et publié dans le numéro 409 d'avril 1961 (page 352) de l'Onde Electrique, nous a fait parvenir les rectificatifs suivants :

1) Section « les filtres en T-ponté »

page 360, ligne 11 : lire  $Z = \frac{rl}{1(j\omega rc)^{1/2}}$

2) page 358, 2<sup>o</sup> colonne : Ajouter à la ligne 23, après ... lorsqu'un signal lui est appliqué.

La tension disruptive de ces diodes devrait être égale à la tension de batterie de collecteur  $V_{cc}$ , afin de limiter au minimum la puissance de dissipation ; une telle condition doit être satisfaite dans les applications de machines calculatrices. De même les couplages parasites...

3) Conclusion, page 360 : Omettre les second et troisième paragraphes et les remplacer par les suivants :

La croissance épitaxiale d'une couche « n » de résistivité 0,6 à 0,8 cm au-dessus d'une partie d'une surface de la plaquette de silicium comportant une couche « p » par suite de la diffusion de gallium fournit un puissant moyen pour simplifier la construction du circuit « NOR ».

Les diodes de seuil s'obtiennent alors par simple alliage, sur la couche « n » obtenue par la croissance épitaxiale, d'un disque de métal contenant une impureté « p » (SnAl) pour la formation de la jonction. Nous réduisons ainsi le nombre de contacts « n » à un seul, commun à toutes les diodes ; si nous désirons « q » diodes, le nombre de connexions à réaliser diminue de (q - 1) unités.

Une telle configuration serait irréalisable si le circuit complet devait être incorporé sur une unique plaquette.

L'emploi des différentes techniques...

Omettre les figures 15 et 16.

## OFFRES ET DEMANDE D'EMPLOI

**O. 157 — IMPORTANTE SOCIÉTÉ D'ÉLECTRONIQUE RECHERCHE POUR SON LABORATOIRE A PARIS**  
— Un Ingénieur confirmé pour étude des circuits impulsions et radar.

— Un cadre pour diriger bureau de dessin et atelier de prototypes. Bonne connaissance de mécanique exigée.

Situation stable et bien rémunérée pour candidats de valeur. Ecrire à la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens qui transmettra.

**O. 158 — Recherchons ingénieurs électroniciens ou électroniciens ayant de bonnes connaissances pratiques et désireux d'exercer celles-ci (domaine des applications nucléaires) : contrôle, commande des réacteurs atomiques, travaux d'engineering ou de laboratoire, mais pas de fabrication.**

Lieu de travail : Bruyère-le-Chatel à proximité d'Arpajon (S.-et-O.). Transport et repas assurés par les soins de la Société.

Monsieur Laxague, Groupement Atomique Alsacienne Atlantique, 100 avenue Edouard-Herriot. Le Plessis-Robinson. Tél. 800 à Arpajon.

**D. 129 — « Electronicien 35 ans, ville importante Nord, possédant atelier 200 m<sup>2</sup>, bureau, voiture, tél., assurant déjà service après-vente pour fabricants très connus d'équipement électronique, serait intéressé par offre constructeurs désirant créer Agence Régionale ou service après-vente. Très sérieuses références. Ecrire à la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens qui transmettra ».**

**O. 540 C — CIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL recherche INGÉNIEURS GRANDES ÉCOLES Position I-II et IIIA AGTS TECHNIQUES RADIO pour Laboratoire matériel radars prototypes**  
Ecr. ou tél. pr rendez-vous  
M. DECARLI, 66 av. Pierre-Brossolette, Malakoff ALE. 69-60.

**O. 548 C — EXCELLENTS TECHNICIENS A.T.2 et A.T.3. dem. pr réparat. « Appareils de mesure, électroniq. dépannage de matériel industriel électronique et d'asservissement ».**

TECHNICIENS ÉLECTRONICIENS pouvant rédiger textes documents techni-

ques Ecrire ou se présenter sauf samedi. Sté PHILIPS  
Serv. Personnel 20, av. Henri-Barbusse BOBIGNY (Seine)

**O. 542 C. — IMPTE STÉ RADIO-PROFESSIONNELLE, proche banlieue Nord recherche :**

1<sup>o</sup> INGÉNIEURS ou CADRES  
Bureau études ayt longue expérience dossiers fabrications radioélectriques pr industrialisation matériels.

2<sup>o</sup> INGÉNIEURS ou CADRES de MATÉRIELS  
ayt expérience confirmée fabricat. radio ou électronique professionnelle, pr Coordination (programme-Commercial-technique-production).

Possibil. développe. Carrière. Discretion assurée. Ecr. 1<sup>re</sup> lettre N° 13 834. Contesse Publicité 20 av. Opéra. Paris-1<sup>er</sup>, q. tr.

**O. 543 C. — IMPTE STÉ RADIO-PROFESSIONNELLE proche banlieue Nord recherche :**

1<sup>o</sup> INGÉNIEURS ou CADRES  
Bureau d'études ayt longue expérience dossiers fabrications radioélectriques pr industrialisation matériels.

2<sup>o</sup> INGÉNIEURS ou CADRES DE MATÉRIELS  
ayt expérience confirmée fabricat. radio ou électronique professionnelle, pr Coordination (programme-Commercial-technique-production).

Possibil. développe. Carrière. Discretion assurée. Ecr. 1<sup>re</sup> lettre N° 13 824. Contesse Publicité, 20 av. Opéra. Paris 1<sup>er</sup> q. tr.

**O. 547 C. — DÉPARTEMENT ÉLECTRONIQUE de la COMPAGNIE DES COMPTEURS 4, rue Marcelin-Berthelot à MONT-ROUGE recherche**

1<sup>o</sup> des AGENTS TECHNIQUES ÉLECTRONICIENS ATI, AT2, AT3 connaissance et expérience souhaitables dans technique : semiconducteurs, Technologie circuits imprimés, enregistrement magnétique, Comptage calcul numérique, Appareillage de mesure de labo, V.H.F. — U.H.F. (émission réception).

2<sup>o</sup> des MONTEURS-CABLEURS P.1 P.2 expérimentés sur matériel professionnel situation stable et d'avenir  
Cantine — retraite — avantages sociaux.

**O. 544 C. — THOMSON GENNEVILLIERS**

rech. pr labo d'études de matériels nouveaux à haute technicité ds les domaines radio émission — télévision — télécommunications — INGÉNIEURS — ÉLECTRONICIENS gdes Ecoles ayt si possible quelques années expérience. Possibil. intéress. développement carrière ds sccteurs en large expansion. 1<sup>re</sup> lettre Serv. Personnel 6, r. Fossé-Blanc GENNEVILLIERS Discretion assurée.

**O. 546 C. — Cie des Ferrites électroniques COFELEC Cie associés d'impts groupes électroniques 128, r. de Paris, MONTREUIL, Métro Robespierre rech. AT3 ou ATP ÉLECTRONICIENS**  
ayt connaissances circuits impulsions. Restaurant — Avantages Sociaux.  
Ecr. av. CV. au Service du Personnel.

**O. 545 C. — THOMSON GENNEVILLIERS** rech. pr labo d'études de matériels nouveaux à haute technicité dans les domaines radio émission — télévision — télécommunications  
INGÉNIEURS — ÉLECTRONICIENS gdes Ecoles ayt si possible quelques années expérience. Possibil. intéress. développement carrière ds secteurs en large expansion. 1<sup>re</sup> lettre Serv. personnel 6, r. Fossé-Blanc, GENNEVILLIERS. Discretion ass.

**O. 541 C. — Cie assoc. d'Import. Groupes Electroniques, 128, r. de Paris — MONTREUIL (Métro Robespierre) rech. UN INGÉNIEUR POSITION 2 — HYPERFRÉQUENCES**  
Cantine — Avantages sociaux. Ecr. av. Curr. Vitae dét. au Serv. du PERSONNEL.

**O. 549 C. — STÉ POUR L'ÉTUDE et la RÉALISATION D'ENGINS BALISTIQUES**  
recherche  
INGÉNIEURS

de préférence GDE ÉCOLE ou ayt Expér. missiles pr essais engins balistiq. Situat. bien rémunérées. Avant. Socx. divers. Semaine en 5 jrs. Restaurant d'entreprise. Ecr. ou se présenter SERVICE PERSONNEL S.E.R.E.B., 55, r. V.-Hugo, COURBEVOIE. DEF. 37-85.



Revue affiliée au Syndicat de la Presse Radioélectrique Française - Paris

QUALITÉ

DU MONT

ALLEN B. DU MONT LABORATORIES

Oscilloscopes HF

CLIFTON N. J. - U. S. A.  
DIVISION DE FAIRCHILD  
CAMERA AND INSTRUMENT CORP.

Type	Largeur de bande de l'amplificateur vertical	Gamme de balayage	Sensibilités verticales	Remarques
440	Continu à 5 MHz	0,2 $\mu$ s à 1 sec./cm	50 mV/cm à 500 volts échelle totale	Possibilité entrées symétriques ; ampli horizontal 500 KHz balayage mono-coup.
410	Continu à 50 MHz	0,01 $\mu$ s à 0,02 sec/cm	0,2 à 200 V échelle totale	

**425** Oscilloscope à affichage digital des tensions et des temps. Repérage automatique du temps de montée (entre 10 % et 90 % de la tension crête). Amplificateurs verticaux, horizontaux, et balayage supplémentaire en tiroirs enfichables. Vitesse de balayage de 0,01  $\mu$ s à 2 sec/cm.

Caractéristiques des tiroirs amplificateurs verticaux du 425

Type	Largeur de bande	Sensibilité maximum	Remarques
4201	Continu à 35 MHz	50 mV/cm	2 entrées avec sélecteur incorporé double trace.
4202	Continu à 33 MHz	50 mV/cm	
4205	Continu à 20 MHz	5 mV/cm	2 entrées avec sélecteur incorporé différentiel, 2 entrées avec sélecteur incorporé
4206	Continu à 5 MHz	500 $\mu$ V/cm	
4210	1 tiroir vertical : $\Delta$ f supérieur à 700 MHz	3 mV/cm	Echantillonnage
	1 tiroir horizontal de balayage ultra rapide 0,1 nanoseconde à 10 nanosecondes/cm.		

Caractéristiques des tiroirs amplificateurs horizontaux du 425

4204	Continu à 4 MHz	2 V/cm	Permet l'étalement de l'Oscillogramme de 1 à 100 fois - deux entrées commutables
4211	Continu à 1,5 MHz	100 mV/cm	

Tiroir de balayage retardant étalonné :

**4203** Balayage 1  $\mu$ s sec. à 1 sec. précision 2 %.  
Retard 250 nanosecondes à 10 secondes précision 0,5 %.

Tiroir horizontal d'alimentation :

**4208** Permet le contrôle des alimentations de l'Oscilloscope et fournit des alimentations régulées pour usage externe.

Tiroir horizontal à Micro-retard :

**4209** Fournit une tension carrée de temps de montée < à 1 ns. Un système de lecture digital, ayant une résolution de 0,1 ns ; permet des mesures différentielles de temps d'une grande précision sur des phénomènes très rapides.

Oscilloscopes BF

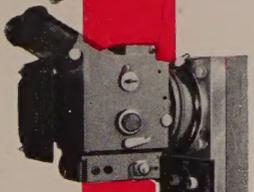
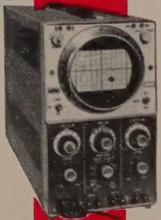
Type	Largeur de bande Amplif. vertical	Gamme de balayage	Sensibilités	Remarques
304 A	Continu à 300 Kc	2 à 30.000 cps	10 mV/cm	CRT à double faisceau. 2 balayages indépendants Ampli horizontal identique à l'ampli vertical. Entrées symétriques. Prérèglage en continu et en alternatif du seuil de déclenchement de la synchro. Balayage mono-coup. Ampli vertical très sensible, très bonne stabilité.
322 A	Continu à 300 Kc biconal	2 à 30.000 cps	10 mV/cm	
401 B	Continu 500 KHz	1 $\mu$ s/cm à 1 s/cm	10 mV/cm à 100 V/cm	
403	Continu à 300 KHz	1 $\mu$ s/cm à 1 s/cm	0,1 mV/cm à 50 V/cm	CRT à doubles faisceau - Possibilité de commuter les amplis et la base de temps sur les deux paires de plaques horizontales. Tube mémoire longue durée d'un prix très étudié Amplis X et Y identiques.
411	Continu à 100 KHz	1 $\mu$ s/cm à 1 s/cm	0,1 mV/cm à 50 V/cm	
430 mémoire	Continu à 10 KHz	50 $\mu$ s/cm à 2 s/cm	10 mV/cm à 100 V/cm	Table roulante pour Oscilloscope. Inclinable. Double plateau.
404	GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS Répétition jusqu'à 100.000 p.p.s. - durée 0,05 $\mu$ s à 100 $\mu$ s. Temps de montée 0,02 $\mu$ s max. Tension crête 50 volts - circuits de retard incorporés-2 $\mu$ s à + 125 $\mu$ s.			

APPAREILS PHOTOGRAPHIQUES & CAMERAS

Type	Description
299	Pour Oscilloscopes 5 pouces (13 centimètres) Utilise du film classique type 120. (Objectif 1,9 et 2,8). Réduction 2,25. Conversion rapide en 302.
302	Utilise du film Polaroid permettant d'obtenir un cliché en 1 minute. (Objectif 1,9 et 2,8. Réduction 2,25). Conversion rapide en 299
353	Utilise du film Polaroid. Ne réduit pas les dimensions de l'Oscillogramme. (Objectif 1,9 et 2,8). Utilisable avec du film type 120
450	Objectif et magasin interchangeable. Tous formats de 35 mm à 10 x 12 sur pellicules classiques et films Polaroid.
352	Utilise du film 35 mm classique. Télécommande permettant de prendre des clichés à cadence rapide. (Objectif 1,5. Obturateur 1/2 à 1/500 sec.)
321 A	Déroutement continu. Utilise film ou papiers de 35 mm. Rouleau de 30 ou 45 m. Vitesse 20 à 275 mètres par minute. Adaptateur permettant de monter les caméras DU MONT sur des Oscilloscopes 5 pouces (13 centimètres) de marque autre que DU MONT

AGENT EXCLUSIF

ETS RADIOPHON 148, AV. DE MALAKOFF - PARIS 16<sup>e</sup> - KLÉ. 32-50

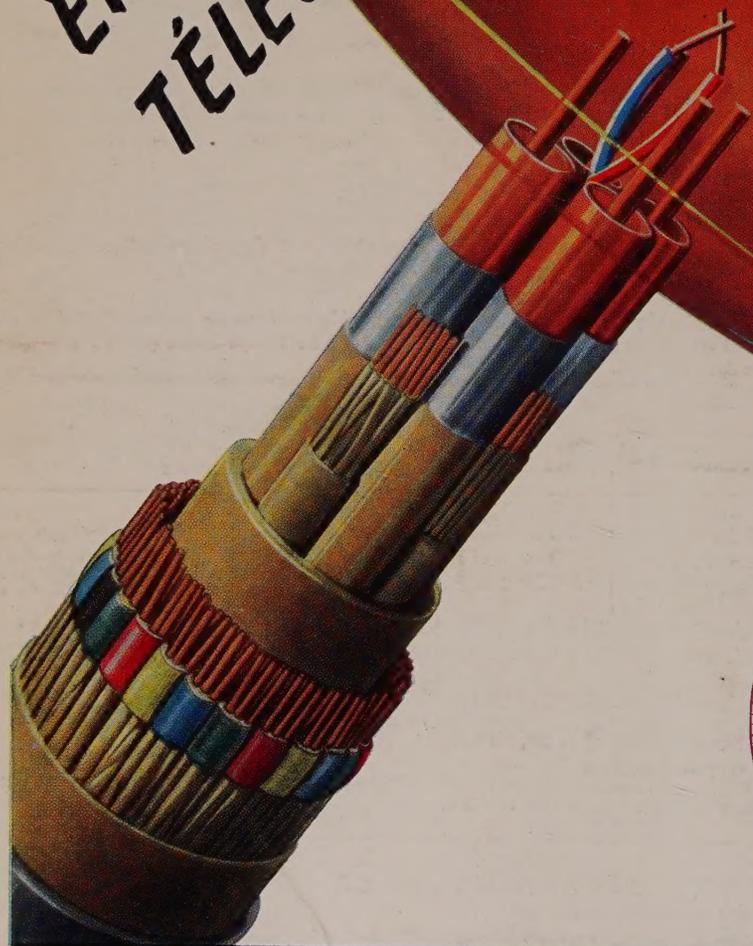


AUTRES FABRICATIONS DE ALLEN B. DU MONT

Tubes cathodiques pour oscillographes et pour utilisations spéciales : mémoires, à grande résolution, à plusieurs faisceaux, pour transistors, etc.  
Tubes photomultiplicateurs, modèles UV, détecteur de Neutron.

Agence PUBLÉDITEC - DOMENACH

ÉNERGIE NUCLÉAIRE  
TÉLÉCOMMUNICATIONS  
ÉLECTRONIQUE



**SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES**

ÉNERGIE NUCLÉAIRE • TÉLÉCOMMUNICATIONS • ÉLECTRONIQUE

69. RUE DE MONCEAU. PARIS 8<sup>e</sup>. LAB. 60-50

Giorgi