

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

40<sup>e</sup> ANNÉE - N° 404

NOVEMBRE 1960

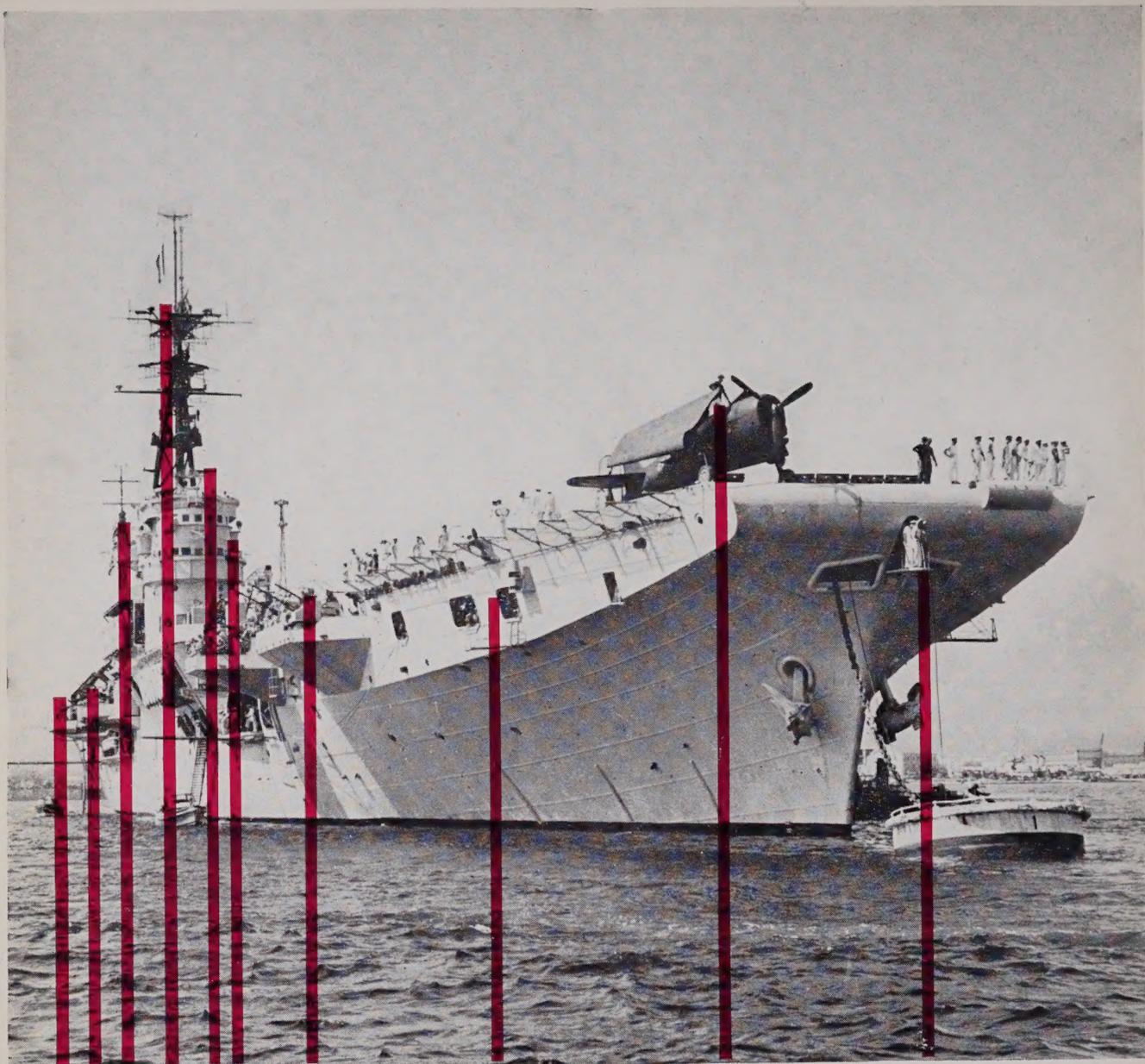
PRIX : 4 NF

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



Générateur d'impulsions type P 201 A et volt-  
mètre électronique type A 204 : nouveaux  
appareils de mesure à hautes performances de  
la Société Ferisol (Trappes).

Rayonnements nucléaires et semi-conducteurs, M.  
L. KOCH. — Circuits rapides à transistors, J. M.  
— Transistorisation des appareils d'électronique  
nucléaires, M. CORDELLE. — Amplificateurs ca-  
nus transistorisés, R. GARIOD. — Diagramme  
Nyquist, A. BLAQUIÈRE et P. GRIVET. — Pro-  
cessions dans les redresseurs de puissance à s



**LA ! OU LA QUALITÉ EST INDISPENSABLE**

## COMPAGNIE GÉNÉRALE DES CONDENSATEURS

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE DIX MILLIONS DE NOUVEAUX FRANCS  
 SIÈGE SOCIAL ET DIRECTION COMMERCIALE : 1<sup>ER</sup> RUE CHANEZ - PARIS-16<sup>E</sup> - TÉLÉPHONE : JASMIN 97-00

TOUS CONDENSATEURS : ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE • TÉLÉPHONIE • FLUORESCENCE • ANTIPARASITAGE •



PUBLIEDIS C 10

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XL

NOVEMBRE 1960

N° 404

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

	Pages
La détection des rayonnements nucléaires par les semi-conducteurs ..... Mme L. KOCH	807
Circuits rapides à transistors ..... J. MEY	815
Transistorisation des appareils d'électronique nucléaire ..... M. CORDELLE	819
Amplificateurs continus transistorisés pour mesures nucléaires..... R. GARIOD	823
Le diagramme de Nyquist généralisé dans le domaine nucléaire..... A. BLAQUIÈRE P. GRIVET	831
Contribution à l'élaboration d'une méthode générale de coordination des protections dans les redresseurs de puissance à semi-conducteurs ..... R. OHROND	833
Élargissement de la bande passante des amplificateurs à transistors ..... J. HEBENSTREIT	842
Informations :	
Comparaisons de fréquences étalon ..... 853	853
Le 22 <sup>e</sup> Salon de l'Électronique, Radio, Télévision ..... 854	854
Documentation technique..... 857	857
Communiqués ..... 860	860
Bibliographie ..... 862	862
 <i>Sur notre couverture :</i>	
Générateur d'impulsions type P. 201 A et voltmètre électronique type A 204 : nouveaux appareils de mesure à hautes performances de la Société Ferisol (Trappes)	
Société Ferisol, 18, avenue P.-V. Couturier, Trappes (Seine-et-Oise). Tél. 928-08-00	

*Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Électrique n'engagent que les auteurs.*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société Française des Électroniciens 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 Éditions Chiron : France 37 NF — Etranger 41 NF — Ce n° 4 NF

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6<sup>e</sup> - Tél. : LIT. 79-53

# SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

## BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

### Président (1960)

M. l'Ingénieur Général André ANGOT.

### Président désigné pour 1961

M. le Général de C.A. Jean GUERIN.

### Vice-Présidents

MM. G. GOUDET, Directeur du L.C.T.

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.

### 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 de la Société Le Matériel Téléphonique.

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

### Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

### Secrétaires

Mme Hélène CUBAIN, Ingénieur Contractuelle des Constructions et Armes Navales.

MM. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

M. THUE, Ingénieur des Télécommunications.

## SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Denomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales. Groupe de mathématiques appliquées à la radioélectricité.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. ROBIN	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. BUFFARD	M. R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. PICQUENDAR	
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. RIVERE	M. GILABERT

## Rédaction de l'Onde Electrique

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

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

## GROUPES RÉGIONAUX

### GRUPE D'ALGER

**Président.** — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

**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. GUDEFIN, 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 Radio-technique.

**Secrétaire.** — M. N. SCHUTZ, Directeur de la Société Générale d'Electricité et de Radio.

**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 0,5 NF à toute demande

## RÉSUMÉS DES ARTICLES

**LA DÉTECTION DES RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES PAR LES SEMI-CONDUCTEURS**, par Mme L. KOCH, *Service d'Electronique Physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (France)*. *Onde Electrique* de novembre 1960 (pages 807 à 814).

*Les progrès exceptionnellement rapides réalisés au cours des dernières années dans la physique des semi-conducteurs ont permis de mettre au point un type nouveau de détecteurs de radiations nucléaires, transposition dans l'état solide des chambres d'ionisation et des compteurs proportionnels.*

*Ces détecteurs à « jonctions » de silicium ont déjà dépassé dans plusieurs domaines (précision, temps de réponse, simplicité), les performances des détecteurs conventionnels.*

**AMPLIFICATEURS CONTINUS TRANSISTORISÉS POUR MESURES NUCLÉAIRES**, par R. GARIOD, *Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble (France)*. *Onde Electrique* de novembre 1960 (pages 823 à 830).

*Cet article expose le principe des amplificateurs continus à liaison directe. Après un rappel des principes de la mesure des faibles courants, l'étude d'amplificateurs de deux types est envisagée : association tubes subminiature-tubes normaux et tubes subminiature-transistors. Enfin diverses réalisations dans le domaine de l'instrumentation nucléaire sont décrites.*

**CIRCUITS RAPIDES A TRANSISTORS**, par J. MEY, *Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (France)*. *Onde Electrique* de novembre 1960 (pages 815 à 818).

*Après un examen général des propriétés caractéristiques des transistors en ce qui concerne leur emploi dans les circuits rapides, les possibilités de leur application à l'Electronique Nucléaire sont passées brièvement en revue.*

**CONTRIBUTION A L'ÉLABORATION D'UNE MÉTHODE GÉNÉRALE DE COORDINATION DES PROTECTIONS DANS LES REDRESSEURS DE PUISSANCE A SEMI-CONDUCTEURS**, par R. OHROND, *Ingénieur aux Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi (Belgique)*. *Onde Electrique* de novembre 1960 (pages 833 à 841).

*La principale difficulté présentée par l'utilisation des jonctions au silicium dans les redresseurs de puissance consiste dans l'échelonnement et la coordination des protections contre les surcharges thermiques.*

*Le principe des différentes protections étant connu, l'auteur propose une méthode permettant de tracer rapidement un diagramme qui place sous les yeux les phénomènes physiques mis en jeu par le fonctionnement des organes de protection, dans le domaine des surintensités comme dans celui des courts-circuits.*

*On en déduit aisément et rapidement les caractéristiques optimales des différentes protections.*

**TRANSISTORISATION DES APPAREILS D'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE**, par M. CORDELLE, *Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble (France)*. *Onde Electrique* de novembre 1960 (pages 819 à 822).

*La transistorisation n'est pas un but en soi, elle est un moyen en vue d'améliorer :*

- la stabilité et la sûreté de fonctionnement,
- la maniabilité des appareils.

*Les avantages de l'utilisation des transistors sont passés en revue dans ces divers domaines en insistant sur l'effet favorable de la régularité des températures de fonctionnement due à la faible dissipation calorifique des circuits à semi-conducteur. Les inconvénients sont ensuite examinés ainsi que certains moyens d'y remédier.*

*Un ensemble de comptage de 1 microseconde de temps de résolution avec enregistrement automatique est sommairement décrit.*

**ÉLARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS**, par J. HEBENS-TREIT, *Ingénieur E.S.E., Chef de travaux au Service des Mesures de l'Ecole Supérieure d'Electricité*. *Onde Electrique* de novembre 1960 (pages 842 à 852).

*On étudie le cas d'un amplificateur passe-bas à transistors et on indique plusieurs méthodes permettant d'augmenter le produit gain-largeur de bande. Parmi ces méthodes on insiste plus particulièrement sur celles mettant en œuvre la réaction négative sélective en déterminant par le calcul les conditions de compensation optimales. Les résultats expérimentaux concordent de façon satisfaisante avec les calculs théoriques.*

## SUMMARIES OF THE PAPERS

TRANSISTORISED DC AMPLIFIERS FOR NUCLEAR MEASUREMENTS, by R. GARIOD, *Centre d'Etudes nucléaires de Grenoble (France)*. *Onde Electrique*, November 1960 (pages 823 to 830).

The article sets out the theory of directly-connected DC amplifiers. After recalling the principles of weak-current measurement, two types of amplifier are considered: one having a mixture of normal and subminiature tubes, the other having subminiature tubes and transistors. Finally various practical equipments used in nuclear instrumentation are described.

THE DETECTION OF NUCLEAR RADIATIONS BY SEMI-CONDUCTORS, by Mrs Lydie KOCH, *Service d'Electronique Physique Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (France)*. *Onde Electrique*, November 1960 (pages 807 to 814).

The exceptionally rapid progress made in recent years in the physics of semi-conductors has made it possible to develop a new class of detectors for nuclear radiations, solid-state transposition of ionisation chambers and rate counters.

These detectors, using silicon junctions, have already in several characteristics (accuracy, response time and simplicity) overtaken the performance of conventional detectors.

CONTRIBUTION TO THE DEVELOPMENT OF A GENERAL METHOD FOR THE CO-ORDINATION OF PROTECTIVE DEVICES IN SEMI-CONDUCTOR POWER RECTIFIERS, by R. OHROND, *Ingénieur aux Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi (Belgique)*. *Onde Electrique*, November 1960 (pages 833 to 841).

The principal difficulty arising in the use of silicon junctions is in the loading, and in the arrangement of protection devices to deal with heat overloads.

The principles of different methods of protection being known, the author sets out a method for quickly drawing a diagram showing at a glance the physical phenomena brought into action by the operation of protective devices both in overloads and in short-circuits.

From this it is easy to determine quickly and easily the optimum characteristics of different kinds of protection.

HIGH SPEED TRANSISTOR CIRCUITS, by J. MEY, *Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (France)*. *Onde Electrique*, November 1960 (pages 815 to 818).

The paper presents a general view of the typical properties of transistors to be used in fast circuits. A brief review of their applicability to fast nuclear electronics is given.

INCREASING THE BANDWIDTH FOR TRANSISTOR AMPLIFIERS, by J. HEBENSTREIT, *Ingénieur E.S.E., Chef de Travaux au Service des Mesures de l'Ecole Supérieure d'Electricité*. *Onde Electrique*, November 1960 (pages 842 to 852).

The example of a low-pass transistor amplifier is examined and various methods are shown for increasing the gain-bandwidth product. Among these methods, attention is drawn particularly to those which use negative feedback and calculations are made for the optimum compensation conditions. The experimental results agree satisfactorily with the theoretical calculations.

TRANSISTORISATION OF NUCLEAR ELECTRONIC EQUIPMENT, by M. CORDELLE, *Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble (France)*. *Onde Electrique*, November 1960 (pages 819 to 822).

Transistorisation is not an end in itself but a means of improving:

- stability and reliability,
- the convenience of equipment.

The advantages of using transistors in various instances are reviewed with emphasis on the advantage obtained from stable operating temperatures due to the low heat dissipation of semi-conductor circuits. The disadvantages are then examined, together with some ways of overcoming them.

A counting device with a resolution of one microsecond and automatic recording is briefly described.

# LA DÉTECTION DES RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES PAR LES SEMI-CONDUCTEURS\*

PAR

LYDIE KOCH

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay  
Service d'Electronique Physique

## 1. Introduction

Les détecteurs conventionnels de rayonnements nucléaires utilisent soit l'ionisation d'un gaz (chambre à ionisation, compteur de Geiger-Müller), soit la luminescence produite dans un gaz, un solide ou un liquide par le passage d'une particule nucléaire (détecteurs à scintillation).

Les propriétés électroniques des semi-conducteurs permettent de concevoir un nouveau type de détecteurs de radiations nucléaires. Ces *compteurs solides* ont pu être mis au point grâce aux progrès exceptionnellement rapides, à la fois théoriques et technologiques réalisés dans le domaine de la physique du solide depuis la découverte de *l'effet transistor*.

Les compteurs utilisant des cristaux ioniques, par exemple le chlorure d'argent, ont été étudiés depuis 1920 [1], mais leur polarisation rapide les rendait pratiquement inutilisables.

L'utilisation des compteurs au germanium ou au silicium a débuté en 1945 aux U.S.A. dans le laboratoire de LARK-HOROWITZ à l'Université de Purdue [2]. Depuis 1957 un grand nombre de laboratoires aux U.S.A. [3] [4] [5], en U.R.S.S. [6], au Canada [7] ont étudié ce problème. Au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, le Service d'Electronique Physique a également entrepris cette étude depuis 3 ans [8].

La première application des compteurs à semi-conducteurs dans la recherche nucléaire a été faite en 1958 par F.J. WALTER et ses collaborateurs de l'Oak Ridge National Laboratory aux U.S.A. ;

WALTER étudiait l'émission de particules lourdes de grande énergie par des noyaux orientés à très basse température [9]. Comme nous le verrons en effet, ce type de détecteurs est d'autant plus précis que la température est plus basse et par ailleurs l'absence de fenêtre, de gaz, d'alimentation haute tension rendent son utilisation particulièrement facile, même à la température de l'hélium liquide [10].

## 2. Principe des détecteurs à ionisation

Lorsqu'une particule chargée traverse un semi-conducteur, elle crée un certain nombre de paires électron-trou. L'énergie moyenne nécessaire pour créer une paire est de 2,94 eV pour le germanium et 3,50 eV pour le silicium. Elle est plus faible que dans un bon isolant comme le diamant qui a une bande interdite plus large, et bien inférieure à celle nécessaire dans un gaz (une trentaine d'électrons-volts). A énergie égale, on a dans un semi-conducteur dix fois plus de charges créées que dans un gaz : la quantité d'information est 3,3 fois plus grande.

### 2.1. RECOMBINAISON DES PAIRES ÉLECTRON-TRou

Il est important de savoir si les paires électron-trou créées vont se recombiner rapidement entre elles. Dans un cristal intrinsèque (sans impuretés) cette durée de vie est assez importante :  $10^{-3}$  s pour le germanium et le silicium. En effet, la recombinaison directe d'un électron de la bande de conduction avec un trou de la bande de valence est très peu probable et ce sont pratiquement des niveaux intermédiaires situés dans la bande interdite et liés à des imperfections du réseau qui limitent la durée de vie. D'autre part dans un cristal de type *n* par exemple, la durée

\* Communication présentée le 3 mars 1960 au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, au cours d'une réunion organisée par la Section « Electronique Nucléaire » de la Société des Radioélectriciens.

de vie des paires électron-trou sera celle des porteurs minoritaires (les trous) dont la vie sera d'autant plus brève que les porteurs majoritaires (les électrons) seront plus nombreux. Soit  $\tau$  cette durée de vie ; on utilisera aussi par la suite la notion de longueur de diffusion  $L = \sqrt{D\tau}$  ( $D$  est une constante de diffusion). Les valeurs typiques de  $\tau$  sont comprises entre  $10^{-5}$  et  $10^{-3}$  s et les valeurs correspondantes de  $L$  pour le silicium de type  $p$  sont 0,14 et 1,4 mm.

2.2. NÉCESSITÉ D'UNE JONCTION P, N

Le détecteur le plus simple qu'on puisse envisager serait le suivant : un barreau de silicium de très grande résistivité (quelques milliers d'ohm-cm par exemple) est situé entre deux électrodes métalliques (fig. 1). Une polarisation continue est appliquée par

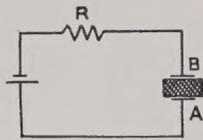


FIG. 1

l'intermédiaire d'une forte résistance  $R$ . Les paires électron-trou créées dans le silicium sont collectées très rapidement par les électrodes. Une différence de potentiel transitoire apparaît aux bornes du condensateur AB. L'inconvénient d'un tel système est le courant permanent circulant entre A et B dû aux électrons injectés dans le cristal par l'électrode A et aux trous injectés en B. Pour réduire ce courant, qui constitue un bruit de fond gênant, on a intérêt à avoir une région riche en trous près de l'électrode A — car les électrons injectés en A se recombineront avec eux — et une région riche en électrons dans la région voisine de l'électrode B. On est donc amené à utiliser la structure suivante : une électrode métallique positive, une région  $n$ , une électrode métallique négative. La répartition de potentiel est alors celle indiquée sur la figure 2.

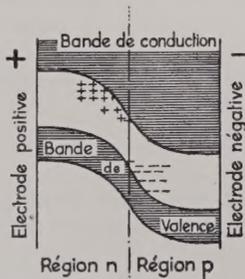


FIG. 2

Le champ intense dans la zone intermédiaire est dû à une charge d'espace formée par les électrons piégés dans les centres accepteurs de la région  $P$  et les trous dans les centres donneurs de la région  $N$ . Cette barrière de potentiel constitue la jonction

proprement dite ou région de charge d'espace. Les régions  $N$  et  $P$ , par contre, sont équipotentielles.

2.3. MÉCANISMES DE COLLECTION DES CHARGES

Les paires électron-trou créées par une particule nucléaire ne sont pas collectées de la même manière par la jonction selon qu'elles ont été produites dans la région de charge d'espace ou dans les régions équipotentielles.

2.3.1. Paires créées dans la région de charge d'espace

Les électrons et les trous sont rapidement séparés par le champ électrique et collectés de part et d'autre de la jonction. Une différence de potentiel apparaît aux bornes du cristal. Puis, à cause de la résistance  $R$  de charge branchée aux bornes du cristal et des recombinaisons à l'intérieur même du cristal, cette différence de potentiel disparaît selon une loi en  $e^{-t/\theta}$  avec  $\theta = RC$  ( $C$  capacité de la jonction).

Le temps de montée de cette impulsion de tension correspondra au temps de collection des charges. Le champ électrique maximal dans la jonction varie de quelques  $10^2$  à quelques  $10^4$  V/cm.

La vitesse des porteurs de charge est de l'ordre de  $5 \cdot 10^6$  cm.s<sup>-1</sup> dès que le champ atteint  $10^3$  V cm<sup>-1</sup> [11]. Par exemple, le temps maximal de collection des charges dans une jonction de silicium de  $50 \mu$  d'épaisseur est égal à  $10^{-9}$  s. Le temps de collection étant court devant la durée de vie des porteurs minoritaires, les paires électron-trou n'auront pas le temps de se recombiner entre elles.

En résumé, disons que dans la région de charge d'espace toutes les charges seront collectées en un temps inférieur à  $10^{-9}$  s.

2.3.2. Paires créées dans une région N ou P

Prenons par exemple le cas des paires électron-trou créées dans la région  $P$  par un rayon  $\alpha$  de 6 MeV. Elles ont été créées toutes en  $10^{-13}$  s environ. A partir de ce moment les électrons, porteurs minoritaires, vont commencer un mouvement de diffusion obéissant à une loi du type :

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{n}{\tau} + D \Delta n$$

( $\tau$  durée de vie des électrons,  $D$  constante de diffusion).

Au cours de ce mouvement, certains électrons arrivant dans la région de la jonction seront entraînés de l'autre côté. Finalement, comme au paragraphe précédent, une différence de potentiel transitoire apparaîtra aux bornes du cristal.

Si  $N$  charges sont créées à l'instant  $t = 0$ , à une distance  $x$  d'une jonction dans un cristal semi-infini, le courant d'électrons atteignant la jonction est  $i = Nf(t) e^{-t/\tau}$

où 
$$f(t) = \frac{x}{2\sqrt{\pi D}} e^{-x^2/4Dt} \cdot t^{-3/2}$$

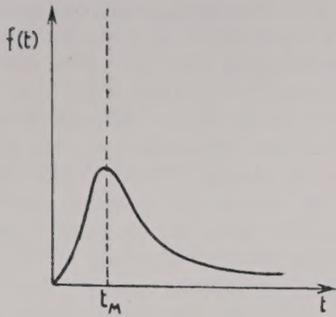


FIG. 3

f(t) a l'allure représentée fig. 3 ; f(t) passe par un maximum pour  $t = t_M = 1/6 \frac{x^2}{D}$ .

La figure 4 indique le courant collecté en fonction du temps pour des porteurs créés dans le silicium à

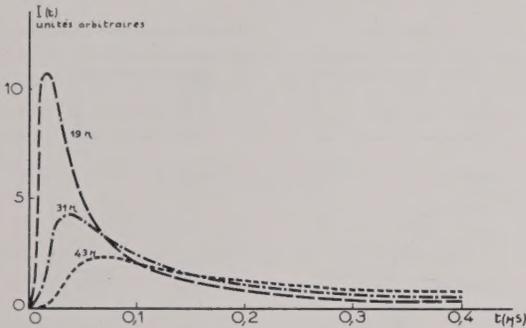


FIG. 4. — Temps de collection. Les différentes courbes ont été obtenues pour des porteurs créés à des distances de 19, 31, 43 μ de la région de charges d'espace (d'après J.W. MAYER).

différentes distances de la jonction. Le temps nécessaire pour collecter 90 % des charges créées est compris entre quelques  $10^{-7}$  et quelques  $10^{-6}$  s. Le phénomène de diffusion est donc relativement lent. D'autre part, un certain nombre d'électrons se recombineront avec des trous avant d'atteindre la jonction. Avec la géométrie indiquée le rendement de collection sera  $\rho = e^{-x/L_n}$ .

Donc, si l'on désire à la fois un temps de réponse rapide et une grande précision sur l'énergie perdue dans le cristal par la particule (ce qui exige pratiquement de collecter toutes les charges produites), il vaudra mieux n'utiliser que la région de charge d'espace où règne un champ électrique intense.

#### 2.4. CARACTÉRISTIQUES DE LA RÉGION DE CHARGE D'ESPACE

##### 2.4.1. Epaisseur

Dans les détecteurs réalisés à l'heure actuelle, les particules nucléaires sont généralement envoyées perpendiculairement au plan de la jonction, l'épaisseur de la région de charge d'espace détermine donc le parcours utile de la particule dans le compteur.

Appelons V la somme de la hauteur de la barrière de potentiel naturelle et de la différence de potentiel appliquée au cristal dans le sens inverse (voir fig. 2). L'épaisseur de la région de charge d'espace dans chacune des régions N et P est donnée par :

$$x = \left( \frac{\epsilon V}{2\pi e N} \right)^{1/2}$$

où  $\epsilon$  est la constante diélectrique du milieu (12 pour le silicium)

e est la charge de l'électron

N est la concentration des centres donneurs pour la région N ou accepteurs pour la région P.

La région de charge d'espace s'étend principalement dans la région de plus forte résistivité.

Dans une jonction obtenue par diffusion de phosphore sur du silicium de type P par exemple, le rapport  $\frac{x_P}{x_N}$  peut atteindre  $10^3$  au maximum (le rap-

port des résistivités des régions P et N atteignant  $10^3$ ). Suivant la résistivité du matériau de base, les épaisseurs x sont comprises entre quelques μ et quelques centaines de μ et sont limitées pratiquement par la différence de potentiel maximum que peut supporter le cristal. On voit l'intérêt d'utiliser un matériau de base très résistant, aussi voisin que possible de l'état intrinsèque.

##### 2.4.2. Capacité

A cette région de charge d'espace est associée une capacité

$$C = \frac{\epsilon S}{4\pi x}$$

C est donc inversement proportionnelle à x donc à  $(V\rho)^{1/2}$  où ρ est la résistivité de la région de base ; la capacité minimale et l'épaisseur maximale de la région de charge d'espace sont donc obtenues en même temps. Des valeurs typiques de C sont comprises entre  $10^2$  et  $10^4$  pF/cm<sup>2</sup>.

##### 2.4.3. Courant d'obscurité, impédance

Le courant I traversant la jonction s'exprime par :

$$I = I_0 (e^{eV/kT} - 1)$$

avec e charge de l'électron

k constante de BOLTZMANN

T température absolue

V différence de potentiel existant aux bornes du cristal.

A la température ordinaire, dès que la différence de potentiel appliquée au cristal dans le sens inverse atteint 1 volt, le courant devient égal au courant  $I_0$ , appelé courant de saturation.  $I_0$  est constitué par les trous existant en faible quantité dans la région N et les électrons existant en faible quantité dans la région P qui diffusent vers la jonction où ils sont entraînés par le champ électrique. Si  $p_n$  et  $n_p$  sont les concentrations de ces porteurs minoritaires dans les régions n et p, on aura.

$$I_0 = e \frac{D_p n_p}{L_n} + \frac{D_p p_n}{L_p}$$

A ce courant de diffusion  $I_0$  s'ajoute dans certains cas, un courant  $I_1$  dû à la génération thermique des porteurs dans la région de charge d'espace à partir des centres de recombinaison [19]. En supposant le niveau d'énergie des centres de recombinaison au centre de la bande interdite, on a :

$$I_1 = e W \frac{n_i}{2 \tau_{no}}$$

avec  $W$  épaisseur de la zone de charge d'espace ;

$n_i$  concentration intrinsèque des porteurs de charge ;

$\tau_{no}$  durée de vie des porteurs minoritaires dans le matériau supposé très dopé.

Enfin un courant de fuite  $I_3$  sur les bords de la jonction peut s'ajouter et devenir prépondérant lorsque les cristaux sont utilisés dans l'air sans précautions spéciales.

La somme  $I_S$  de ces trois courants atteint quelques  $10^{-6}$  A/mm<sup>2</sup> dans le cas du germanium et quelques  $10^{-8}$  A/mm<sup>2</sup> dans le cas du silicium, d'où l'intérêt du silicium lorsqu'on veut obtenir un faible bruit de fond. La résistance dynamique du cristal est en général supérieure à  $10^6 \Omega$  dans le cas du silicium.

### 3. Caractéristiques nucléaires des détecteurs

#### 3.1. NATURE ET GÉOMÉTRIE DU DÉTECTEUR

La figure 5 indique les deux types de détecteurs utilisés : dans le type 1 les particules nucléaires à détecter sont envoyées parallèlement au plan de la

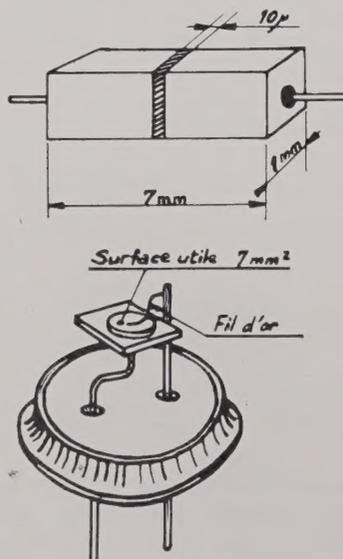


FIG. 5

jonction, la surface utile est très faible ; dans le type 2 les particules sont envoyées perpendiculairement au plan de la jonction ; c'est ce dernier type qui est le plus commode.

Les surfaces utiles sont comprises à l'heure actuelle entre quelques mm<sup>2</sup> et 2 cm<sup>2</sup>. Le semi-conducteur qui convient le mieux par ses qualités intrinsèques et l'état d'avancement de sa technologie est le silicium. Les détecteurs sont réalisés en général par diffusion d'une impureté convenablement choisie dans du silicium très pur sur une profondeur de quelques microns ; on obtient ainsi une jonction  $N, P$ . Supposons que la région diffusée est de type  $N$  ; la partie de celle-ci d'épaisseur  $d - x_n$  ( $x_n$  épaisseur de la région de charge d'espace dans la région  $N$ ) doit être aussi mince que possible car elle joue le rôle d'une fenêtre pour le compteur ; cependant on ne pourra, sans perdre l'avantage de la jonction au point de vue électronique, faire  $d \leq L_p$  où  $L_p$  est la longueur de diffusion des trous dans la région  $N$  (voir paragraphe 2.1).

Certains laboratoires, en général dans des centres d'Etudes Nucléaires : Chalk River [7], Oak Ridge [12] Harwell [13], ont réalisé des détecteurs à *barrière de surface* ou contact métal - semi-conducteur, par évaporation thermique d'or sur du germanium ou du silicium (figure 6). Beaucoup plus simples à réaliser

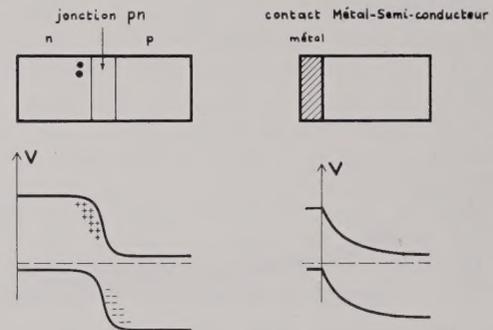


FIG. 6. — Barrière de potentiel.

que les jonctions  $N, P$  ces barrières présentent cependant deux inconvénients majeurs : courant de saturation élevé, non reproductibilité liée au fait que l'état de surface des semi-conducteurs est encore très mal connu à l'heure actuelle. Aussi cette voie de recherche ne nous semble-t-elle pas avoir de grandes perspectives d'avenir.

#### 3.2. AMPLITUDE DU SIGNAL RECUEILLI, BRUIT DE FOND, POUVOIR DE RÉOLUTION

Le signal utile est constitué par les  $Q$  charges collectées de part et d'autre de la jonction. Pour un rayon  $\alpha$  de 7 MeV arrêté dans le silicium,  $Q$  est de l'ordre de  $2 \cdot 10^6$ . Pour une jonction de surface 10 mm<sup>2</sup> et de capacité 20 pF, par exemple, cela se traduit par une impulsion d'amplitude :

$$A = \frac{Q}{C} = 17 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

si l'on suppose négligeable la capacité du circuit de mesure.

Le bruit de fond provient :

1° du bruit de fond aux bornes du circuit RC constitué par la capacité C de la jonction et la résistance de charge R. Il lui correspond une tension moyenne de bruit telle que :

$$\frac{1}{2} C \bar{V}^2 = \frac{1}{2} k T$$

$$\text{Soit : } \bar{V} = \left( \frac{kT}{C} \right)^{1/2}$$

ce qui correspond à q<sub>1</sub> charges aux bornes de C :

Pour C = 20 pF à la température ordinaire :

$$q_1 \approx 1670 \text{ charges}$$

2° les fluctuations sur le nombre de charges traversant la barrière de potentiel qui s'expriment d'une façon très simplifiée par :

$$\bar{q}_2 = \frac{1}{e} C \bar{v} = \left( \frac{1}{2} \frac{I_s}{e} RC \right)^{1/2}$$

si l'on suppose que la bande passante lors de l'amplification des impulsions n'est limitée que par le circuit RC d'entrée, I<sub>s</sub> est le courant de saturation inverse.

Pour la jonction déjà considérée, on a par exemple :

$$I_s = 10^{-6} \text{ A}$$

$$R = 5 \cdot 10^5 \Omega \quad \text{soit } \bar{q}_2 = 1750 \text{ charges}$$

$$C = 20 \text{ pF}$$

Remarquons que lorsque la jonction n'est pas polarisée ( $\bar{I}_s = 0$ ) les fluctuations sont du même ordre de grandeur, chaque composante du courant apportant ses fluctuations propres.

3° du bruit de surface inversement proportionnel

de jonction faibles, de faibles courants inverses et à ne pas appliquer des tensions inverses trop fortes.

Un pouvoir de résolution de 0,3 % à 6 MeV — ce qui signifie q<sub>1</sub>, q<sub>2</sub> < 6 600 — doit pouvoir être obtenu à la température ordinaire avec du silicium, moyennant un choix judicieux de C, R et de la valeur de la bande passante de l'amplificateur associé à la jonction. La figure 7 montre l'influence de la différence de potentiel appliquée sur le signal et sur le

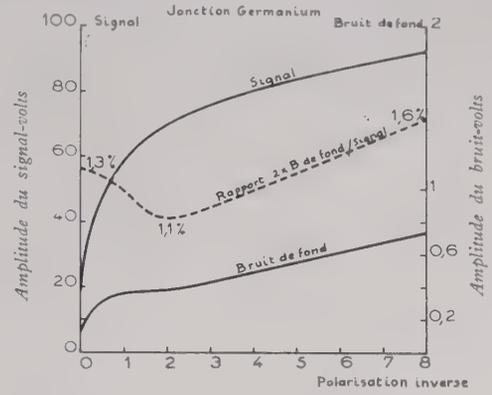


Fig. 7. — Amplitudes du signal et du bruit et résolution en énergie, en fonction de la polarisation.

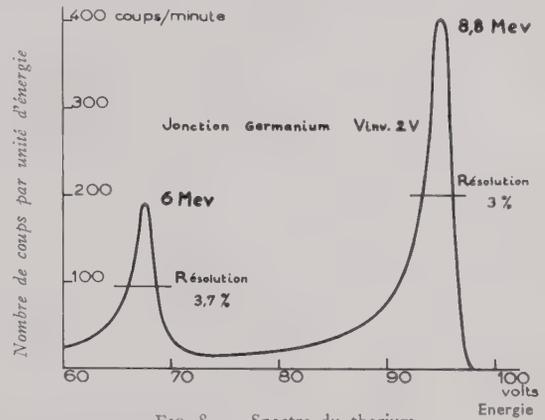


Fig. 8. — Spectre du thorium.

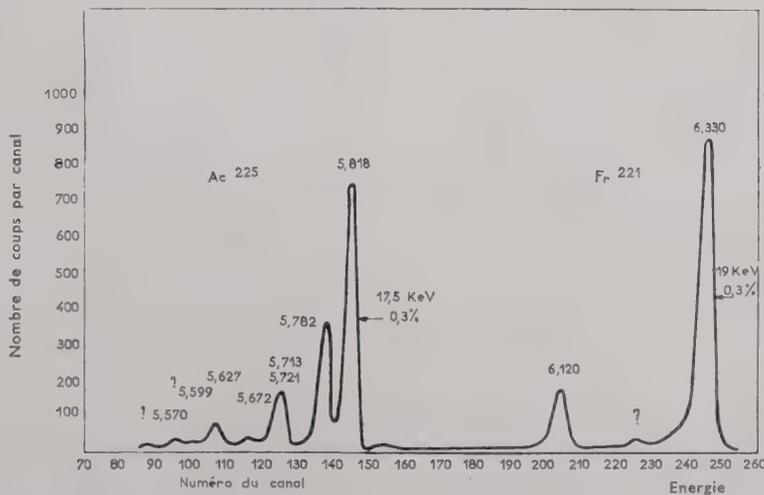


Fig. 9. — Spectre d'amplitude des rayons α du Th<sub>229</sub> et de ses descendants. — 16,5 V polarisation ; ~ 5,0 keV/canal (d'après S.S. FRIEDLAND).

à la fréquence et important seulement en dessous de 10 kHz, des micro-claquages qui peuvent se produire dans la barrière de potentiel. Pour réduire le bruit de fond on a donc intérêt à avoir des capacités

bruit dans le cas du germanium à la température ordinaire. La résolution en énergie pour un rayon α de 6 MeV est tracée en pointillé. La figure 8 indique la résolution en énergie obtenue avec la même jonc-

tion de germanium (1) irradié par une source de thorium. Enfin, la figure 9 indique l'un des meilleurs résultats obtenus à l'heure actuelle avec du silicium par S. FRIEDLAND [4].

### 3.3. INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE

La capacité de la jonction ne dépend pas de la température et il en est de même pour l'amplitude du signal obtenu. Le courant de saturation  $I_0$  par contre est très sensible à la température et varie comme  $T^{3/2} e^{-\Delta E/kT}$  ( $\Delta E$ , largeur de la bande interdite). On peut ainsi diminuer considérablement le bruit de fond dû à  $I_0$  en refroidissant la jonction. Il en est de même pour  $I_1$ .

### 3.4. POSSIBILITÉS DE DÉTECTION ET DE SPECTROSCOPIE DES RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES

Nous avons vu qu'il semblait possible, compte tenu des performances actuelles des semi-conducteurs d'obtenir une définition en énergie de 20 keV ce qui dépasse dès maintenant les performances limites des chambres d'ionisation à collection électronique. Les particules nucléaires pourront donc être détectées dès qu'elles transmettront à la partie sensible du détecteur une énergie supérieure à 20 keV.

L'énergie moyenne pour créer une paire électron-trou ne dépend pas, semble-t-il, de l'énergie de la particule incidente pour un matériau donné, dans une gamme d'énergie allant par exemple de 100 keV à 10 MeV pour des protons. D'autre part, cette énergie est, dans la limite de précision des expériences réalisées (quelques pour cent) indépendante de la perte spécifique d'énergie de la particule même dans le cas de particules très ionisantes comme les particules de fission [14].

La figure 10 montre un spectre de fission obtenu avec une jonction P,N de silicium par G.L. MILLER

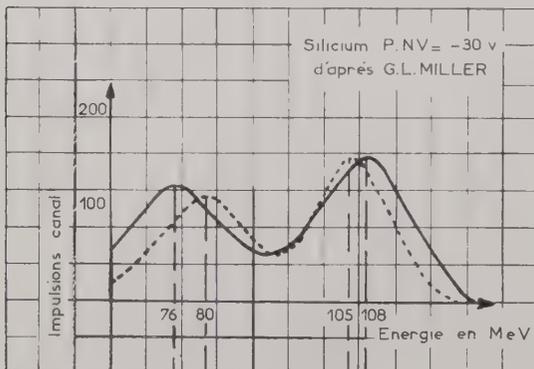


FIG. 10. — Spectre de fission du  $Cf_{252}$ .

[15]. La courbe en pointillé traduit les résultats les plus précis à l'heure actuelle, obtenus par la méthode des temps de vol. L'erreur reste inférieure à 5 % bien que les particules de fission perdent la plus grande partie de leur énergie dans le premier micron de leur parcours.

(1) Fabriquée par le Centre National d'Etudes des Télécommunications.

Compte tenu des épaisseurs utiles réalisées jusqu'à présent (0,7 mm au maximum) la réponse en énergie est linéaire pour les protons jusqu'à 10 MeV [14].

### 3.5. POSSIBILITÉS DE MULTIPLICATION DES CHARGES

Lorsque la tension inverse augmente, l'énergie acquise par les porteurs de charges dans la région de charge d'espace, augmente et peut devenir suffisante pour créer de nouvelles paires électron-trou au cours de collisions. Nous avons pu obtenir ainsi, par exemple, des coefficients de multiplication égaux à 30 du nombre de charges collectées, en appliquant une différence de potentiel de 40 V aux bornes d'un cristal dont la jonction avait 1  $\mu$  d'épaisseur [8]. La valeur du coefficient de multiplication est limitée par les imperfections du cristal (figure 11).

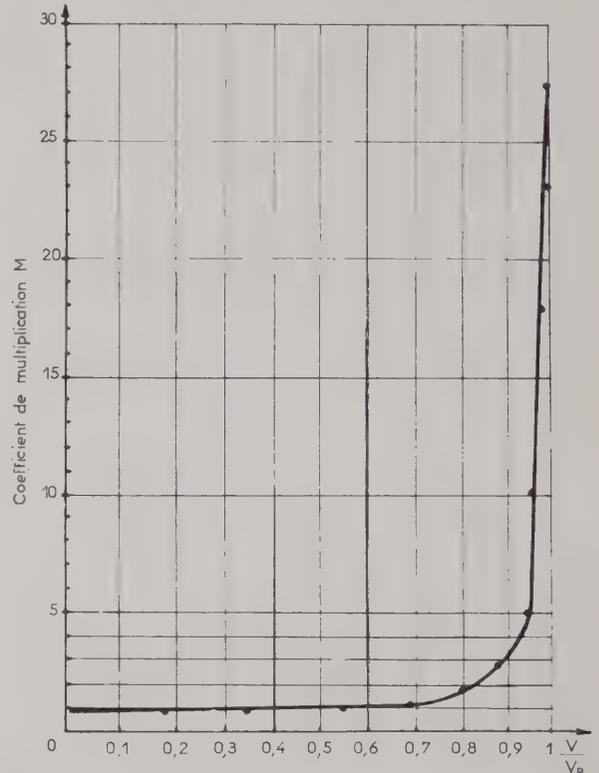


FIG. 11. — Courbe de multiplication obtenue par irradiation d'une jonction de germanium par les rayons  $\alpha$  du Polonium.

$$M = \frac{\text{Charges produites à la tension } V}{\text{Charges produites à la tension } 0}$$

$V$  tension externe appliquée.  
 $V_B$  tension d'avalanche.

D'une manière différente on peut obtenir directement une multiplication importante (60 au moins) du signal en utilisant un cristal comportant deux jonctions P,N et fonctionnant comme un transistor de HOOK [1].

### 3.6. TEMPS DE RÉOLUTION

Nous avons vu que l'ordre de grandeur du temps de collection est de  $2.10^{-9}$  s par 0,1 mm de parcours dans le silicium. Dans le cas des particules de fission, ce temps est plus long ( $10^{-8}$  s) par suite de l'effet d'écran pour le champ électrique créé par la colonne d'ionisation extrêmement dense [15]. Le temps de

résolution minimum utilisable les jonctions de silicium est donc à l'heure actuelle limité par le dispositif d'amplification associé.

3.7. DURÉE DE VIE DU COMPTEUR

Elle est supérieure à la durée de vie des compteurs proportionnels : les défauts de réseau créés par chocs inélastiques de la particule incidente avec un atome du cristal la limitent à  $10^{13}$  coups dans le cas des rayons  $\alpha$  de 5 MeV qui créent 100 défauts par rayon alpha.

Le tableau ci-dessous indique les performances de la chambre d'ionisation à grille utilisée couramment pour la spectroscopie des rayons  $\alpha$  et celles du compteur N.P. de silicium.

PERFORMANCES COMPARÉES  
 $E_\alpha = 5 \text{ MeV}$

	Chambres à grille	Jonction P-N Silicium
Energie moyenne pour 1 paire	$W = 30 \text{ eV}$	$W = 3,5 \text{ eV}$
Fluctuations statistiques $\sigma$	12,3 keV	4,2 keV
Fluctuations totales (2,36 $\sigma_x$ )	30 keV	17 keV
Temps de collection	$10^{-6} \text{ s}$	$10^{-10} \text{ s}$

4. Applications

Les applications de ce nouveau type de détecteur ont déjà été esquissées au chapitre III. Nous allons rapidement en citer quelques-unes ; elles résultent des caractéristiques principales de ces détecteurs :

— Encombrement très réduit qui permet la localisation précise d'un rayonnement.

— Temps de résolution très court, ce qui est très intéressant lorsqu'on cherche à connaître avec précision l'instant de passage d'une particule.

— Réponse proportionnelle à l'énergie totale perdue par la particule dans le volume utile.

4.1. APPAREILS PORTATIFS DE DÉTECTION  $\alpha$

Ce type de détecteur se prête à la transistorisation mais les surfaces utiles sont encore trop faibles pour qu'ils puissent concurrencer dès maintenant les détecteurs à scintillation.

4.2. DÉTECTION DES RAYONS  $\beta$  et  $\gamma$

Elle n'est possible pour le moment que dans un domaine très restreint d'énergie : 20 keV à quelques centaines de keV [16].

La mesure d'un courant moyen proportionnel au flux de particule incident, s'applique par contre dans un domaine plus étendu d'énergie. On mesure le courant de court circuit  $I_{cc}$  d'une jonction P.N sans polarisation extérieure (figure 12).

Appelons :

$e$  : la charge de l'électron.

$p$  : le nombre de paires créées par unité de volume.

$L_n L_p$  : les longueurs de diffusion des porteurs minoritaires dans les régions P et N :

$$I_{cc} = ep (L_n + L_p)$$

$I_{cc}$  varie proportionnellement à  $p$ , donc au flux incident et est pratiquement indépendant de la température [17].

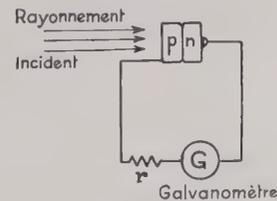


FIG. 12

4.2.1. Flux minimal mesurable

Il est limité par le courant de bruit dû à la génération thermique spontanée de porteurs dans le cristal, dont la fluctuation quadratique moyenne est  $i^2 = 2 e I_0 \Delta F$ , ce qui correspond, en nombre de charges, à :

$$\bar{q} = \sqrt{\Delta n^2} = \sqrt{\frac{2 I_0}{e} \Delta F}$$

En prenant  $\Delta F$  suffisamment petit, on arrive à diminuer considérablement cette cause de bruit. On est limité également par la sensibilité des appareils de mesure. Avec un galvanomètre dont la sensibilité est  $10^{-10} \text{ A/mm}$  on peut détecter  $10^5$  rayons  $\beta$  de 1 MeV par seconde.

4.2.2. Flux maximal mesurable

Le flux maximal mesurable est de l'ordre de  $10^{12}$  rayons  $\beta$  de 1 MeV. Pour des rayons  $\gamma$ , avec une jonction de germanium, on peut obtenir, par exemple, un courant de court-circuit de  $10^{-10} \text{ A/cm}^2$  par roentgen-heure de rayons  $\gamma$  de 1 MeV. Le flux maximal mesurable est de l'ordre de  $10^8 \text{ R/h}$ .

Une jonction de germanium ou d'arséniure de gallium constitue donc un détecteur portatif de rayons X,  $\gamma$  ou  $\beta$  extrêmement simple. Il permet, en particulier, le contrôle des irradiations lors des applications industrielles des radioéléments. Un tel détecteur est représenté sur la figure 13 [8].

### 4.3. DÉTECTION DES NEUTRONS

On utilise l'interaction des neutrons thermiques avec des atomes de bore 10 ou avec un matériau

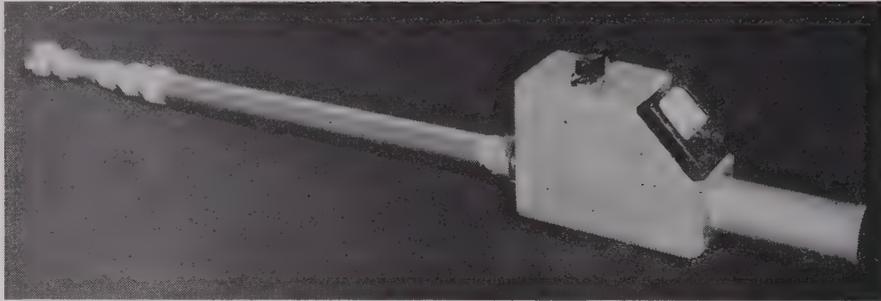


FIG. 13. — Dosi-  
mètre  $\beta$ - $\gamma$  à jonction  
P N.

fissile pour obtenir des particules chargées susceptibles d'être détectées. Avec une couche mince d'uranium 235 le rendement de détection égal à  $10^{-3}$  par détecteur ; on peut en empiler une dizaine et obtenir un rendement égal à  $10^{-2}$  sans diminuer beaucoup l'amplitude du signal [18].

Pour la détection des neutrons rapides, on peut utiliser les protons projetés par les neutrons hors d'une couche mince de matériau riche en hydrogène, ou la fission de matériaux tels que le thorium.

Les flux mesurables sont compris entre quelques  $10^4$  et  $10^{10}$  neutrons par  $\text{cm}^2$  et par seconde. La limite supérieure est donnée par la variation des caractéristiques électroniques du cristal lorsque le flux intégré de neutrons rapides atteint  $10^{14}$  par  $\text{cm}^2$ . Cela représente un temps d'utilisation de quelques heures au flux maximal.

Pour des neutrons thermiques seuls, la limite supérieure est 100 fois plus grande dans le cas du germanium.

Les principaux intérêts de ces détecteurs sont leur quasi insensibilité au rayonnement  $\gamma$  et leurs très faibles dimensions qui permettent de tracer avec précision des cartes de flux dans un canal de réacteur nucléaire ou dans un assemblage critique. On peut également réaliser une matrice plane de tels détecteurs pour analyser la transparence aux neutrons d'un matériau donné (radioscopie neutronique).

### 1.4. APPLICATIONS SPÉCIFIQUES A LA PHYSIQUE NUCLÉAIRE

Ces détecteurs permettent des expériences dans le vide ou à très basse température sans précaution (expériences sur l'émission des noyaux orientés par exemple). Ils doivent pouvoir remplacer les spectrographes magnétiques, les informations étant ici obtenues simultanément et non plus angle par angle, d'où un gain de temps considérable.

De plus la possibilité de faire varier le volume utile en faisant varier la différence de potentiel appliquée permet de discriminer entre des particules d'énergies différentes.

Dans le domaine des hautes énergies la détection des particules relativistes est possible : un proton au minimum d'ionisation fournit un signal d'amplitude égale à 2 mV et de  $10^{-9}$  s de temps de montée.

### 5. Conclusion

Ce nouveau type de détecteurs est en plein développement à l'heure actuelle ; il a déjà dépassé dans plusieurs domaines (précision, temps de réponse, simplicité) les détecteurs conventionnels. La recherche française dans ce domaine est bien placée ; le programme des prochaines années aura deux parties principales : trouver de nouveaux types de semi-conducteurs et utiliser les cristaux actuels pour réaliser les détecteurs réclamés par la recherche et l'industrie nucléaires (2).

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Van HEERDEN P.J. The crystal Counter. *N.V. Noord Nederlandsche Uitgevers Maatschappij*, Amsterdam, 1945.
- [2] McKAY K.G. *Phys. Rev.*, 84, 829, 1952.
- [3] MAYER J.W., GOSSIK B.R. *R.S.I.*, 27, 407, 1956.
- [4] FRIEDLAND S.S., MAYER S.N., WIGGINS J.S. *Nucleonics* 18-2, 54, 1960.
- [5] BLANKENSHIP J.L., BIRKOWSKI C.J., *BAPS* 11, 5, 30, 1960.
- [6] AIRAPETYANTS A.V. *Z. Tekh. Fiz.* 27, 1599, 1957 et *Soviet Phys.* 2, 1482, 1958.
- [7] MacKENZIE. *Phys. Rev. Let.* 72,, 1959.
- [8] BOMAL R., KOCH L., DONG N.V., SCHNEIDER C. Colloque International d'Electronique Nucléaire, Paris, 1958, Agence Atomique Internationale, Vienne, 1959.
- [9] WALTER F.J., DABBS J.W.T., ROBERTS L.D., WRIGHT M.W. *O.R.N.L.* 58, 11, 99, 1958.
- [10] AIRAPETYANTS A.V. *J. Tekh. Phys.* 27, 95, 1957 et *Sov. Phys. Tech.* 2, 79, 1957.
- [11] GUNN J.B. *The Phys. & Chem. of Solids* 8, 239, 1959.
- [12] WALTER F.J., DABBS J.W.T., ROBERTS L.D. *O.R.N.L.* 2877 Ue 37, 1960.
- [13] DEARNALEY G., WHITHEHEAD A.B. *A.E.R.E. R-3278*, 1960.
- [14] FRIEDLAND S.S. et al. VII Scintillation counter symposium, Washington, 1960.
- [15] MILLER G.L., BROWN W.L., DONOVAN P.F., MACKINTOSH I.M. VII scintillation counter symposium, Washington, 1960.
- [16] MacKENZIE J.M., WAUSH J.B.S., VII Scintillation counter symposium, Washington, 1960.
- [17] NGUYEN VAN DONG. Thèse, Paris, 1959, C.E.N. Saclay.
- [18] BABCOCK et al. *Nucleonics* 16, 4, 1959.
- [19] SHOCKLEY W., READ W.T. *Phys. Rev.* 1952, 87, 835.

(2) Deux industriels américains sont sur le point de commercialiser plusieurs types de détecteurs à semi-conducteur : HUGHES AIRCRAFT en Californie, R.C.A. VICTOR au Canada.

# CIRCUITS RAPIDES A TRANSISTORS\*

PAR

J. MEY

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

## 1. Introduction - Historique

Il n'est pas possible de parler des circuits impulsions rapides à transistors sans effectuer un léger retour en arrière de quelques années. En effet, il y a environ dix ans, les *transistors* faisaient leur apparition dans les laboratoires sous la forme des *Transistors à Pointes*. Ils devaient alors procurer de graves soucis aux techniciens des Basses Fréquences, soucieux de ne pas perdre dans les liaisons les décibels acquis à chaque étage. Par contre, les techniciens des impulsions devaient s'enthousiasmer pour une courte durée tout au moins pour ce nouvel élément de circuit qui présentait des caractéristiques de commutation presque idéales. En effet, le gain en courant est supérieur à 1, avec un seul transistor il est possible d'obtenir une caractéristique présentant une région de résistance négative (Fig. 1). La réponse

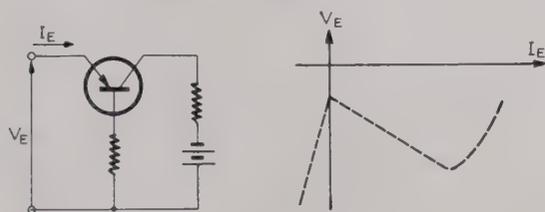


FIG. 1

en fréquence est bonne, les capacités sont faibles et le temps de transit est réduit. Exploitant ces propriétés intéressantes, il était facile, à l'époque, de réaliser avec des WESTCREL ou des A 1698, des circuits de déclenchement et des anneaux de comptage fonctionnant au-delà du mégahertz. Malheureusement, ce fonctionnement était très fugitif et la grande instabilité des transistors conduisait à leur auto-destruc-

tion, interdisant toute exploitation de circuits par ailleurs si séduisants.

Le développement des transistors à jonction, qui suivit, devait pratiquement faire disparaître du commerce les transistors à pointe. Malheureusement, si ces nouveaux transistors étaient beaucoup moins instables que les précédents, du point de vue de la commutation, ils en avaient perdu les principaux avantages, et leurs fréquences d'utilisation étaient beaucoup moins élevées. Depuis, les rapides progrès de la technique et surtout de la technologie de fabrication des transistors ont permis de produire industriellement des transistors dont les performances sont telles qu'elles autorisent leur emploi dans un certain nombre de circuits impulsions rapides.

## 2. Intérêt de l'utilisation des transistors dans les circuits rapides

Il faut considérer, d'une part, un intérêt de caractère tout à fait général tenant compte des avantages présentés par les transistors en ce qui concerne la durée de vie, la consommation réduite et le faible encombrement. D'autre part, dans le cas particulier des circuits impulsions rapides, certaines propriétés des transistors font qu'ils sont fonctionnellement beaucoup mieux adaptés que les tubes à vide.

En effet, le principal problème des circuits rapides consiste à produire dans le minimum de temps une variation de tension dont l'amplitude assure une valeur informationnelle. Par exemple, il faudra pouvoir couper sur un tube un courant donné en un temps donné, ce qui impose de produire dans ce temps une variation de tension de la grille de commande assurant la coupure de ce courant.

Or, les transistors fonctionnent sous faible tension et nécessitent de faibles excursions de tension de commande. D'autre part, ils sont capables de fournir des courants élevés, tandis que leurs capacités peuvent rester faibles.

\* Communication présentée le 3 mars 1960 au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, au cours d'une réunion organisée par la Section « Electronique Nucléaire » de la Société des Radioélectriciens.

La pente des caractéristiques, exprimée en variation du courant commandé, ramenée à la variation correspondante de la tension de l'électrode de commande est, pour un bon tube, de l'ordre de 10 à 30 mA/V tandis que pour un bon transistor, elle est de l'ordre de 100 à 300 mA/V (Fig. 2).

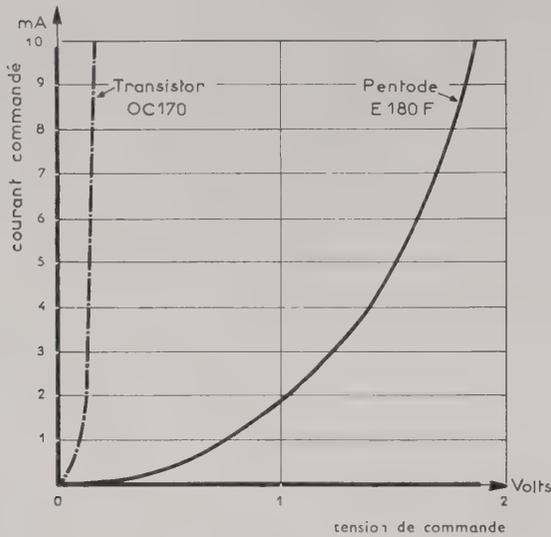


FIG. 2

Pour couper un courant de 10 mA, une bonne pentode comme l'E 180 F nécessite une excursion grille de 1,9 V que l'on peut caractériser par un facteur de coupure de  $\frac{10}{1,9} = 5,25$  mA/V. Avec un OC 170, le même courant est coupé avec une excursion de tension base de 0,18 V soit avec un facteur de coupure de  $\frac{10}{0,18} = 55,5$  mA/V

Malheureusement, si aux points de vue envisagés précédemment, les transistors possèdent une nette supériorité sur les tubes à vide, celle-ci ne peut pas être exploitée totalement par suite de l'existence d'une limitation dans la rapidité de réponse des transistors. Cette limitation est due en premier lieu au temps de transit des porteurs minoritaires à travers la région de base et en second lieu aux résistances et capacités internes.

Alors que dans les tubes à vide, la vitesse des électrons est sensiblement  $v = 6.10^7 \sqrt{E}$  en cm/s, le champ accélérateur  $E$  étant exprimé en Volts, soit pour  $E = 100$  V une vitesse  $v = 6.10^8$  cm/s = 6 mm/ns (1) dans les transistors la mobilité des porteurs de charge est beaucoup plus faible. Dans le cas du germanium, la mobilité des électrons est :  $u_n = 3\ 600$  cm<sup>2</sup>/V.s et celle des lacunes est  $u_p = 1\ 700$  cm<sup>2</sup>/V.s. Pour le silicium, le cas est encore plus défavorable avec  $u_n = 1\ 200$  cm<sup>2</sup>/V.s et  $u_p = 250$  cm<sup>2</sup>/V.s. La constante de diffusion est reliée à la mobilité par la relation :  $D = \frac{u.k.T}{e}$ . Pour le germanium, on a  $D_n = 93$  cm<sup>2</sup>/s et  $D_p = 44$  cm<sup>2</sup>/s.

(1) 1 ns = 1 nanoseconde = 10<sup>-9</sup> s.

Si  $l$  est l'épaisseur de la base, le temps de transit est, dans le cas des transistors obtenus par alliage :

$$\tau = \frac{l^2}{2 D_m} \cdot D_m \text{ étant la constante de diffusion des porteurs minoritaires.}$$

$$\text{Cas du P.N.P. } \tau = \frac{l^2}{4,6} \left. \begin{array}{l} \tau \text{ en ns} \\ l \text{ en microns} \end{array} \right\}$$

$$\text{Cas du N.P.N. } \tau = \frac{l^2}{8,8} \left. \begin{array}{l} \tau \text{ en ns} \\ l \text{ en microns} \end{array} \right\}$$

Pour que le temps de transit soit de l'ordre de grandeur de celui de bons tubes ordinaires, il faudrait avec les P.N.P. une épaisseur de base de l'ordre de 2 microns.

De gros efforts ont été réalisés en vue de produire des bases d'épaisseur aussi réduite que possible. Ils ont abouti aux réalisations de transistors à base diffusée, à barrière de surface, micro-alliés, P.N.I.P., à jonctions tétrode et unipolaires ou à effet de champ.

A titre d'exemple, le transistor OC44 du type allié a une épaisseur de base de 7,6  $\mu$ , soit un temps de transit de 12,5 ns et le transistor à barrière de surface SB 102 a une épaisseur de base de 5  $\mu$ , ce qui correspond à un temps de transit de 5, 6 ns.

Or le rôle du temps de transit est extrêmement important dans tous les circuits du type *Régénérateur* où l'on utilise une boucle de réaction de gain supérieur à 1 pour produire une résistance négative.

Pour revenir sur la question des constantes de temps internes au transistor, notons simplement que, contrairement au cas des tubes à vide, l'électrode de commande (la base) n'est accessible qu'à travers une résistance interne, ce qui introduit systématiquement une constante de temps. Pour l'OC44, par exemple, la résistance de base étant de 100 ohms et la capacité base-émetteur de 400 pF, la constante de temps d'entrée en Emetteur Commun est de 40 ns.

### 3. Caractéristiques des transistors utilisés dans les circuits rapides

Les principales qualités des transistors utilisés dans les circuits rapides seront donc un bon facteur de mérite, c'est-à-dire un produit gain-bande passante élevé et un temps de commutation très bref.

Il y a toujours lieu de soumettre le transistor à un test de commutation en lui appliquant un signal de commande à fronts très brefs, le faisant passer successivement de la non-conduction à la conduction. On met ainsi en évidence des paramètres caractéristiques (fig. 3) : Temps de retard au blocage ( $T_r$ ) et au déblocage ( $T_s$ ) Temps de montée ( $T_m$ ) et de descente ( $T_d$ )

Un des meilleurs transistors de commutation qui existe actuellement sur le marché mondial, le 2 N 501 Philco possède un temps de montée de 12 ns, un temps de descente de 4 ns et un retard au blocage de 7 ns.

Une mention spéciale doit être faite pour les transistors utilisés en régime d'avalanche. Ils se comportent à la façon d'un thyatron. CHAPLIN a pu ainsi réaliser un générateur d'impulsions de 1 ns avec des transistors sélectionnés. Le temps de recouvrement reste cependant important et n'autorise pas des résolutions très faibles.

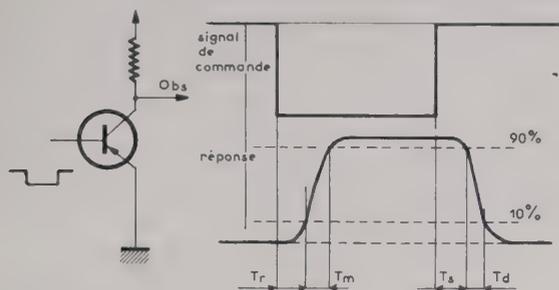


FIG. 3

#### 4. Applications aux principaux circuits de l'électronique nucléaire

##### 4.1. AMPLIFICATEURS RAPIDES

Ces amplificateurs sont destinés à amener l'amplitude de signaux brefs constituant des informations de temps à un niveau suffisant pour actionner des circuits d'analyse. Habituellement, ils sont du type distribués, leur gain est de l'ordre de 10 et leur temps de montée de 2 à 3 ns. Les transistors semblent peu adaptés à ce type de circuit par suite de leur faible impédance d'entrée qui oblige à avoir des lignes d'entrée à impédance très faible.

Une réalisation récente (McMULLEN R.S.I. 30.12. p. 1109) fait état d'un amplificateur distribué constitué d'un étage à 4 transistors TEXAS INST. type 2 N 1143 dont la fréquence de coupure est de 480 MHz et qui coûtent environ 120 NF pièce. Les lignes d'entrée et de sortie sont de 43,4 ohms. Le gain est de 5,1 dB soit 1,8 avec une chute de 3 dB à 290 MHz.

##### 4.2. SÉLECTION EN TEMPS ET COÏNCIDENCES

Avec les tubes à vide, les exigences pour ces circuits sont des résolutions en temps de l'ordre de la ns et même du dixième de ns.

Dans l'état actuel de la technique, les transistors ne peuvent pas prétendre à de telles performances. D'une part, leur temps de commutation est trop important et d'autre part, leur impédance d'entrée risque de poser des problèmes d'adaptation très délicats.

Par contre, les diodes à semi-conducteurs sont depuis longtemps déjà utilisées avec succès dans ces circuits.

#### 3. DISCRIMINATION EN AMPLITUDE — SÉLECTION EN AMPLITUDE

Avec les tubes à vide, l'analyse en amplitude des impulsions est considérée comme rapide lorsqu'elle doit s'effectuer avec une résolution en temps de quelques dixièmes de microseconde. La limite des discriminateurs à mise en forme qui utilisent un système bouclé régénérateur se situe sensiblement à 0,1  $\mu$ s.

Il semble qu'avec les transistors, et pour les raisons qui ont été exposées au début, il soit possible de repousser cette limite. De récents essais effectués au laboratoire par M. ZENATTI ont montré qu'il était relativement facile de réaliser des circuits monostables associés à des amplificateurs à seuil ayant des résolutions de 0,1  $\mu$ s. Toutefois, ils posent le problème de la stabilité des seuils et de l'influence de la température.

D'un autre côté, la faible excursion de base des transistors doit permettre de réduire l'incertitude inhérente aux circuits de discrimination sans mise en forme. La figure 4 montre en particulier la différence de raideur de caractéristiques d'amplificateurs à couplage par les émetteurs réalisés avec des tubes à vide et avec des transistors.

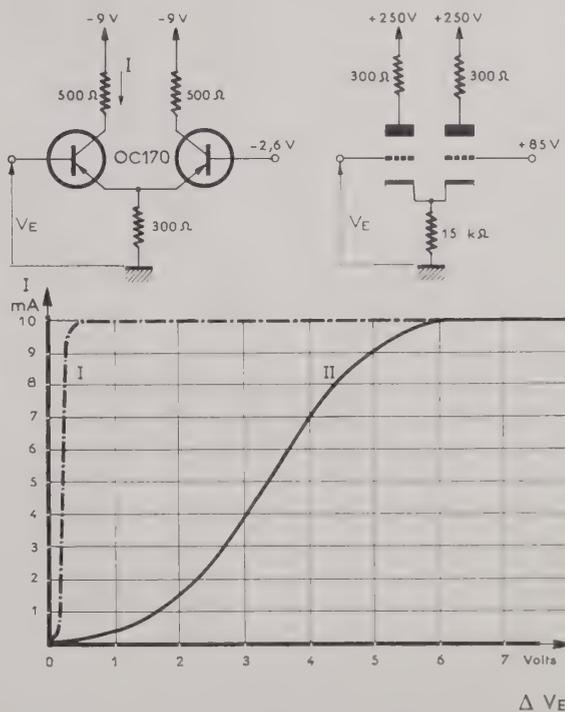


FIG. 4. — Comparaison des caractéristiques statiques d'amplificateurs à « émetteurs couplés » à transistors et à tubes à vide.

##### 4.4. CIRCUITS DE COMPTAGE

C'est probablement un des domaines des circuits rapides où l'utilisation des transistors est la plus justifiée.

Nous avons pu réaliser une décade fonctionnant à 10 MHz avec des OC170 <sup>(2)</sup>. La limite avec les tubes à vide et moyennant des montages assez complexes est à des résolutions de 3 à 2 ns.

#### 4.5. CIRCUITS LOGIQUES — MÉMOIRES

Enfin, dans tous les circuits logiques et les mémoires digitales qui sont utilisés en annexe de l'électronique nucléaire, les transistors ont certainement un rôle très important à jouer. En particulier, pour les mémoires à accès rapide telles que celles à films magnétiques minces, ils sont les générateurs tout

indiqués pour les impulsions de courant intense qui sont requises.

#### 5. Perspectives d'avenir

D'une façon générale, les techniciens des impulsions rapides doivent garder un œil vigilant sur tous les nouveaux éléments à état solide qui leur sont offerts car ils risquent d'y trouver les solutions à certains problèmes pour lesquels ils se heurtent encore aux limites des possibilités des tubes à vide. Nous ne citerons comme exemple que la diode *Tunnel* qui laisse espérer des avantages aussi séduisants que ceux des transistors à pointe d'autrefois mais avec quelques ordres de grandeur en plus.

---

<sup>(1)</sup> D. ZENATTI — Echelle 10 MHz à transistors — Rapport interne.

# TRANSISTORISATION DES APPAREILS D'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE (\*)

PAR

M. CORDELLE

*Chef de la Section d'Electronique  
Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble*

1) Peu de temps après la création du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble et de son Laboratoire d'Electronique, celui-ci a eu à résoudre de nombreux problèmes de mesures, d'enregistrement ou de régulation pour les divers Laboratoires de physique et de chimie. Toutes les fois où cela était possible, ces problèmes étaient résolus avec des appareils disponibles dans le commerce, mais dans beaucoup de cas des études d'appareillages ont été nécessaires.

La jeune équipe d'ingénieurs et de techniciens que nous avons s'est attelée à cette tâche et il est très vite apparu que, pour résoudre au mieux certains problèmes de mesure en partant simplement des données physiques et des exigences des expérimentateurs, il fallait utiliser en grand les nouvelles pièces détachées disponibles et, en particulier, les transistors.

Je voudrais préciser ici plus en détail pourquoi nous avons été amenés à cette utilisation intensive des transistors.

En effet :

— Nous disposons de tubes électroniques dont la qualité et la durée de vie augmentent sans cesse, dont la dispersion des caractéristiques se resserre constamment.

— Nous avons des équipes d'électroniciens qui connaissent bien les techniques d'utilisation des tubes à vide.

— L'industrie française a fabriqué certains matériels ayant un fonctionnement sûr, malgré le handicap des petites séries.

Est-il raisonnable d'abandonner une technique qui nous donne au fond pas mal de satisfaction dans beaucoup de domaines ?

Il faut bien définir les buts de la transistorisation et surtout ne pas la considérer comme un but en soi. Tout ce que je dirai de ses avantages et de ses inconvénients est justement destiné à donner quelques éléments de jugement sur le choix à faire entre transistor et tube à vide.

2) Les recherches effectuées au C.E.N.G. dans le sens de la transistorisation des appareils d'électronique nucléaire n'ont pas eu pour but le remplacement systématique des tubes par des semi-conducteurs. Nous n'attachons aucun sens péjoratif au qualificatif de mixte de certains équipements comportant étroitement imbriqués des circuits à transistors et des circuits à tubes. Nous cherchons seulement à répondre au besoin réel existant actuellement d'une instrumentation qui remplisse les conditions suivantes :

— Fonctionnement très sûr et utilisation par des non spécialistes.

— Performances parfaitement stables dans les conditions de fonctionnement rencontrées couramment par les utilisateurs : plein air, usine par exemple.

— Equipement transportable (je ne veux pas dire portatif qui indiquerait un appareil fonctionnant en cours de transport).

Nous considérons que ces trois conditions sont indispensables si l'on veut réaliser un progrès dans la fabrication des appareils destinés aux applications industrielles des radioéléments. Les deux premières restent essentielles pour les équipements de contrôle de rayonnement, que ce soit pour la protection du personnel ou pour le contrôle des réacteurs.

Or, il est évident que les électroniques à lampes actuellement utilisées ne répondent pas toujours à ces besoins, en particulier sur les points suivants :

— Les éléments standards d'électronique nucléaire réunis pour former des ensembles importants ne donnent pas toujours un fonctionnement très sûr. Deux des raisons en sont l'échauffement de l'ensemble et la probabilité de panne des tubes eux-mêmes.

— Les appareils ne sont stables qu'au bout d'un temps assez long de fonctionnement, l'équilibre thermique est long à s'établir. Cet équilibre étant d'ailleurs assez précaire car très sensible à tout courant d'air ou à toute modification des dispositifs de circulation d'air dans l'ensemble en fonctionnement.

— Fréquemment, une bonne stabilité est impossible tant que la tension de chauffage des lampes

(\*) Communication présentée le 3 mars 1960 au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, au cours d'une réunion organisée par la Section « Electronique Nucléaire » de la Société des Radioélectriciens.

n'a pas été stabilisée ; cela complique encore un peu le matériel et augmente notablement la dissipation calorifique. On est en présence d'un cercle vicieux : l'amélioration de la sûreté de fonctionnement amène souvent à multiplier le nombre d'éléments ce qui en retour augmente la chaleur dissipée et peut avoir un effet inverse à celui recherché.

— Les équipements à lampes sont difficilement transportables s'ils n'ont pas été spécialement conçus pour cela.

Tout progrès sur ces points est un pas en avant vers les applications industrielles de l'électronique, donc aussi vers l'utilisation industrielle des radio-éléments et vers la sûreté et la simplicité des contrôles des réacteurs. Or la transistorisation peut certainement améliorer tous ces points ; la discussion est ouverte pour savoir dans quelle mesure, c'est ce que nous allons examiner.

3) Ayant vu qu'une bonne partie des défauts des appareils à lampes est due aux variations de température qu'ils subissent, nous avons été conduits à réaliser des appareils ayant une température d'équilibre la plus proche possible de la température ambiante. Pour cela nous avons remplacé toutes les fois où ce n'était pas nuisible les tubes classiques par des semi-conducteurs ou par des tubes subminiature dont la puissance de chauffage est 100 fois moindre que pour des tubes classique (15 mW au lieu de 1,5 W).

Il faut dire que dans ces recherches nous n'avons pas seulement essayé de pallier les défauts classiques des appareils à lampes mais nous avons tenté d'utiliser les propriétés particulières des transistors telles que :

- faible impédance d'entrée
- existence de 2 catégories NPN et PNP
- transistors à 4 couches
- non microphonie
- etc.

Chacun de ces avantages particuliers suffirait souvent à faire préférer un circuit à transistors à son correspondant à lampes, mais dans le cas de circuits réalisables aussi bien à lampes qu'à transistors, ce sont les arguments de stabilité et de sûreté de fonctionnement qui feront choisir les transistors.

4) Mais il y a des ombres au tableau ? quelles sont-elles ? et dans quelle mesure pouvons-nous espérer y remédier ?

Nous en examinerons succinctement cinq :

4.1. *L'influence de la température* est mentionnée en premier, car dans bien des cas il suffit de quelques précautions pour la rendre négligeable, ces précautions me paraissent être :

a) Ne pas céder à la tentation de *miniaturisation* quand ce n'est pas nécessaire ; en moyenne un montage à transistors consomme 10 fois moins que le montage à lampes assurant les mêmes fonctions, mais il est parfois 10 fois moins encombrant et, si la place disponible est aussi bien utilisée, les problèmes de refroidissement seront aussi graves que dans un ensemble à lampes.

b) Faire toutes les fois où ce sera possible des montages intrinsèquement stables ; ne recourir à des *compensations*, par thermistances par exemple, que quand on ne pourra pas faire autrement, en effet, ces compensations sont difficiles à rendre reproductibles industriellement.

c) Penser aux répercussions de la température moyenne de fonctionnement sur la durée de vie.

J'ai parlé là bien évidemment de cas de fonctionnement dans les marges de températures classiques, mettons pour fixer les idées de  $-10^{\circ}\text{C}$  à  $+60^{\circ}\text{C}$ .

4.2. *La dispersion des caractéristiques* est plus grave actuellement car les fabricants de transistors n'indiquent pas toujours les limites entre lesquelles devront se tenir certains des paramètres essentiels tels que le gain en courant et le  $I_{co}$  ; ainsi un gain moyen annoncé de 80 représentera une variation de 15 à 300 sans aucune garantie de répartition normale de cette dispersion. Ce point est absolument capital, toute reproduction à l'échelle industrielle d'appareils de performances assez poussées se heurtera à cet écueil ; il n'est toutefois pas infranchissable et un effort commun des utilisateurs, qui préciseront ce qu'ils veulent et des fabricants qui s'engageront sur des limites de dispersion, devrait en venir à bout.

4.3. *L'incertitude sur la continuité de la production* vient de l'évolution rapide des techniques de fabrication et des techniques d'utilisation. Sur le premier point, seuls les fabricants pourraient répondre utilement, sur le deuxième on peut estimer qu'on est actuellement arrivé à une stabilisation suffisante d'un bon nombre de types de transistors qui peuvent être maintenant produits et utilisés industriellement.

4.4. *L'incertitude sur la durée de vie* ne paraît pas tellement grave tant qu'on a des équipements mettant en jeu un nombre relativement petit de transistors, mettons moins de 500. Les essais faits à l'étranger conduisent à des chiffres de durée de vie très dispersés, car les méthodes ne sont pas les mêmes ; les paramètres importants ne sont pas encore connus avec certitude : influence du courant ou de la tension collecteur, effet de la température, vieillissement au repos.

Certains auteurs aux U.S.A. ont affirmé que la probabilité de panne des transistors modernes était inférieure à un chiffre compris entre 0,1 et 0,01 % pour 1 000 heures/transistor, c'est-à-dire qu'un équipement ayant 1 000 transistors aurait de 1 à 10 pannes toutes les 10 000 heures de fonctionnement (environ 1 an de fonctionnement ininterrompu). Le nombre moyen de pannes serait dans les mêmes conditions de 4 pour les pièces détachées courantes, de 25 pour les tubes électroniques les plus sûrs existant actuellement. Ces chiffres correspondent à des pièces détachées américaines, il faudrait peut-être prendre des valeurs moins optimistes pour des pièces fabriquées en France en moins grande série.

On peut, en outre, affirmer que la durée de vie sera d'autant plus grande que la température de fonctionnement sera plus éloignée de la température

limite admise. Cela est d'ailleurs vrai pour la plupart des pièces détachées électroniques.

4.5. En ce qui concerne le prix de revient il semble qu'avec les prix actuels des transistors, les appareils devraient pouvoir être fabriqués en série à des prix analogues ou inférieurs à ceux des appareils à lampes de caractéristiques équivalentes. On peut citer quelques exemples :

— Un tiroir décade à lampes  $2,5 \mu s$  revient environ à 350 NF

- Un tiroir double décade à environ 650 NF
- Une décade à transistors  $1 \mu s$  sur circuits imprimés doit être très notablement moins chère pour des performances supérieures.

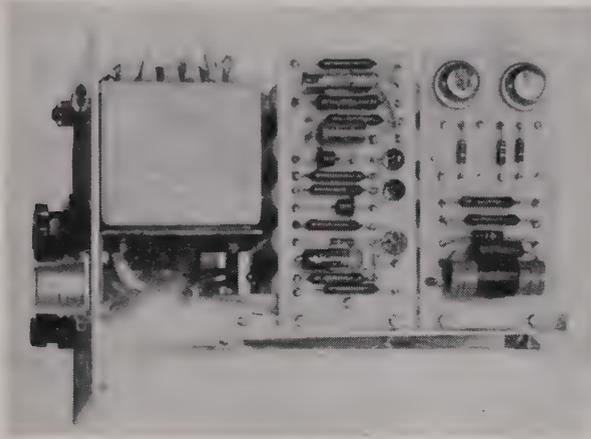
Dans les amplificateurs à courant continu dont M. GARIOD vous parlera tout à l'heure, on économise du transformateur et la stabilisation du filament. On doit arriver à des performances plus stables pour un prix également inférieur. Ces avantages de prix doivent s'accroître encore si les prix des transistors baissent.

5) Après avoir passé en revue les principaux avantages et les principaux inconvénients des circuits à transistors, je vous dirai quelques mots sur diverses études faites au C.E.N.G.

M. GARIOD vous exposera tout-à-l'heure, plus en détail, les amplificateurs à courant continu que nous avons étudiés. La photo (fig. 1) vous montre quelques autres réalisations et je vous dirai quelques mots de la conception générale de l'ensemble de comptage à transistors que nous avons réalisé ; les circuits de comptage sont, en effet, parmi ceux où l'emploi des transistors est le plus intéressant.

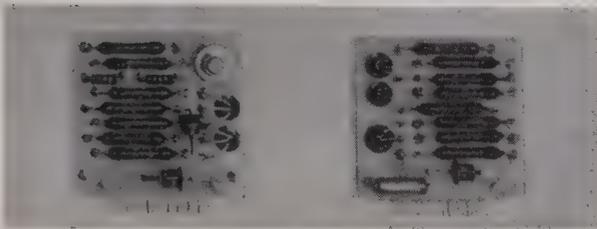
Les caractéristiques générales en sont les suivantes :

- Capacité  $10^6$  coups.
- Temps résolution  $1 \mu s$ .

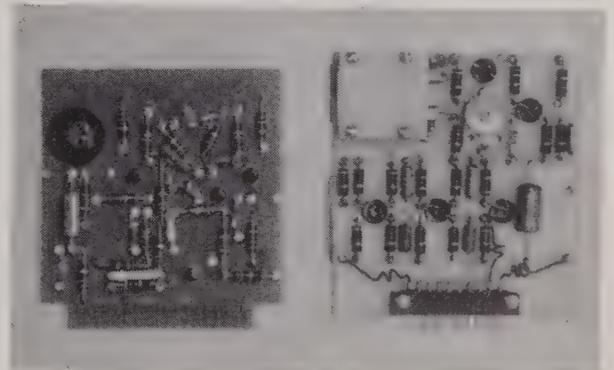


Alimentation H.T. pour P.M.

$HT_1$  : 500 V ; 4 mA  
 $HT_2$  : 900 à 1 500 V ; 0,4 mA  
 Dérive  $< 10^{-4}$ /h  
 Colff. Therm  $0,5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}C$



A gauche :  $P_1$  Préampli tube électromètre d'entrée.  
 A droite :  $P_2$  Ampli à transistors.

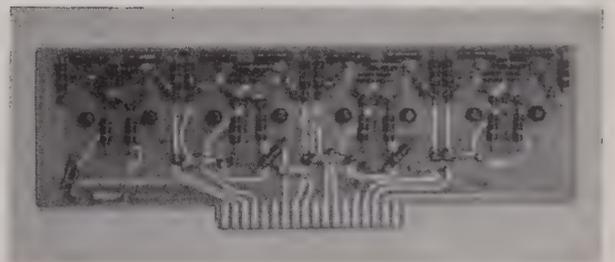


A gauche : Fonction de transfert  $-10^{\circ}$  à  $+60^{\circ}C$   
 A droite : Oscillateur 1 MHz.



A gauche :  $P_3$  Déclenchement à niveau variable.  
 A droite :  $P_4$  Ampli d'erreur pour alimentation.

Eléments d'amplificateurs continus.



Décade 1 MHz  $-10^{\circ}$  à  $+60^{\circ}C$

Eléments de comptage.

FIG. 1. — Exemples de réalisations de circuits à transistors.

- Impulsion d'entrée de temps de montée compris entre 0,1 et 10  $\mu$ s.
- Affichage des résultats du comptage par chiffre blanc sur noir de 1 cm de haut.
- Possibilité d'enregistrement avec un appareil simple.
- Appareil transportable facilement (contenu dans un tiroir 2 B du Standard C.E.A.), utilisable aussi bien en baie Standard C.E.A. que dans une usine ou sur un chantier.

Fonctionnement sur piles ou batteries.

Les décades à transistors étudiées en liaison avec le Département d'Electronique de Saclay ont subi des essais très poussés en vue de s'assurer de leur bonne marche dans toutes les conditions possibles :

Les courbes de la figure 2 vous montrent une partie des résultats obtenus. Ce sont des courbes

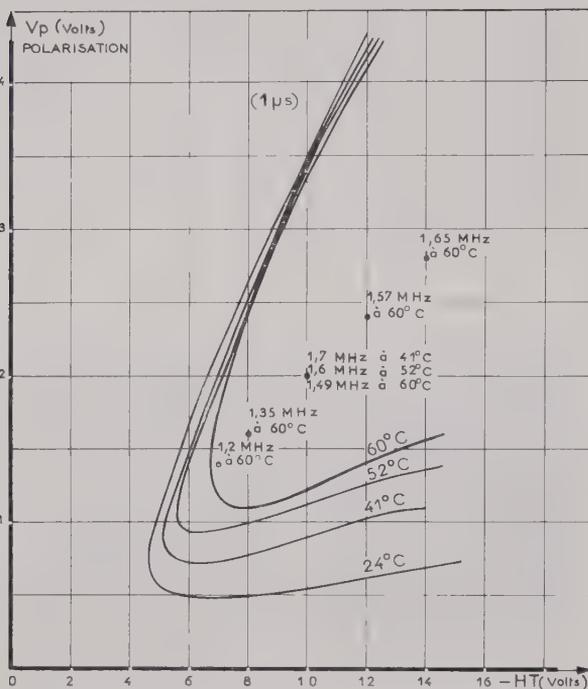


FIG. 2. — Courbes à temps de résolution constant en fonction des tensions d'alimentation et pour diverses températures.

à temps de résolution et de 1  $\mu$ s tracées pour diverses températures, avec en abscisse la haute tension et en ordonnée la tension de polarisation. Ces courbes montrent la stabilité ; le temps de résolution reste meilleur que 1  $\mu$ s à 60 °C pour des hautes tensions quelconques entre 8 et 15 volts et des polarisations de 1,5 à 3 V.

En tenant compte des dispersions des transistors, chacune de ces courbes se transforme en une zone qui laisse encore une marge de sécurité excellente en température et en variations de tension.

Deux des problèmes qui se posent dans les ensembles de comptage à lampes et à transistors sont ceux de l'affichage et de l'enregistrement des résultats de comptage. Les conditions précisées au début de cet exposé nous ont décidé à utiliser un affichage

direct des chiffres sur une ligne horizontale et, afin de ne pas consommer trop de puissance, cet affichage ne s'effectue qu'à la fin de l'opération de comptage. Il se fait par transfert de l'information des décades à transistors dans des numérateurs monodécades fabriqués par la Société SODECO (voir bloc diagrammes, figure 3).

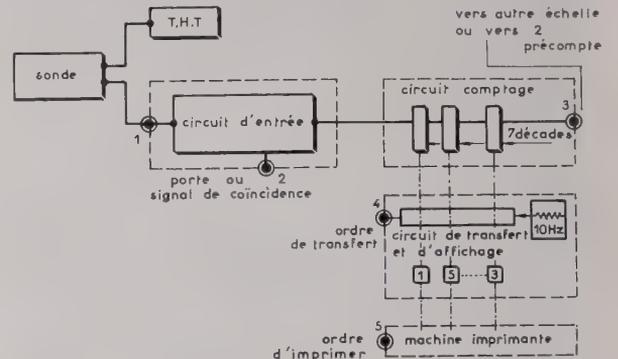


FIG. 3. — Ensemble de comptage : bloc diagramme.

Ce transfert se fait en envoyant simultanément dans la décade à transistors et dans la décade d'affichage un train continu d'impulsions à 10 Hz ; ce train étant automatiquement bloqué au moment où la décade qui doit être transférée passe sur zéro.

Si on veut imprimer, il suffit de brancher les 6 fils qui transmettent les impulsions aux décades d'affichage sur les 6 molettes d'un numérateur imprimant.

Dans les deux cas : affichage ou impression, le transfert est rapide (moins de 1 seconde) ; la circuiterie est simple : 1 seul fil par décade, aucune mémoire intermédiaire n'est nécessaire.

La souplesse du système se prête très bien à la programmation de plusieurs échelles avec une seule machine imprimante.

Vous pourrez voir au cours de la visite certaines autres études que nous avons faites, je citerai ici :

- des alimentations haute tension
- des amplificateurs à large bande
- des intégrateurs linéaires et logarithmiques.

En conclusion, je citerai des chiffres parus récemment dans une revue américaine sur la production des tubes et des transistors aux U.S.A. en 1959 et 1960 (en millions de dollars) :

- Tubes de réception
  - (en 1959) — 390
  - en 1960 (prévision) — 400 (+ 2,5 %)
- Transistors (sans les diodes)
  - en 1959 — 250
  - en 1960 (prévisions) — 385 (+ 55 %)

Je pense que ces chiffres parlent mieux que tous les discours sur le développement prodigieux de l'électronique à transistors et doivent nous inciter à aller de l'avant dans ce domaine ; il ne faut ménager nos efforts, ni pour la recherche, ni pour l'enseignement des nouvelles techniques qui auront d'ici peu une place prépondérante.

# AMPLIFICATEURS CONTINUS TRANSISTORISÉS POUR MESURES NUCLÉAIRES\*

PAR

R. GARIOD

Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble

## 1. Généralités sur les mesures nucléaires en continu

Les différents cas de mesures nucléaires, pour lesquelles la transistorisation d'amplificateurs à courant continu a été étudiée, sont les suivants :

- Mesure linéaire de faible courant
- Mesure logarithmique de faible courant
- Différentiation et intégration de grandeurs électriques

Dans tous les cas, l'utilisation d'un tube électromètre comme élément d'entrée est indispensable, les courants à mesurer pouvant être inférieurs à  $10^{-12}$  A.

### 1.1. AMPLIFICATEURS A LIAISON DIRECTE

C'est la forme la plus simple des amplificateurs continus.

Exemple : Amplificateur à 3 étages à tubes (fig. 1).

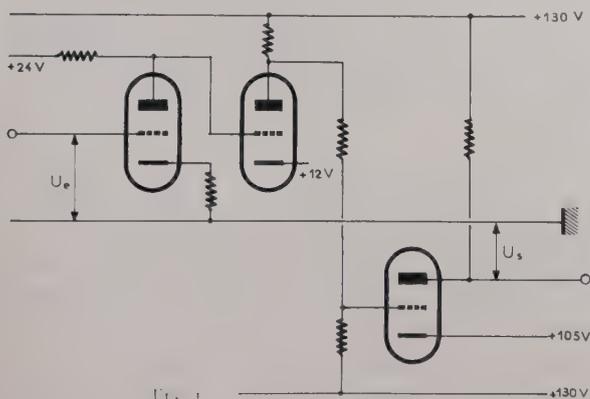


Fig. 1

Avec un tel amplificateur il sera possible d'obtenir une tension

$$U_s = AU_e$$

### 1.2. DÉRIVE DE ZÉRO DES AMPLIFICATEURS A LIAISON DIRECTE

Le zéro d'un amplificateur est correctement fait quand

$$\begin{cases} U_s = 0 \\ U_e = 0 \end{cases}$$

Or, en fonction du temps, on observe une variation de  $U_s$  la tension  $U_e$ , restant nulle.

On appelle dérive de zéro ramenée à l'entrée la tension  $d_0$  qu'il faut ajouter à l'entrée pour maintenir  $U_s = 0$  dans le temps.

L'amplificateur continu peut donc se schématiser par un amplificateur parfait de gain  $A$  et une dérive  $d_0$  ramenée à l'entrée (fig. 2).

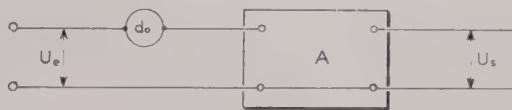


Fig. 2

Dans le cas d'un amplificateur à 3 étages on aura les schémas suivants (fig. 3 et 4) :

Les causes de la dérive des amplificateurs sont très complexes et d'une étude délicate [1] [2]

Il est tout de même évident que la dérive des amplificateurs sera limitée aux fluctuations propres des tubes si on assure une excellente stabilité des tensions d'alimentation et des résistances qui constituent les circuits.

\* Communication présentée le 3 mars 1960 au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, au cours d'une réunion organisée par la Section « Electronique Nucléaire » de la Société des Radioélectriciens.

Le soin à apporter aux différents étages de l'amplificateur dépendra de l'importance relative des termes

$$d_{01} \quad \frac{d_{02}}{A_1} \quad \text{et} \quad \frac{d_{03}}{A_1 A_2}$$

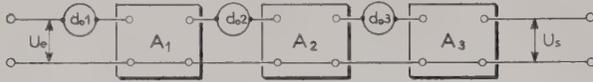


FIG. 3

$$d_0 = d_{01} + \frac{d_{02}}{A_1} + \frac{d_{03}}{A_1 A_2}$$

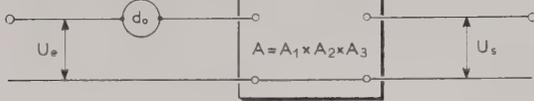


FIG. 4

1.3. GÉNÉRALITÉS SUR LES MESURES AVEC AMPLIFICATEURS CONTINUS A CONTRE-RÉACTION

Une chambre d'ionisation fournit un courant  $i$  que l'on veut mesurer.

La figure 5 représente le principe de cette mesure qui permet de mesurer

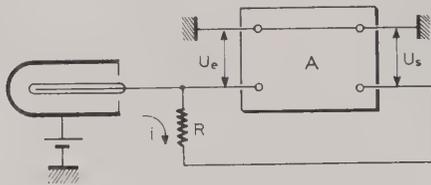


FIG. 5

$$\text{On a } U_s = \frac{Ri}{1 + \frac{1}{A}}$$

$$i \approx \frac{U_s}{R} \quad (\text{si } A \gg 1)$$

Les éléments parasites sont introduits dans le schéma équivalent de la figure 6.

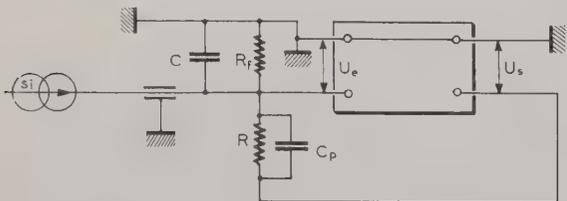


FIG. 6

S : source parfaite de courant (palier d'une chambre d'ionisation).

C : capacité parasite de la chambre.

Cp : capacité parasite de la résistance de mesure R.

R : résistance de mesure de valeur connue.

Ue : tension d'entrée de l'amplificateur.

Us : tension de sortie lue.

A : gain de l'amplificateur.

Rf : résistance de fuite.

Le montage (fig. 7) représente le principe d'une mesure directe de courant.

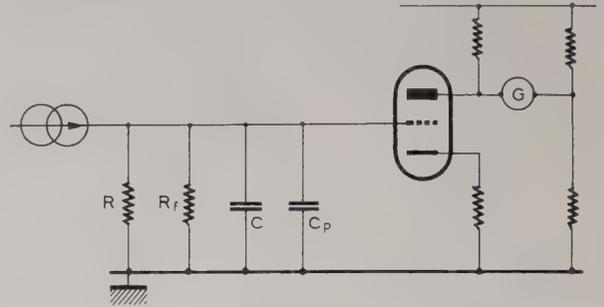


FIG. 7

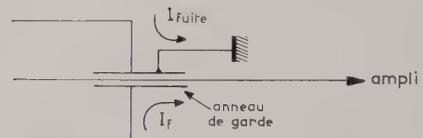
Les avantages de la mesure avec amplificateur à contre-réaction totale, sur une mesure directe, sont les suivants :

1.3.a. Réduction de la constante de temps de mesure de la valeur :

$$\tau \approx R(C_p + C) \text{ à la valeur } \tau' = R\left(C_p + \frac{C}{A}\right)$$

1.3.b. Minimisation du courant de fuite, la résistance équivalente à Rf en parallèle sur R est ramenée de :

$$R_f \text{ à } \frac{R_f}{A} \quad (\text{une remarque s'impose toutefois}) \quad (\text{à ce sujet voir 1.4.})$$



Le potentiel grille varie très peu et peut être considéré comme une masse fictive. On peut donc entourer le fil d'entrée par un anneau de garde mis à la masse, le champ électrique entre eux restera faible et supprimera les fuites possibles entre la haute tension de chambre et la sortie du courant à mesurer.

1.3.c. L'excursion possible de la grille d'entrée limitée par le courant grille ou la non linéarité du tube électromètre permettra une gamme de mesure A fois plus grande dans le montage avec contre réaction. Le tube électromètre n'étant en effet soumis qu'à la tension d'entrée Ue de l'amplificateur :

$$\text{avec } U_e = \frac{U_s}{A}$$

Ces quelques rappels montrent certains avantages du montage dit à contre-réaction totale mais une

étude en régime dynamique plus poussée en fait découvrir quelques difficultés, notamment quant aux influences des régimes transitoires sur son comportement et sa stabilité.

1.4. CONCLUSION

Si la méthode de mesure linéaire avec amplificateur de contre-réaction fait apparaître des améliorations sensibles (diminution des courants de fuite notamment) une remarque s'impose toutefois.

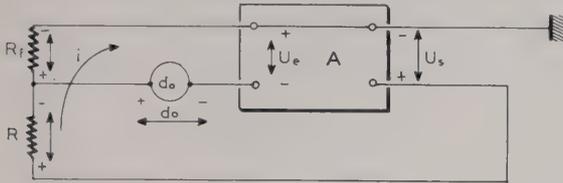


FIG. 8

Il faut éviter, sous prétexte que A est grand et que le courant de fuite est ainsi minimisé, de tolérer

$$U_s \neq d_0 \left[ \frac{R}{R_f} + 1 \right]$$

Dans le cas où  $R_f \gg R$  on a  $U_s \neq d_0$ , mais dans le cas contraire on a bien un effet d'amplification de la dérive  $d_0$  de l'amplificateur.

Cette considération est très importante pour la mesure ou l'intégration d'un courant de cible, d'accélérateur, refroidie à l'eau et qui présente une résistance de fuite assez faible.

2. Schémas de principe de quelques amplificateurs continus à tubes utilisés au C.E.A.

2.1. AMPLIFICATEURS A TUBES NORMAUX TYPE ACC2 — ACC3

Schéma de l'ACC3

Dimensions rack 5 U 3

Consommation 140 VA

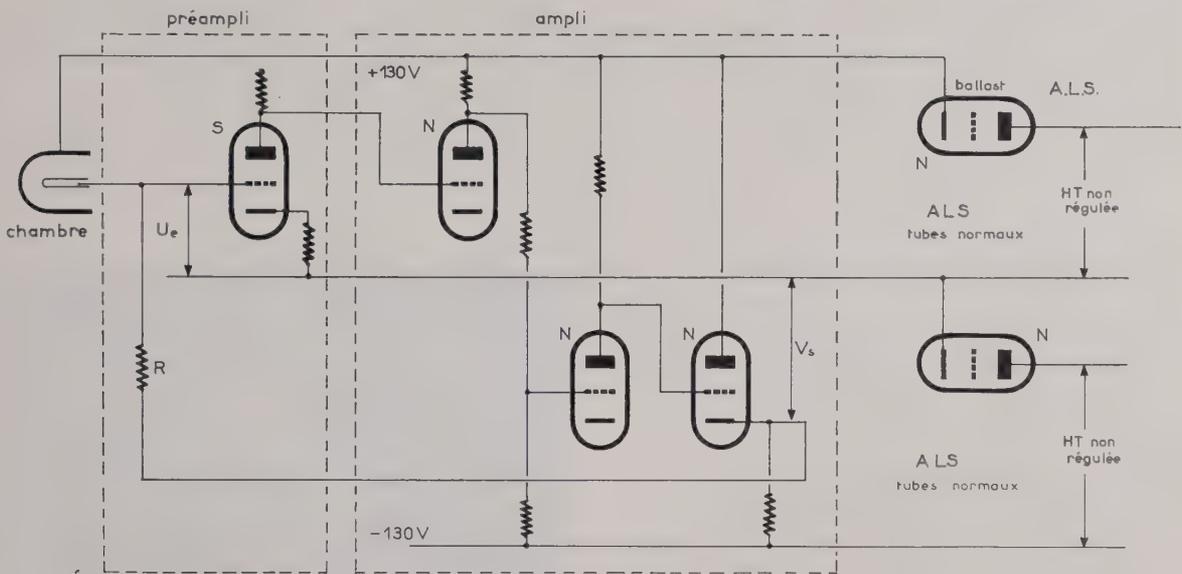


FIG. 9

une résistance de fuite  $R_f$  trop faible devant  $R$  en effet, la dérive  $d_0$  se trouve amplifiée.

Un courant de circulation prend naissance, et a pour valeur (fig. 8) :

$$i = \frac{d_0 - U_e}{R_f} ; U_s = Ri + d_0 - U_e$$

$$U_s = R \left[ \frac{d_0 - \frac{U_s}{A}}{R_f} \right] + d_0 - \frac{U_s}{A}$$

$$U_s = \frac{d_0 \left[ \frac{R}{R_f} + 1 \right]}{1 + \frac{R}{R_f A} + \frac{1}{A}}$$

Le tube électromètre est du type subminiature, et les étages suivants sont des tubes à chauffage normal (150 mA) qui pour des raisons de stabilité sont alimentés par les H.T. (150 V).

2.2. AMPLIFICATEUR A TUBES SUBMINIATURE ET TUBES NORMAUX type ACC 10

Dimensions rack 2 B

Consommation 50 VA

Tubes } N : Normaux  
          } S : Subminiature

Le premier étage d'amplification est un tube subminiature ce qui permet une bonne stabilité du chauffage de son filament, les résistances de sa chaîne ayant à dissiper une puissance assez faible.

Dans ces trois types d'amplificateurs ACC 2 — ACC 3 — ACC 10, la H.T. (150 V) alimente à la fois l'amplificateur et la chambre d'ionisation.

La pente de cet ensemble est :

$$S = \frac{\Delta I_1}{\Delta U_1} \approx 3 \text{ mA/V}$$

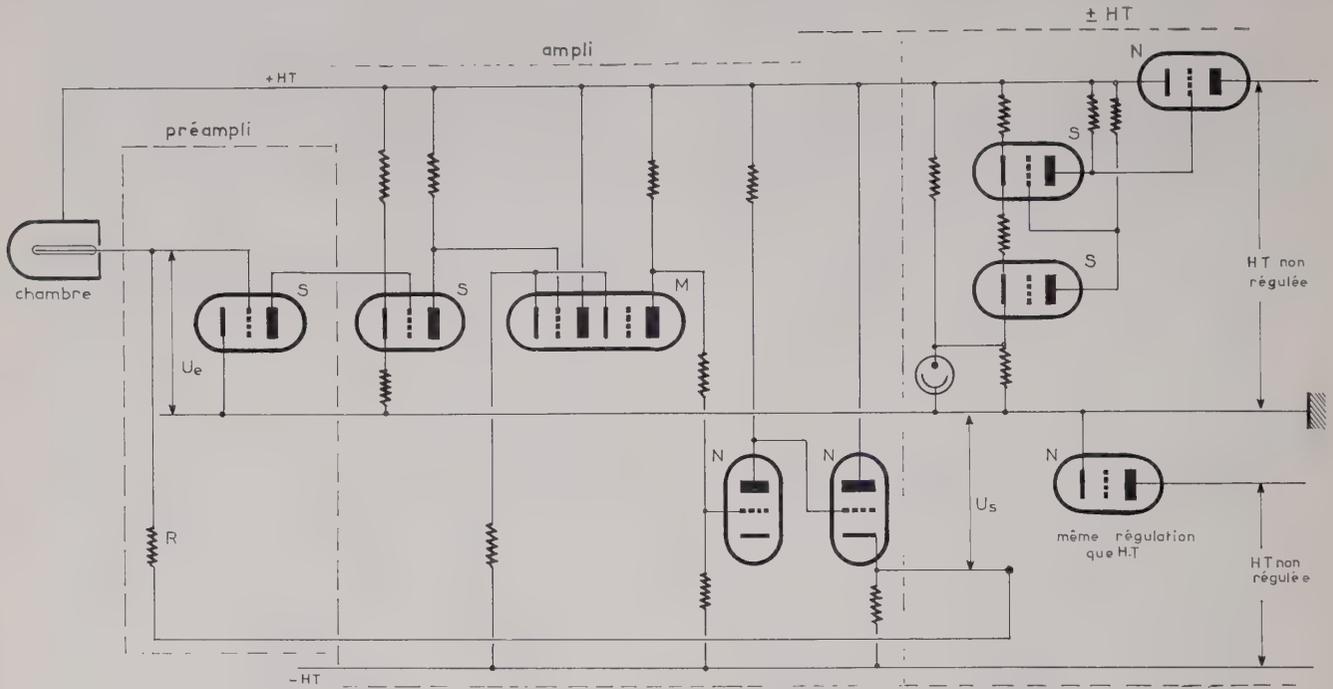


Fig. 10

3. Amplificateurs continus transistorisés [3]

Les différents éléments utilisés en amplification continue sont décomposés en plusieurs plaquettes.

$P_1$  : Préamplificateur — tube électromètre — tube subminiature.

$P_2$  : Amplificateur à transistors.

$P_3$  : Déclenchement à niveau variable.

$P_4$  : Amplificateur d'erreur à transistors pour alimentation stabilisée à transistors  $\pm 24$  V.

3.1. PRINCIPE DE LA PLAQUETTE PRÉAMPLIFICATEUR  $P_1$

Schéma de principe (fig. 11).

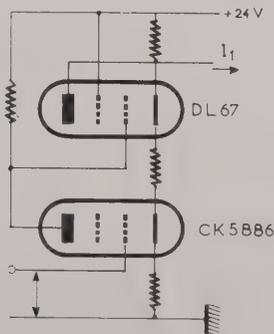
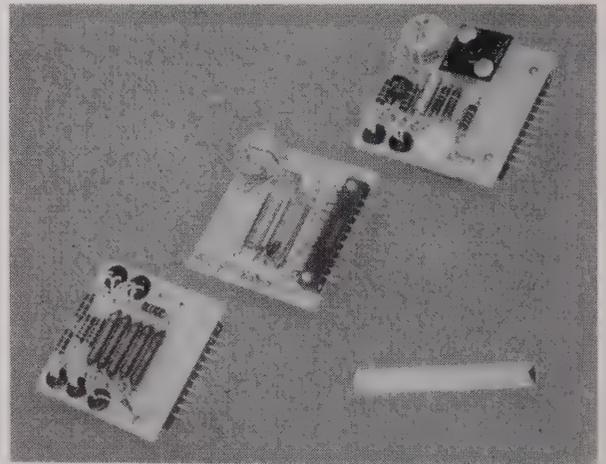


FIG. 11



Plaquettes  $P_2$ ,  $P_1$ ,  $P_4$ .

3.2. AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS  $P_2$

Schéma de principe (fig. 12) :

On injecte dans la base b, le courant  $I_1$  fourni par  $P_1$ . Le montage différentiel permet d'obtenir dans R une variation :

$$\Delta V_s \approx \beta \cdot \Delta I_1 \times R$$

$\beta$  gain d'un transistor.

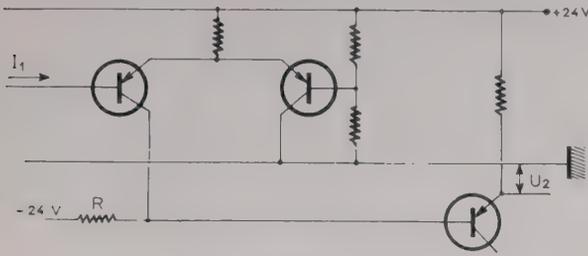


FIG. 12

La résistance de cet étage est donc :

$$f = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_1} = R \beta$$

On retrouve cette variation  $\Delta V_s$  en sortie par l'intermédiaire d'un *émetteur follower* qui permet un certain abaissement de l'impédance de sortie.

— Montage asymétrique ( $P_1 + P_2$ ).

L'association d'une plaquette  $P_1$  et d'une plaquette  $P_2$  permet d'obtenir un gain en tension.

$$G = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_1} = f S \quad \text{On obtient suivant les montages des gains de 1 000 à 20 000.}$$

— Montage symétrique ( $P_1 + P_2 + P_1$ ).

Pour les montages de haute stabilité il est possible de réaliser un montage entièrement symétrique permettant de diminuer

- la dérive du tube, d'entrée,
- les influences thermiques sur les éléments.
- les influences des variations du  $\pm 24$  V.

Il est à noter dans ce montage une contre-réaction, nécessaire à l'équilibre du système, sur les plaques des tubes d'entrée.

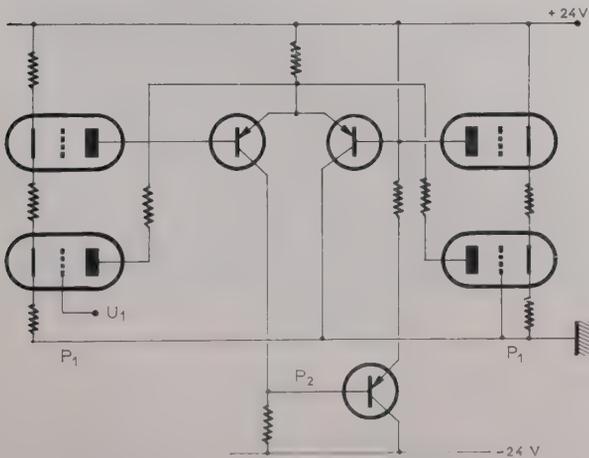


FIG. 13

### 3.2.a. Comportement d'un transistor en température

Ce comportement est caractérisé par le facteur de stabilité :

$$S_t = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{c_0}}$$

$I_{c_0}$  double sensiblement tous les 10° C. Or, on peut considérer le courant parasite de la jonction inverse collecteur-base comme produit par une source de courant  $I_{c_0}$  que l'on place en parallèle sur cette jonction et on calcule le  $\Delta I_c$  qui est ainsi créé.

$\Delta I_c$  se composera de  $I_{c_0}$  et du courant de base  $\Delta I_b$  (fraction de  $I_{c_0}$  qui sera amplifié par le transistor).

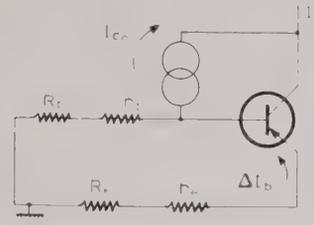


FIG. 14

$$\text{Or } \Delta I_b = \Delta I_{c_0} \frac{R_b + r_b}{(R_b + r_b) + \frac{\beta}{\alpha} (r_e + R_e)}$$

$$\Delta I_c = \beta \Delta I_b + \Delta I_{c_0}$$

$$\Delta I_c = \Delta I_{c_0} \left[ 1 + \frac{\beta (R_b + r_b)}{(R_b + r_b) + \frac{\beta}{\alpha} (r_e + R_e)} \right]$$

Le facteur de stabilité après développement est :

$$S_t = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{c_0}} = \frac{R_b + r_b + r_e + R_e}{(1 - \alpha) (R_b + r_b) + (r_e + R_e)}$$

### 3.2.b. Dérive ramenée à l'entrée de l'amplificateur

Dans le cas de notre montage (fig. 15), la résistance  $R_b$  qui est celle d'une pentode est très grande.

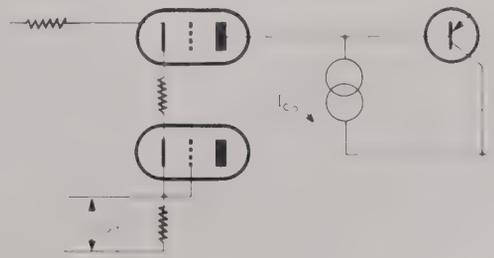


FIG. 15

On a  $S_t \neq \frac{1}{1-\alpha} \neq \beta$  gain du transistor d'entrée.

Pratiquement toute la valeur de  $I_{c0}$  est amplifiée.

Si  $S$  est la pente de l'étage à tube d'entrée, d'après le schéma équivalent, on voit que la dérive due à  $I_{c0}$  ramenée à l'entrée sera sensiblement :

$$d_0 = \frac{I_{c0}}{S}$$

à 60 °C  $I_{c0}$  atteint 50  $\mu$ A, pour une pente :

$$S = 3 \text{ mA/V}$$

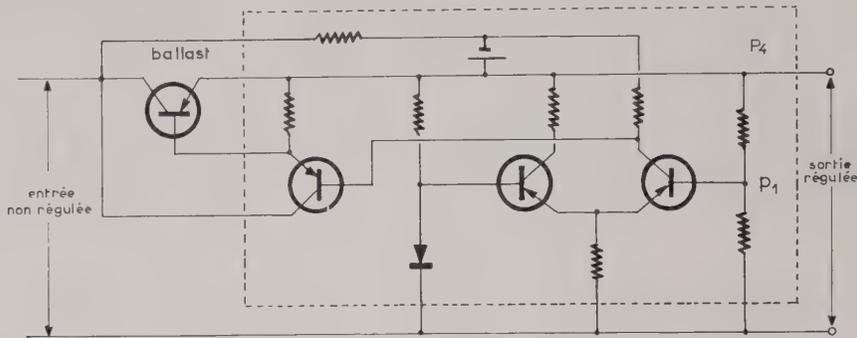


FIG. 16

On aura  $d_0 \neq 16 \text{ mV}$  pour une variation de 25 °C à 60 °C.

Cette influence est atténuée par le montage symétrique, et dans ce cas l'influence des variations de résistance est aussi importante que le  $\Delta I_{c0}$  des transistors d'entrée.

### 3.3. DÉCLENCHEMENT A NIVEAU VARIABLE $P_3$

Avec un relais sensible et un aiguillage par diode, on peut réaliser des tensions de déclenchement variables en positif et négatif (fig. 16).

Un relais répéteur permet plusieurs combinaisons de coupure.

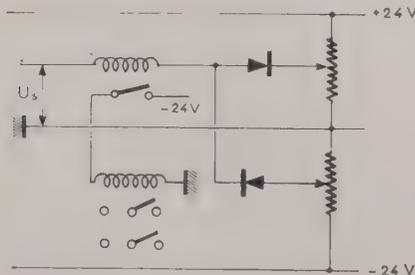


FIG. 17

### 3.4. AMPLIFICATEUR D'ERREUR A TRANSISTORS POUR ALIMENTATION

$\pm 24 \text{ V} =$  plaquette  $P_4$

Un différentiel à transistors amplifie le signal d'erreur de tension et le transmet après amplification, au transistor ballast.

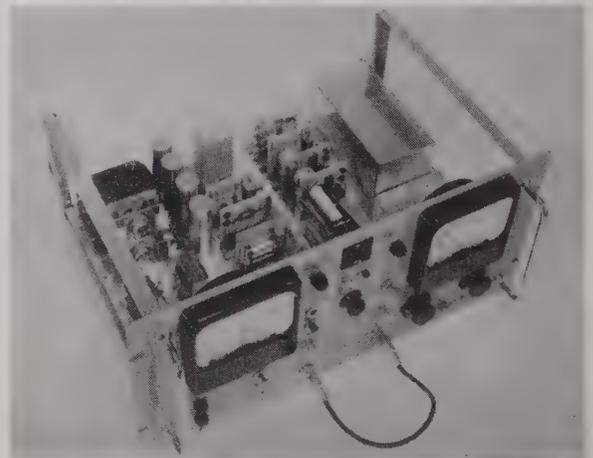
La référence est constituée par une diode Zener 12 V. Un ajustement de la tension de sortie est rendu possible par  $p_1$  (fig. 17).

Cette plaquette s'adapte à différents transistors ballasts et permet de réaliser des alimentations de puissance très variable.

## 4. Différentes applications des éléments d'amplificateurs continus transistorisés

### 4.1. MESUREUR INTÉGRATEUR DE COURANT

On veut mesurer et intégrer un courant de cible en provenance d'un accélérateur. On a  $V_{s1} = R_1 i$



Mesureur intégrateur de courant.

et la capacité  $C_2$  se charge avec un courant  $i_2 = \frac{V_{s1}}{R_2}$

Lorsque  $V_{s2} = V_{e2}$  un contact  $k_2$  commandé par un relais  $B_2$  court-circuite  $C_2$  et un compteur indique 1 unité de charge.

$V_{s1}$  indiquant la valeur du courant cible.

De plus si  $R_1$  est choisi trop grande pour un courant cible donné,  $V_{s1}$  dépassera la tension maximale choisie  $V_{e1}$  et un contact  $k_1$  court-circuitera  $R_1$ .

Réalisation (fig. 19)

Il faut de plus disposer d'un signal,

quand  $V_{s1} > V_P$  ( $P$  max. admissible)

et  $V_{s2} > V\tau$  ( $\tau$  min. admissible)

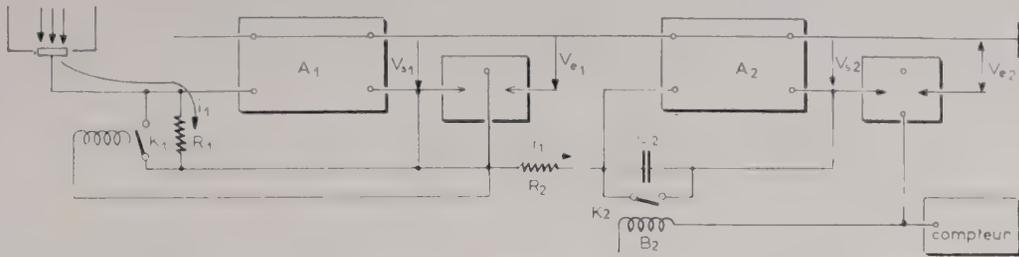


FIG. 18

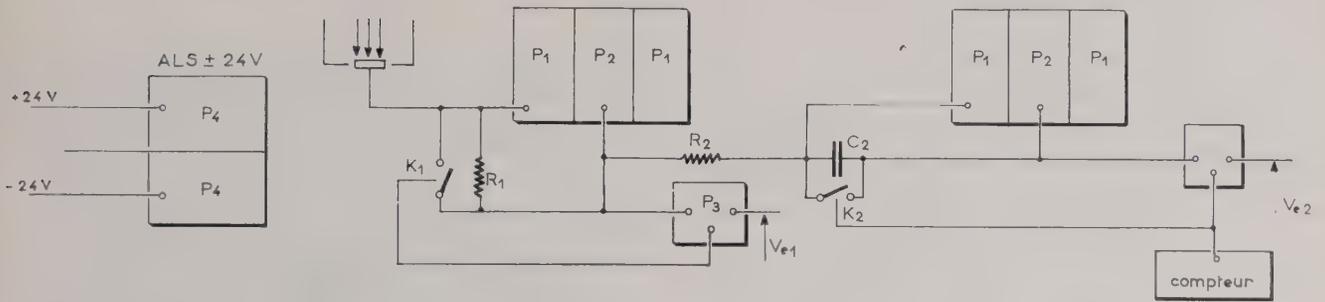


FIG. 19

4.2. CONTROLE (PUISSANCE — PÉRIODE — SANTÉ) POUR PILE

Principe (fig. 20) :

Ces conditions sont réalisées par des déclenchements constitués par  $P_3$ .

Les amplificateurs sont constitués par 2 ensembles  $P_1 P_2 P_1$ . Les alimentations par 2 plaquettes  $P_4$ .

— Détail d'une chaîne de santé à réponse logarithmique (fig. 21) :

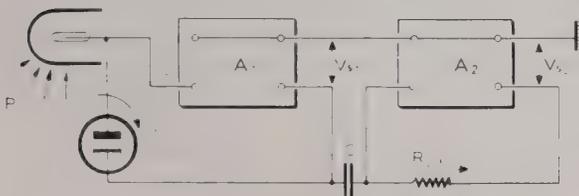


FIG. 20

$$i = KP \quad V_{s1} \rightarrow \text{Log } i \rightarrow \text{Log } P$$

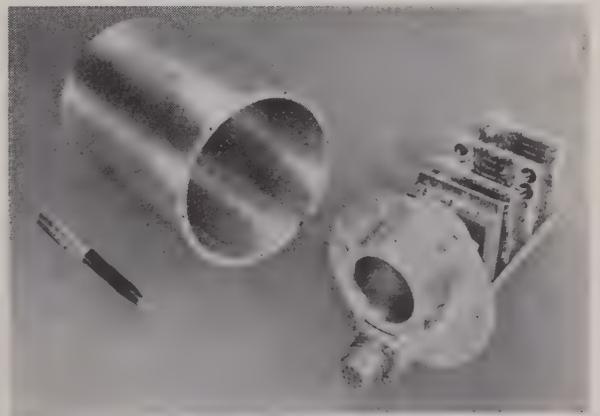
$P$  = Puissance neutronique de la pile

$$i_2 = \frac{CdV}{dt} \quad \text{d'où } V_{s2} \rightarrow RC \frac{dV_{s1}}{dt}$$

$$V_{s2} \rightarrow \frac{d \text{Log } P}{dt}$$

$$\text{Si } P = P_0 e^{\frac{t}{\tau}} \quad \text{on a } V_{s2} \rightarrow \frac{1}{\tau}$$

$\tau$  est la période que l'on cherche à mesurer.



Amplificateur logarithmique contrôle de puissance de pile.

La tension de sortie est  $U_s = \log i$  donc proportionnelle au logarithme de l'intensité du rayonnement auquel est soumise la chambre d'ionisation.

### Autonomie de fonctionnement

Les amplificateurs alimentés normalement sur le

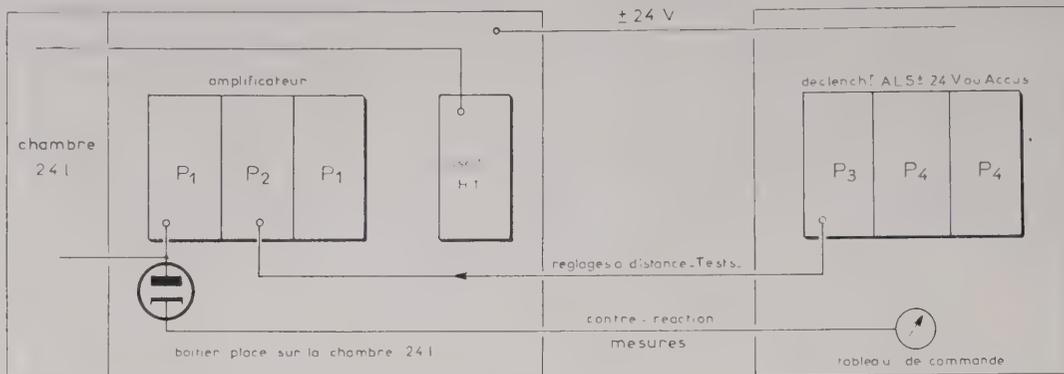


FIG. 21

## 5. Conclusion

Les avantages que semble présenter le principe de transistorisation en plusieurs plaquettes sont les suivants :

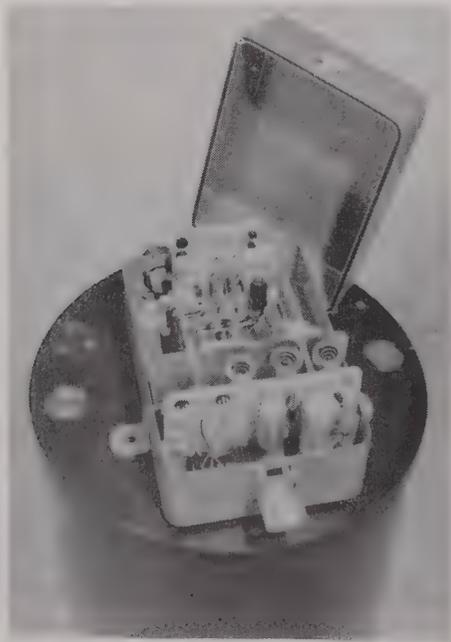
### — Faible consommation

Un facteur 10 semble pouvoir être gagné sur les amplificateurs à tubes.

(d'où faible dissipation calorifique).

### — Stabilité

Au moins aussi bonne que les montages à tubes, du fait de la température relativement basse des ensembles (donc temps de stabilisation assez court).



Amplificateur logarithmique de santé avec chambre 24 l.

secteur passent automatiquement sur accus en cas de coupure secteur sans créer aucune discontinuité.

Ceci est très important dans un contrôle de santé.



Ensemble de contrôle de pile (Puissance-Période-Santés-Sécurité).

### — Interchangeabilité

Un nombre relativement réduit de plaquettes facilite l'entretien et le dépannage rapide des ensembles qu'elles équipent.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Cours de Génie Atomique — C.F.A., M. WEILL. Volume 2 — Mesure de courants continus faibles.
- [2] L'Onde Electrique : M. FRIEDLING. — Mesure des courants continus faibles par amplificateurs à couplage direct n° 395, avril 59.
- [3] Notes Techniques : « Amplificateur à courant continu transistorisé pour mesures nucléaires ». — Applications. Section d'Electronique du C.E.N.G. par MM. GARIOD et TOURNIER. — Notes 60-68 (A)(B)(C).

# LE DIAGRAMME DE NYQUIST GÉNÉRALISÉ DANS LE DOMAINE NUCLÉAIRE

PAR

A. BLAQUIERE  
*Professeur à l'I.N.S.T.N.*

et

P. GRIVET  
*Professeur à la Sorbonne*

## 1. Introduction

Dans un article récent J. LOEB a donné dans ces colonnes [1] un bref historique du développement de la méthode de Nyquist dans ses extensions modernes, qui permettent de traiter les systèmes non linéaires. Il nous paraît intéressant de compléter ici ces indications, en soulignant finalement l'importance toute récente de ces méthodes dans le domaine nucléaire.

## 2. Historique

La méthode de Nyquist, introduite à propos des systèmes bouclés *linéaires*, se généralise et s'adapte particulièrement bien à l'étude des systèmes bouclés *non-linéaires* : auto-oscillateurs et servomécanismes.

Dans ce dernier domaine où les méthodes générales sont encore en nombre très limité, elle permet de regrouper plusieurs classes de phénomènes en une théorie simple et cohérente, et tend à devenir d'un emploi si courant qu'il nous paraît utile d'en présenter un bref historique.

Le premier article, à notre connaissance, où est abordé un essai de généralisation de la méthode de Nyquist au cas non linéaire est celui de R.M. LERNER [2].

De façon tout à fait indépendante, nous avons été orientés vers ce sujet dès 1950, ce qui nous a conduits à la théorie générale [3] dont nous avons développé diverses conséquences [4], dans le domaine des oscillateurs électroniques et des réacteurs nucléaires.

Dans son principe, elle consiste à remplacer la fonction analytique  $H(j\omega)$ , que NYQUIST utilisait pour décrire le fonctionnement d'un système bouclé linéaire, et dans laquelle le paramètre  $\omega$  est la fréquence de fonctionnement, par une fonction plus complète  $H(a, j\omega)$  qui fait intervenir deux paramètres :

$a$  et  $\omega$ , ( $a$  est l'amplitude à la pulsation de fonctionnement  $\omega$ ).

On voit alors comment se généralise la méthode de NYQUIST. Dans le cas linéaire, la représentation sur le plan complexe de la fonction  $H(j\omega)$  obtenue en faisant varier le paramètre réel  $\omega$  de  $-\infty$  à  $+\infty$ , est une courbe dont la disposition par rapport à l'origine renseigne sur les conditions de fonctionnement stables ou instables.

Dans le cas non linéaire, la même méthode graphique conduit à une famille de courbes du type précédent, dépendant du paramètre amplitude  $a$ . Suivant les valeurs de l'amplitude de régime, le système est donc stable ou instable ; on en déduit une discussion qui précise les domaines de stabilité et fixe les amplitudes limites.

Les problèmes que nous avons d'abord étudiés par cette méthode étaient relatifs aux autooscillateurs à lampes.

Nous avons été conduits plus particulièrement à préciser :

1° le comportement en régime libre

2° l'évolution en régime forcé sinusoïdal (Synchroisation et entraînement...)

3° l'évolution en régime forcé sous l'effet d'une fonction de bruit, ce qui nous a permis d'obtenir la largeur de raie d'un oscillateur perturbé par un bruit <sup>(1)</sup>.

Dans une voie tout à fait différente, celle des servomécanismes, J.R. DUTILH [5] et R.J. KOCHENBURGER [6] ont été amenés à définir la « fonction de transfert » d'un système non linéaire, et à donner un énoncé analogue au précédent, mais néanmoins plus restrictif. La classe de fonctions envisagée par ces

(1) En particulier, la formule (17) donnée par J. Loeb dans la référence [1] a été établie (aux notations près) dès 1952 par A. Blaquiére cf., par exemple, équation (18) p. 165, des *Annales de Radioélectricité*, t. n° 32, 1953.

auteurs est un cas particulier de notre  $H(a, j\omega)$ , celui où cette fonction se réduit à un produit du type  $f(a).g(\omega)$ .

Toujours à propos des servo-mécanismes, et indépendamment des auteurs de cet article, J. LOEB [7] a également formulé une généralisation de la méthode de NYQUIST, très voisine de celle que nous venons de résumer.

### 3. Domaine nucléaire

Enfin, dans un tout autre domaine, celui des piles atomiques, la méthode de NYQUIST généralisée s'est montrée particulièrement fructueuse. C'est ainsi que, très postérieurement aux travaux qui viennent d'être cités, de nombreux auteurs ont appliqué cette méthode à l'étude de la stabilité des réacteurs nucléaires. Un exemple particulièrement important et qui montre bien l'efficacité du procédé a été donné par H.A. BETHE [8].

Il ne semble pas toutefois que les auteurs du domaine nucléaire aient eu connaissance des publications antérieures dans le domaine de l'électronique et des servo-mécanismes. Ils ont ainsi été amenés à retrouver et à prendre pour base les énoncés précis que nous avons formulés quelques années avant, comme le montre la lecture des articles [9] [10] [11] qui ne constituent qu'une bibliographie sommaire de ce vaste sujet.

L'importance du danger d'emballement des piles, si actuelle pour les entreprises modernes de propulsion navale, montre bien que l'étude de la méthode du diagramme de NYQUIST à deux paramètres pourra se développer largement dans un proche avenir.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] LOEB J. L'étude des oscillateurs par l'approximation du premier harmonique. *Onde Electrique*, t 11, p. 255-259, 1960.
- [2] LERNER R.M. « Oscillation in Noisy Feedback Loops » unpublished memorandum to the Electrical Engineering Department, Worcester Polytechnic Institute, 23 octobre 1949.
- « The effect of noise on the frequency stability of a linear oscillator ». *Proc. Nat. Electronic Conf.*, t. 7, p. 275-280, 1951.
- [3] BLAQUIÈRE A. « Extension de la théorie de Nyquist au cas de caractéristiques non linéaires ». Note aux Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences, t. 233, p. 345-349, 30 juillet 1951.
- [4] *Journal de Physique et le Radium*: les oscillateurs non linéaires et le diagramme de NYQUIST, t. 13, p. 527 à 540, novembre 1952; Adaptation générale de la méthode du diagramme de NYQUIST dans le domaine non linéaire, t. 13, p. 636 à 644, décembre 1952.
- Thèse de Doctorat de Physique et Annales de Radio-électricité, t. 8, p. 36 à 81 et t. 8, p. 153 à 179, 1953.
- Effet du bruit de fond sur la fréquence des autooscillateurs à lampes.
- Thèse de Doctorat de Mathématiques: Mécanique non linéaire, les oscillateurs à régimes quasi sinusoidaux, 1957.
- Mémorial des Sciences Mathématiques: Mécanique non linéaire, les oscillateurs à régimes quasi sinusoidaux, 1960. Fascicule 141.
- « Extension de la méthode de NYQUIST aux boucles non linéaires ». Série de conférences et discussions sur les applications des équations non linéaires à la Physique Théorique organisée par Monsieur Louis de BROGLIE. Avril-mai 1959. (En cours de publication). Edition de la revue d'Optique Théorique et Instrumentale.
- Application du diagramme à deux paramètres à l'étude de la stabilité des réacteurs nucléaires. *C.R. Ac. Sc. Fr.*, t. 250, p. 3316, 16 mai 1960.
- Stabilité des réacteurs nucléaires. Bulletin d'Information Scientifique et Technique du Commissariat à l'Energie Atomique (en cours de publication). juin 1960, n° 41.
- [5] DUTILH J.R. Théorie des servo-mécanismes non linéaires Radio (mai 1950), n° 5, pp. 1-7. *Onde Elect.* Octobre 1950, 30, n° 283, pp. 438-445.
- [6] KOCHENBURGER R.J. Analyse du fonctionnement des servo-mécanismes du type pas à pas, à l'aide d'une méthode fournissant la réponse en fonction de la fréquence. *Electr. Engng (U.S.A.)*, août 1950, 69, n° 8, pp. 687-692.
- [7] LOEB J. Un critérium général de stabilité des servo-mécanismes sièges de phénomènes héréditaires. *C.R. Ac. Sc. Fr.*, t. 233, pp. 344-345, 30 juillet 1951.
- Phénomènes « héréditaires » dans les servo-mécanismes; un critérium général de stabilité. *Annales des télécommunications*, t. 6, n° 12, décembre 1951.
- [8] BETHE H.A. Reactor Safety and oscillator tests, *APDA* 117, octobre 15, 1956.
- [9] SANDMEIER H.A. Non linear kinetics and stability studies on analog computers. *L'électronique nucléaire (Agence Internationale de l'Energie Atomique)*, 1959.
- « Colloque International sur l'Electronique Nucléaire » organisé par la Société Française des Radioélectriciens.
- [10] SMETS H.B. Non linear stability of nuclear reactors. *L'électronique nucléaire (A.I.E.A.)*, 1959.
- [11] MacLUSKY G.J.R. Automatic control of a research reactor. *L'Electronique nucléaire (A.I.E.A.)*, 1959.

# CONTRIBUTION A L'ÉLABORATION D'UNE MÉTHODE GÉNÉRALE DE COORDINATION DES PROTECTIONS DANS LES REDRESSEURS DE PUISSANCE A SEMI-CONDUCTEURS

par

R. OHROND

*Ingénieur aux Ateliers de Constructions Electriques  
de Charleroi*

La réalisation industrielle des redresseurs de puissance au silicium et au germanium a amené les ingénieurs d'étude à revoir quelques unes de leurs disciplines de pensée concernant les protections contre les surintensités (surcharges et court-circuits).

Tout problème de protection de cette sorte consiste à résoudre un système d'équations en  $I = f(t)$  dans lequel on compare la courbe de surcharge de l'organe à protéger avec la courbe d'action de l'organe protecteur.

Pour les redresseurs des modèles antérieurs — groupes tournants, redresseurs à vapeur de mercure — le problème se posait dans des conditions assez simples, en raison de leur relativement faible sensibilité aux surintensités. Des temps d'opération des protections de l'ordre de la dizaine de millisecondes étaient en général convenables.

La grande densité de courant admise dans les jonctions au germanium et au silicium, ainsi que leur très faible capacité thermique, nécessitent des organes de protection beaucoup plus rapides. Il est au moins nécessaire de gagner une décimale sur les temps précédents.

Pour satisfaire ce besoin, se sont développés, en partie au cours de l'expérience restreinte des redresseurs à contacts mécaniques, des dispositifs permettant l'interruption d'un courant de court-circuit dans un temps de l'ordre de la milliseconde et même inférieur.

La caractéristique la plus intéressante de ces dispositifs réside dans leur effet limiteur de courant. Dans l'état actuel de la technique, et en attendant que de nouveaux progrès permettent de raccourcir encore leur temps d'action, il peut être nécessaire

de faciliter l'action de limitation en proportionnant judicieusement la réactance des transformateurs d'alimentation aux possibilités dont on dispose.

Les organes actuellement d'usage courant sont de deux sortes : des fusibles ultra-rapides limiteurs d'intensité et des interrupteurs explosifs ou des court-circuiteurs ultra rapides également limiteurs de courant.

Un certain nombre de communications ont déjà été publiées concernant l'emploi et la coordination de ces protections. On trouvera in fine la bibliographie des principales d'entre elles.

L'objet de la présente communication est d'examiner si une méthode générale, d'emploi rapide, graphique de préférence, ne peut être mise sur pied pour déterminer les caractéristiques optimales à donner à chacune des protections appliquées à un même redresseur.

## 1. Emplacement des protections

Les redresseurs secs sont le plus couramment montés en pont triphasé ; c'est donc ce cas qui sera examiné dans ce qui suit. La méthode préconisée est applicable à tout autre montage moyennant des corrections évidentes.

Le montage en pont triphasé offre, en effet, un coefficient de régulation naturel, meilleur que celui de tout autre montage ; il procure, par ailleurs, la tension d'utilisation la plus élevée pour une contrainte donnée des redresseurs.

La fig. 1 représente le schéma auquel on se référera, ainsi que les symboles utilisés.

Chacune des 6 branches du pont comporte  $N$  cellules

en parallèle (ou groupes en parallèle de cellules en série). En régime *nominal* du redresseur :

- $i_M$  = courant de crête dans chaque cellule
- $i_{rms}$  = » efficace » » »
- $i_{av}$  = » moyen » » »
- $I_c = N \cdot i_M$  = courant continu total du redresseur.

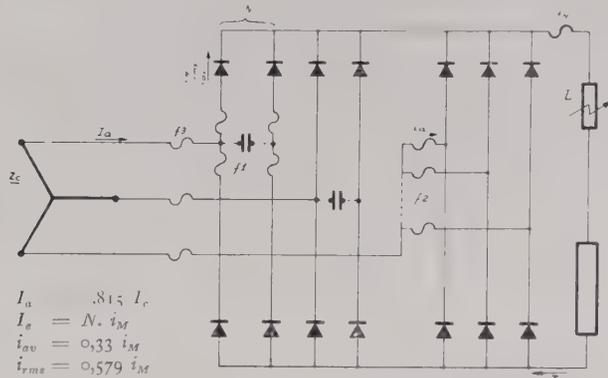


FIG. 1

$$I_a = 0,815 I_c$$

$$I_e = N \cdot i_M$$

$$i_{av} = 0,33 i_M$$

$$i_{rms} = 0,579 i_M$$

$I_a$  = courant efficace dans chacune des trois phases d'alimentation

$i_a = I_a/N$  = courant efficace dans chaque dérivation des trois phases alimentant simultanément deux cellules de polarité opposée.

Ces symboles sont reliés entre eux par les relations mentionnées pour mémoire dans la figure ; ces relations ne sont qu'approximatives car elles ne tiennent pas compte de l'angle de recouvrement.

$j_M$  = courant de crête maximal admissible d'une cellule,

$j_{rms}$  = courant efficace maximal admissible d'une cellule,

$j_{av}$  = courant moyen maximal admissible d'une cellule.

Les protections peuvent occuper les positions suivantes :

Un limiteur explosif d'intensité est placé en  $L$ , en série avec la charge. Un court-circuiteur ultra rapide serait placé entre le transformateur et le redresseur et commandé par des organes placés dans le courant de charge et les 6 branches. On se bornera, dans ce qui suit, à l'étude du limiteur explosif pratiquement identique, en ce qui concerne l'objet de cette note, au court-circuiteur, mais d'action un peu plus rapide que ce dernier.

Les fusibles peuvent être placés :

- en  $f_1$ , en série avec chaque diode,
- en  $f_2$ , dans l'alternatif alimentant deux diodes de polarité opposée,
- en  $f_3$ , dans l'alternatif général,
- en  $f_4$ , dans le continu général.

(Il n'est évidemment pas question d'employer simultanément tous ces fusibles).

Dans l'étude qui suit, on se basera sur l'alimentation par un réseau européen à 50 Hertz.

On figurera par  $Z_c$  la réactance unitaire du transformateur.

## 2. Protection contre les surcharges

Par « surcharge », on entendra les surintensités s'étendant du régime nominal à l'intensité que le redresseur peut supporter pendant un demi-cycle, soit 10 millisecondes.

On procédera, pour étudier cette zone, comme le proposent la plupart des auteurs et fournisseurs de cellules, avec les précisions complémentaires qui suivent :

1° Sur le graphique, figure 2, en unités logarithmiques, on tracera la courbe de surcharge des cellules, résultant des données du constructeur.

Ces données sont généralement fournies sous la forme d'une courbe représentant, en pourcents de l'intensité maximale de régime, l'intensité admissible pendant un temps donné. La courbe se réfère à des conditions de refroidissement et d'ambiance données.

On portera le temps en abscisses, et, en ordonnées, à partir du courant efficace maximal de régime permanent ( $j_{rms}$ ), les différentes valeurs du courant efficace maximal admissible pendant un temps donné.

C'est la courbe I.

A titre d'exemple, on a figuré sur le graphique, la courbe de surcharge d'une cellule de caractéristiques maximales :

$$j_M = 500 \text{ A}$$

$$j_{av} = 166 \text{ A}$$

$$j_{rms} = 290 \text{ A}$$

dans les conditions d'emploi sur le redresseur (ventilation, température).

2° Sur le même graphique, on portera la courbe de fusion du fusible choisi, selon les données de son constructeur.

Il est d'usage de choisir, dans la gamme de fabrication existante, le fusible de calibre immédiatement supérieur au courant efficace qui le traverse en régime nominal du redresseur, compte tenu du programme des surcharges admissibles par rapport au régime nominal, imposé par l'étude ou le contrat.

On comprend immédiatement que le fusible sera efficace dans toute la zone des surcharges si sa courbe, tout en permettant les surcharges contractuelles, se trouve toujours au-dessous de la courbe de la cellule qu'il protège.

Dans le cas du fusible placé en  $f_1$ , on reproduira, sur le graphique, la courbe du constructeur du fusible. Dans les autres cas, il conviendra d'y porter les valeurs de la fraction traversant la cellule de l'intensité supportée par le fusible.

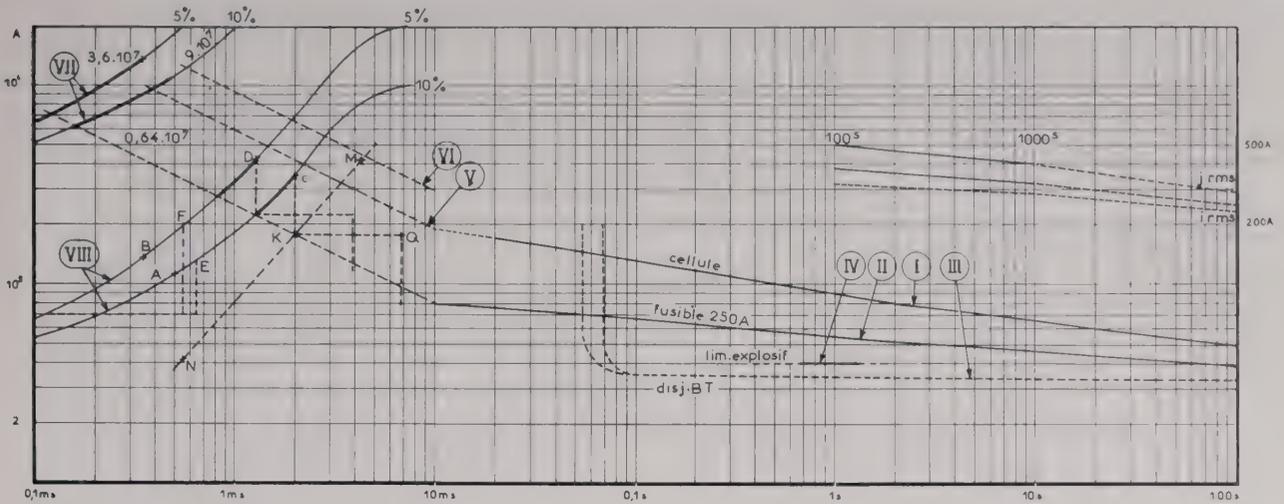


FIG. 2

Pour un fusible  $f_2$ , on portera la fraction  $\frac{0,579}{0,815} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  de l'intensité lue sur les courbes du constructeur.

Pour un fusible  $f_3$ , on portera la fraction  $\frac{1}{N\sqrt{2}}$

Pour un fusible  $f_4$ , on portera la fraction  $\frac{0,579}{N}$

Il est permis de se demander si, en agissant de la sorte, on reste absolument correct. En effet, sans que les constructeurs de cellules le disent, leurs courbes de surcharges se réfèrent implicitement au courant de crête en régime maximal ou au courant moyen qui lui est lié. Il n'est évidemment pas rigoureux d'utiliser le courant efficace, lié aux précédents par une fonction de l'angle de recouvrement, mais on ne saurait faire autrement, s'agissant d'un fusible que d'en introduire la notion, en un point quelconque du calcul.

L'angle de recouvrement, sous la dépendance de la réactance du transformateur, s'exprime par la relation :

$$\underline{Z_c} = 1 - \cos u$$

En toute rigueur, le courant efficace s'écrit :

$$i_{rms} = 0,579 i_M \sqrt{1 - 3 \psi(u)}$$

Le terme sous radical est sensiblement une fonction linéaire de l'angle  $u$  et vaut 1 pour un angle de recouvrement nul et 0,93 pour un angle de 60°.

On voit que l'erreur commise est de l'ordre des tolérances de fabrication. Il est donc de peu d'intérêt d'en tenir compte.

Précisons notre exemple et appliquons-le au graphique 2.

Soit un redresseur équipé de 10 cellules en parallèle de 500 ampères chacune, en pont triphasé. Ce redresseur est conçu pour un régime nominal de 4 000 A, surcharge contractuelle incluse.

La marge de sécurité couvre également les irrégularités de la répartition du courant entre cellules en parallèle.

- $i_M = 400 \text{ A}$
- $i_{rms} = 232 \text{ A}$
- $i_a = 325 \text{ A}$
- $I_c = 4\,000 \text{ A}$
- $I_A = 3\,250 \text{ A}$

- Un fusible placé en  $f_1$  sera calibré à 250 A.
- « «  $f_2$  « « 350 A.
- « «  $f_3$  « « 4 200 A.
- « «  $f_4$  « « 3 500 A.

Dans le graphique de la figure 2, la courbe II représente la caractéristique de fusion d'un fusible  $f_1$  de 250 A. Elle représente également, par suite d'une coïncidence remarquable, la caractéristique de fusion d'un fusible  $f_2$  de 350 A, puisque

$$250 \sqrt{2} \neq 350$$

On voit que :

- du point de vue des surcharges, ces deux fusibles apportent une protection identique.
- des fusibles d'un calibre supérieur (300 et 400 A respectivement) n'auraient pas apporté une protection suffisante contre les faibles surcharges. Il aurait fallu recourir obligatoirement, dans cette zone, à la protection magnétique ou thermique d'un disjoncteur B.T.

On a figuré par la courbe III l'action magnéto-thermique d'un disjoncteur B.T. Sa présence est indispensable à la protection des cellules si les

fusibles sont calibrés trop haut ; elle est toujours souhaitable pour économiser les fusibles. Parvenu à son temps de déclenchement minimal, cet organe n'apporte plus de protection.

On a figuré par la droite IV, l'action instantanée d'un limiteur explosif. Il est convenable de le régler un peu au-dessus du déclenchement magnétique du disjoncteur B.T. et un peu au-dessous, si possible, de l'intensité maximale admissible de la cellule en régime.

A titre de simple exemple théorique :

— à l'intensité maximale admissible de la cellule (290 A efficaces) correspond un courant redressé de :

$$\frac{290 \times 10}{0,579} = 5\ 000\ \text{A}$$

— à l'intensité de régime nominal de la cellule (230 A efficaces) correspond un courant redressé de 4 000 A.

— à l'intensité nominale du fusible (250 A) correspond un courant redressé de 4 350 A.

La protection idéale consisterait à régler le disjoncteur B.T. (magnétique seulement) à 4 100 A et le limiteur explosif à 4 200 A ou 4 300 A. De nombreuses variantes peuvent être imaginées suivant la marge de sécurité du redresseur.

### 3. Protection contre les court-circuits

On considérera comme zone des court-circuits sur le graphique, la zone des temps inférieurs à 10 ms.

Les redresseurs secs doivent être protégés contre les court-circuits externes (aux bornes de sortie), ainsi que contre les court-circuits internes et éventuellement les courants de retour.

On prolongera sur le graphique les courbes précédentes (fusible et cellule) en se basant sur les principes suivants :

1° Dans la zone inférieure à 20 ms, il n'existe généralement que peu de données de la part des constructeurs de cellules. Il ne peut, d'autre part, plus être question de courant efficace.

Par contre, les fabricants de cellules communiquent généralement le courant de crête admissible pendant un demi-cycle. Dans ce cas, on portera comme ordonnée du point 10 ms, la valeur fournie.

Il est, d'autre part, connu qu'au voisinage de ce point, la caractéristique  $[I^2t]$  de la cellule devient une constante.

Cette valeur de  $[I^2t]$  est spécifique de la cellule.

En l'absence de valeur connue pour  $[I^2t]$ , il sera de bonne pratique de prolonger la courbe  $I$  à partir du point 10 ms, par la courbe  $[I^2t] = \text{constante}$ .

C'est la courbe V du graphique.

Si la valeur de  $[I^2t]$  est connue, on en tracera la courbe à partir du point 10 ms. Dans le cas général,

cette courbe ne rejoindra pas la précédente en ce point. C'est la courbe VI du graphique.

2° Il est également connu qu'à partir du point 10 ms, les fusibles comportent également une caractéristique  $[I^2t]$  constante.

On prolongera donc la courbe des fusibles sur cette base.

On voit que les courbes des fusibles et de la cellule sont parallèles. Il ne peut en être ainsi que dans la mesure où il est vrai que les deux organes ont une caractéristique  $[I^2t]$  constante, c'est-à-dire, dans le cas où l'on peut considérer comme négligeable la quantité de chaleur transmise à l'extérieur pendant le temps  $t$ ,

On admet généralement que la protection est convenable lorsque

$$[I^2t]_{\text{cellule}} = 3 [I^2t]_{\text{fusible}}$$

$I^2t$  fusible est, en effet, caractéristique du temps pris par le fusible à fondre sous l'intensité  $I$ . Le temps de combustion qui le suit, et pendant une partie duquel la cellule peut demeurer surchargée n'est en principe jamais supérieur à deux fois le temps de fusion.

Le coefficient 3 provient de ce que l'on attribue une forme linéaire à la croissance et la décroissance du courant pendant l'opération de fusion-limitation-libération. On est ainsi amené à intégrer un courant parabolique (voir Appendice C).

La relation précédente ne rend toutefois pas un compte exact du phénomène.

3° Pour obtenir une image convenable du phénomène, on est amené à figurer sur le graphique la forme même du courant de court-circuit, dont la naissance est prise comme origine des temps.

Une courbe convenable, dont on trouvera la justification en Appendice A, répond à l'équation :

$$J(t) = J [1 - \sqrt{2} \cos \frac{2\pi f}{1\ 000} (t + 2,5)]$$

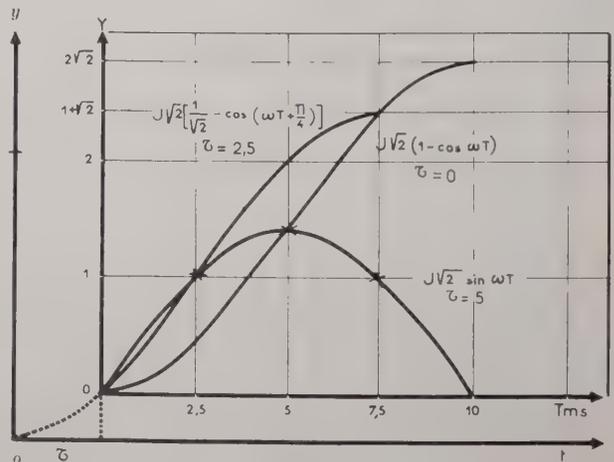


FIG. 3

avec le temps  $t$ , en millisecondes, prenant son origine avec le court-circuit.

Le terme  $J$  de cette équation représente la valeur efficace du courant symétrique de court-circuit, tel qu'il dérive directement de l'intensité nominale du transformateur et de sa réactance unitaire  $Z_c$ .

Cette courbe est représentée en coordonnées linéaires sur la figure 3, et en coordonnées logarithmiques sur la figure 4, sous l'indice  $J(t)$ . Il s'agit d'amplitudes relatives.

Pour tracer cette courbe sur le graphique de la figure 2, on partira des amplitudes relatives de la

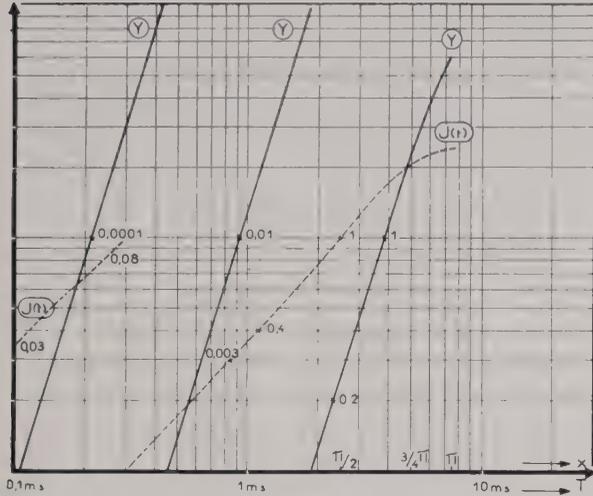


FIG. 4

courbe  $J(t)$  de la figure 4, après détermination du terme  $J = f(I_a, Z_c)$  valeur efficace du courant de court-circuit symétrique.

On tracera cette courbe deux fois :

- l'une pour la valeur réelle  $J$ .
- l'autre pour cette même valeur ramenée au courant dans une cellule, soit  $\frac{J}{N}$

Si l'on désire augmenter la précision, au lieu de faire partir ces courbes de l'intensité nulle, on pourra les faire partir de l'intensité de régime nominal du redresseur, soit respectivement  $I_c$  et  $i_M$ .

Puisque l'on se trouve en coordonnées logarithmiques, il peut être intéressant, en cas de fréquentes manipulations, de disposer de calques omnibus permettant le report rapide des courbes.

Si l'on ne tient pas compte du pied constitué par le courant nominal, il suffira d'une courbe (courbe en pointillé de la figure 5) dont on fera coïncider le point  $P$  d'abscisse 2,5 et d'ordonnée 1, avec le point d'abscisse 2,5 et d'ordonnée  $J$  (courant efficace symétrique de court-circuit) sur le graphique 2 en étude.

Si l'on désire tenir compte du courant nominal, on fera usage des courbes en traits pleins de la

figure 5, dont chacune correspond à une valeur particulière de la réactance unitaire de source.

A titre d'exemple, on a figuré sur le graphique 2 les courants de court-circuit résultant de réactances de sources de 5 et 10 % en partant des intensités de régime nominal. Ce sont les courbes VII et VIII.

4° Le rapprochement de ces courbes avec celles des fusibles et de la cellule montre comment agit le courant de court-circuit total sur une cellule ou

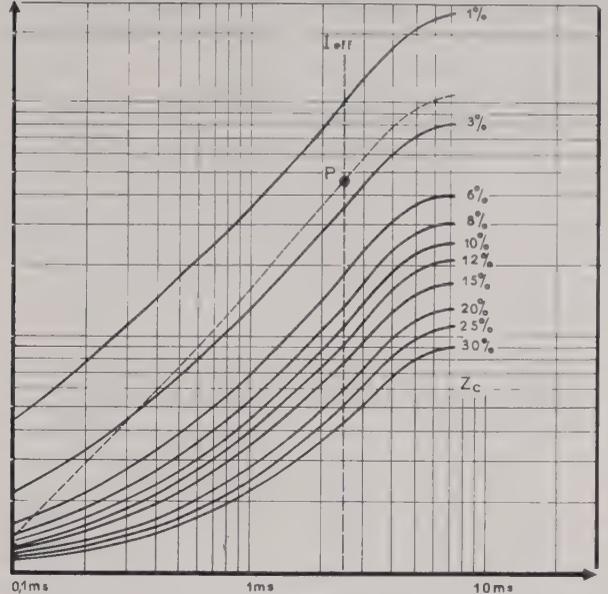


FIG. 5

un fusible en cas de défaut interne (mise en court-circuit d'une cellule) et sur une branche de  $N$  cellules en cas de court-circuit aux bornes.

A l'instant où est achevé le temps de fusion et où le courant est limité par la tension d'arc, on peut écrire que :

$$\int_0^T J^2(t) dt = [I^2t]_{\text{fusible}}$$

La solution de cette équation procure l'instant de la limitation et par suite la limite atteinte par le courant.

On trouvera, en Appendice B, les développements nécessaires à cet égard.

La courbe  $Y$  de la figure 4 représente les amplitudes relatives de l'intégrale ci-dessus, de telle sorte que :

$$\int_0^T J^2(t) dt = \frac{10}{\pi} J^2 \cdot Y$$

On peut donc écrire à l'instant de la fusion :

$$[I^2t]_{\text{fus.}} = \frac{10}{\pi} J^2 Y \text{ ou } Y = \frac{[I^2t]}{\frac{10}{\pi} J^2} \text{ fus.}$$

Les termes du second membre étant connus, on en déduit l'ordonnée de  $Y$  qui, reportée sur la courbe  $Y$  (figure 4) donne l'instant de la limitation.

En reportant cet instant sur les courbes de court-circuit de la fig. 2, on trouve la limite atteinte par le courant à cet instant.

Pour revenir à l'exemple pratique, on a représenté fig. 2 un courant de court-circuit de  $J = 40\ 000$  A, soit en crête asymétrique  $96\ 000$  A pour une réactance de source de 10 % et un courant de  $80\ 000/192\ 000$  A pour une réactance de 5 %. Le courant total est représenté par les courbes VII et le courant dans une cellule par les courbes VIII.

En traçant la courbe du fusible, on a relevé :

$$[I^2t] = 0,64 \cdot 10^7 \quad (A^2 \cdot ms)$$

L'ordonnée de l'intégrale est fournie pour le fusible,

$$\text{pour } \underline{Z_c} = 10 \%, \text{ par } Y = \frac{0,64 \cdot 10^7}{\frac{10}{\pi} \cdot 40^2 \cdot 10^6} = 1,26 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{pour } \underline{Z_c} = 5 \%, \text{ par } Y = \frac{0,64 \cdot 10^7}{\frac{10}{\pi} \cdot 80^2 \cdot 10^6} = 0,32 \cdot 10^{-3}$$

Le temps de fusion du fusible de 250 A s'établit d'après la courbe  $Y$  de la fig. 4, à : 0,5 ms et 0,35 ms.

On voit donc que, lorsque le court-circuit total est appliqué à un fusible (cas de court-circuit interne), le fusible protège efficacement les cellules, dans les deux cas de réactance de source.

En effet le courant se trouve limité dans les 10 cellules de la branche simultanément conductrice, à respectivement 1 100 et 1 800 A (points A et B).

Dans le cas d'un court-circuit aux bornes, chaque fusible ne supporte que la fraction  $\frac{I}{N}$  du courant instantané et l'on trouve :

$$\text{pour } \underline{Z_e} = 10 \%, Y = \frac{0,64 \cdot 10^7}{\frac{10}{\pi} \cdot 4^2 \cdot 10^6} = 0,126$$

$$\text{pour } \underline{Z_e} = 5 \%, Y = \frac{0,64 \cdot 10^7}{\frac{10}{\pi} \cdot 8^2 \cdot 10^6} = 0,032.$$

L'effet de limitation est plus faible.

Le courant étant coupé en 2 ms environ, la protection est juste suffisante (Points C et D).

5° Il y a toujours intérêt à figurer de la sorte la courbe même du courant de court-circuit, car on dispose ainsi d'une représentation particulièrement sensible du phénomène physique.

On aurait obtenu le même résultat sous une forme plus simple, en reportant directement sur le graphique les valeurs de l'intégrale

$$[I^2t] = \frac{10}{\pi} J^2 Y$$

puisqu'on a vu que cette relation était pratiquement linéaire en coordonnées logarithmiques dans la zone intéressée.

L'appendice C fournit la manière de procéder et la justifie.

Il suffit de relier par une droite le point  $M$  d'abscisse 4,4 ms et d'ordonnée  $J$ , au point  $N$  d'abscisse 0,54 ms et d'ordonnée  $\frac{J}{10}$ .

Le point  $K$  où cette droite coupe la caractéristique du fusible représente l'instant de la limitation. La valeur atteinte par le courant de crête est  $\sqrt{3}$  fois l'ordonnée du point  $K$ . Dans les temps très courts et, en général lorsqu'il n'est pas négligeable devant l'intensité représentée par le point  $C$ , il conviendra d'ajouter à son ordonnée le courant nominal.

En déplaçant le point  $K$  en  $Q$  par multiplication par 3 de son abscisse, on connaîtra le courant rectangulaire équivalent du point de vue de la contrainte thermique.

6° On figure sur la courbe VIII l'action du limiteur explosif d'intensité.

Parcouru par le courant total du court-circuit aux bornes, il limite le courant dans un temps fixe, de l'ordre de 0,4 ms, après que le courant a atteint sa valeur de réglage. La cellule ne supporte alors que la  $N_e$  partie de ce courant, qui ne peut dépasser les points  $E$  ou  $F$  de la courbe.

Dans l'exemple actuel, on a supposé le limiteur réglé à 7 000 A, soit 700 A par cellules. Il limite le courant 0,4 ms après que le point 700 A a été dépassé, en  $E$  ou  $F$ .

Il n'est pas inutile de remarquer que le limiteur d'intensité peut être réglé pour des valeurs différentes pour déclencher sur les court-circuits, les courants de retour, les surcharges et la loi de croissance de l'intensité  $\left(\frac{di}{dt}\right)$

On voit que :

— les fusibles protègent avec une efficacité évidente contre les défauts internes, pourvu que le nombre des cellules montées en parallèle soit suffisant.

— l'efficacité des fusibles contre les défauts externes est moins évidente. Dans de nombreux cas, on devra — si l'on utilise des fusibles seuls — augmenter la réactance du transformateur d'alimentation pour assurer une protection efficace.

— dans les redresseurs équipés d'un limiteur explosif d'intensité, il est pratiquement inutile d'avoir recours à des transformateurs spéciaux <sup>(1)</sup>.

On trouvera, en appendice D, à titre de contrôle de la méthode, la comparaison entre les valeurs

(1) Le limiteur explosif demeure inerte en présence des défauts internes ; il doit donc, dans le cas général, être associé à des fusibles. Le court-circuiteur, par contre, réagit aux défauts tant internes qu'externes, mais non aux courants de retour entre redresseur couplés en parallèle.

ainsi obtenues et celles trouvées à partir des caractéristiques de limitation d'un fusible entièrement connu.

RÉSUMÉ

1° Dans la zone des surcharges.

Tracer la courbe de surcharge de la cellule, à partir du courant efficace qui la traverse en régime maximal admissible. Une certaine réduction peut être appliquée à cette courbe pour couvrir les irrégularités dans la répartition du courant entre cellules en parallèle.

Choisir un fusible de calibre inférieur au régime maximum ci-dessus défini et cependant plus élevé que l'intensité efficace qui traverse la cellule en régime nominal, compte tenu des surcharges contractuelles.

Tracer la courbe du fusible, ainsi que celles du disjoncteur B.T. et du limiteur explosif éventuels.

2° Dans la zone des courts-circuits (Fig. 6).

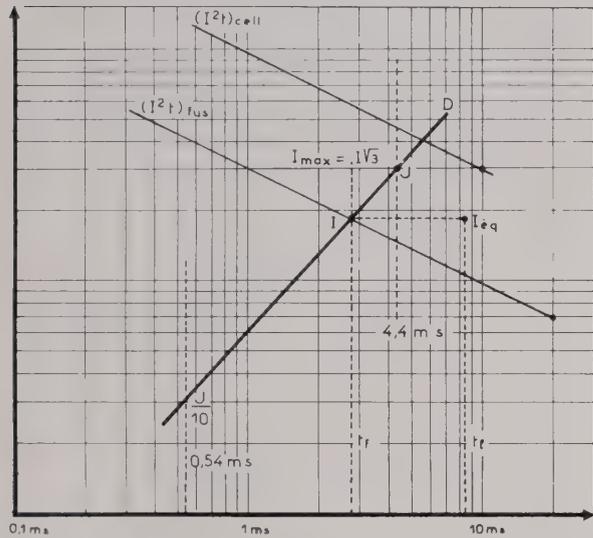


FIG. 6

Tracer les droites  $I^2t = Cte$  des cellules et des fusibles.

Calculer le courant efficace symétrique de court-circuit  $J$ .

Tracer la droite  $D$  passant par les points  $(4,4 \text{ ms} - J)$  et  $(0,54 \text{ ms} - J/10)$ .

L'instant de fusion est fourni par l'abscisse du point  $I$  où cette droite coupe  $[I^2t]_{\text{fus}}$ .

L'intensité maximale est fournie par l'ordonnée de ce même point, multipliée par  $\sqrt{3}$ .

Le courant rectangulaire maximum équivalent à la contrainte thermique est défini par les coordonnées du point  $I_{eq}$  :

$$t_1 = 3 t_f \text{ et } I_{eq} = I$$

APPENDICE A (fig. 3)

Afin de se placer dans l'hypothèse la plus défavorable, il est nécessaire de considérer un court-circuit aux bornes mêmes du redresseur, c'est-à-dire, sur un circuit pratiquement dénué de résistance et d'inductance autres que celles du transformateur.

Si nous désignons par  $J$  l'intensité efficace du courant symétrique de court-circuit, sa valeur de crête est  $J \sqrt{2}$  et la valeur crête du courant asymétrique correspondant sera prise pour :  $J \sqrt{2} \times 1,7$ , comme il est d'usage.

Assimilons, comme il est de pratique courante, le courant de court-circuit alternatif à un arc de sinusode.

Rapporté aux axes  $y$  o  $t$ , l'équation générale de cette courbe est :

$$y = J \sqrt{2} (1 - \cos \omega t)$$

En comptant le temps en millisecondes, pour un réseau à 50 Hertz :  $\omega = \frac{\pi}{10}$

Si l'on désire tenir compte du point de naissance du court-circuit entre les angles 0 et  $\frac{\pi}{2}$ , il convient de rapporter cette équation aux axes  $YOT$ , dont le point  $O$  devient l'origine des courants et des temps et se trouve décalé par rapport à  $o$  d'un abscisse  $\tau$ .

$$Y = J \sqrt{2} [\cos \omega \tau - \cos \omega (T + \tau)] \quad (1)$$

Remarquons en passant :

1° qu'en faisant  $\tau = 0$ , on trouve l'équation classique du courant de court-circuit débutant à tension nulle (asymétrie maximum théorique) :

$$Y = J \sqrt{2} (1 - \cos \omega T)$$

2° qu'en faisant  $\tau = \frac{\pi}{2}$ , on trouve l'équation classique du court-circuit débutant à un maximum de tension (court-circuit symétrique) :

$$Y = J \sqrt{2} \sin \omega T$$

3° qu'en faisant  $\tau = 2,5$ , on trouve :

$$Y = J \sqrt{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} - \cos \left( \omega T + \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (2)$$

dont on constate que la valeur de crête, atteinte au temps  $T = 7,5$  n'est autre que :

$$J (1 + \sqrt{2}) \neq J \sqrt{2} \times 1,7$$

valeur qu'il est d'usage de prendre pour maximum pratique.

Il est évident que le court-circuit le plus défavorable sera celui qui conduira à une amplitude maximum dans le minimum de temps. On peut, dès lors définir, en quelque sorte, un « facteur de qualité » du court-circuit

$$\frac{\text{amplitude de crête}}{\text{temps total de montée}} = \frac{1 + \cos \omega \tau}{10 - \tau}$$

Cela n'est autre que la valeur moyenne de la dérivée première de la fonction générale en  $T$  entre le temps 0 et le temps où la crête est atteinte (à un facteur  $J \sqrt{2}$  près).

Le cas le plus défavorable sera atteint pour la valeur maximum de cette expression. Pour connaître la valeur de  $\tau$ , correspondant au cas le plus défavorable, il suffit d'écrire que la dérivée de notre « facteur de qualité » est alors nulle :

$$\omega (10 - \tau) \sin \omega \tau = \cos \omega \tau + 1 = 2 \cos^2 \frac{\omega \tau}{2}$$

$$\omega (10 - \tau) = \cot g \frac{\omega \tau}{2}$$

La solution graphique de cette équation procure la valeur

$$\omega \tau = 45^\circ 50' \neq \frac{\pi}{4}$$

On peut donc considérer que le court-circuit le plus défavorable, si l'on considère la première crête est celui qui prend naissance au temps 2,5 ms ou à l'angle  $\frac{\pi}{4}$  et se borner dans la suite à l'étude de la fonction particulière (2) qui définit ce régime

On notera que la loi de croissance à l'origine est :

$$\frac{dJ}{dT} = \frac{\pi}{10} J \neq 0,3 J, \text{ — au cours de la première crête } 0,32 J, \text{ — au cours du premier quart de cycle et du premier demi-cycle } 0,4 J.$$

Ces valeurs sont à comparer au cas où le court-circuit débute à un maximum de tension. La loi de croissance à l'origine est alors maximum maximorum avec :

$$\frac{\pi}{10} \sqrt{2} J \neq 0,445 J, \text{ mais le courant de crête disponible est alors minimum.}$$

APPENDICE B

Avant de revenir, pour des raisons de simplicité, au cas particulier de l'équation (2), il peut être intéressant de considérer les développements obtenus à partir de l'équation générale (1).

La contrainte thermique a pour expression générale :

$$J\tau = \int_0^T 2 J^2 [\cos \omega \tau - \cos \omega (T + \tau)]^2 dt$$

Cette intégrale peut se mettre sous différentes formes, dont la suivante, qui a pour avantage de relativement séparer les variables :

$$J\tau = \frac{2 J^2}{\omega} \left[ \frac{1}{4} \cos 2 \omega \tau (\sin 2 \omega T - 4 \sin \omega T + 2 \omega T) + \frac{1}{4} \sin 2 \omega \tau (\cos 2 \omega T - 4 \cos \omega T + 3) + \omega T - \sin \omega T \right] \quad (4)$$

Dans le cas particulier de l'équation (2), cette expression se réduira à :

$$J_{2,5} = \left( \frac{1}{4} \cos 2 \omega T - \cos \omega T + \frac{3}{4} + \omega T - \sin \omega T \right) \frac{2 J^2}{\omega} \quad (5)$$

Afin de la manipuler plus aisément, dans les calculs numériques, on posera  $\omega T = x - \frac{\pi}{4}$

$$J_{2,5} = 2 \frac{J^2}{\omega} \left( x - \sqrt{2} \sin x + \frac{1}{4} \sin 2x - \frac{\pi}{4} + \frac{3}{4} \right) \quad (6)$$

Reprenons l'expression générale (4) de la contrainte thermique. Il peut être intéressant de voir si, pour une valeur quelconque de T, cette expression passe par un maximum pour une valeur significative de  $\tau$ .

S'il en est bien ainsi :

$$\frac{dJ\tau}{d\tau} = 0 \text{ soit}$$

$$\text{tg } 2 \omega \tau = \frac{\cos 2 \omega T - 4 \cos \omega T + 3}{\sin 2 \omega T - 4 \sin \omega T + 2 \omega T}$$

Cette équation admet une solution très sensiblement linéaire entre  $\tau$  et T dont la forme la plus approchée est :

$$\omega T = \sqrt{2} (\pi - 2 \omega \tau)$$

La courbe Y de la figure 4 représente en coordonnées logarithmiques les amplitudes de l'expression particulière (6), de telle

sorte que :

$$J_{2,5} \approx \frac{10}{\pi} J^2 \cdot Y$$

On remarque que, pour les abscisses inférieures à 5 ms, elle est linéaire. Dans la partie intéressante cette étude, elle peut être assimilée à l'équation :

$$T = 3,9 Y^{0,309}$$

ou

$$Y = 0,01145 T^{3,24}$$

APPENDICE C

Considérons la fig. 7 sur laquelle ont été tracées les droites  $I^2 t = \text{constante}$  pour toute une gamme de valeur.

Pour reporter sur ce même graphique la droite représentative de :

$$I^2 t = \frac{10}{\pi} J^2 Y$$

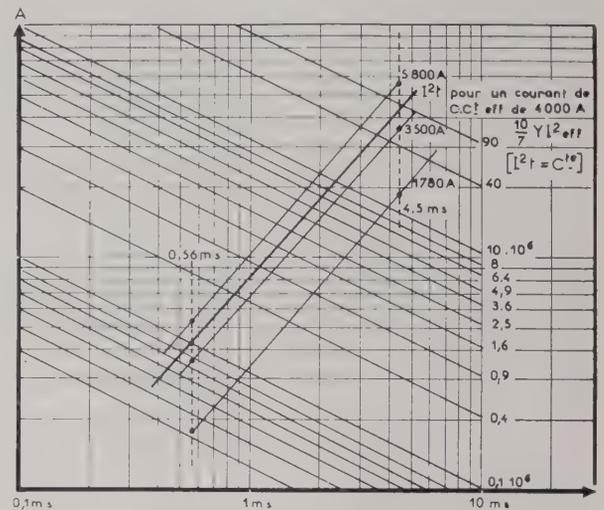


Fig. 7

il suffit de relier entre eux les points (4,4 ms — J) et (0,54 ms —  $\frac{J}{10}$ ). Ce sont les points M et N du graphique 2.

En effet, on remarque que, quel que soit J, on a toujours :

$$\frac{10}{\pi} J^2 Y_{4,4} = I^2 4,4 \text{ avec } Y_{4,4} = 1,45$$

$$\text{et } \frac{10}{\pi} \cdot \frac{J^2}{100} \cdot Y_{0,54} = \frac{I^2 \cdot 0,54}{1000} \text{ avec } Y_{0,54} = \frac{17}{1000}$$

La droite considérée passera donc toujours par les deux points définis plus haut.

Compte tenu de Y (t), l'équation explicite de cette droite est

$$I = \frac{J}{5,25} T^{1,12}$$

Il est bien évident que le point où cette droite rencontrera la caractéristique  $[I^2 t] = \text{Cte}$  du fusible sera le point de limitation K.

Le courant toutefois continue à croître pendant une partie de la durée de l'arc. Pour connaître la valeur qu'il atteint en crête, il suffit de multiplier par  $\sqrt{3}$  l'ordonnée du point K.

On voit que la valeur de crête est bien atteinte au point C de la courbe du court-circuit précédemment déterminé par des voies différentes.

Cette coïncidence est réelle dans les cas où l'intensité nominale est faible par rapport à la valeur atteinte par le courant pendant le

temps mis à atteindre le point C. S'il en était autrement (cas des temps très courts), il faudrait ajouter à l'ordonnée du point C la valeur du courant nominal.

Le facteur  $\sqrt{3}$  résulte du fait que l'on intègre des paraboles.

Comme il s'agit, en effet, de temps courts, on peut en première approximation, et par excès, assimiler la variation du courant pendant sa montée jusqu'au temps de limitation et pendant sa descente jusqu'au point de libération à un triangle constitué par les droites :

$$I = \frac{I_m}{t_l} t \quad \text{entre } t = 0 \text{ et } t = t_l \text{ (limitation)}$$

et

$$I = \frac{I_m}{t_l - t_l} \cdot (t_l - t) \quad \text{entre } t = t_l \text{ et } t = t_l \text{ (libération)}$$

Si l'on intègre alors  $\int_0^{t_l} I^2 dt$  on trouve naturellement :  $I_m^2 \cdot \frac{t_l}{3}$

On sait, d'autre part, que le temps de libération ( $t_l$ ) par un fusible ultra-rapide est au plus égal à 3 fois le temps de fusion.

Le courant continu équivalent au courant triangulaire croissant pendant le temps de fusion, puis décroissant jusqu'au temps de libération est donc égal à  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  fois le courant de crête (quel que soit le temps de libération). C'est bien l'ordonnée du point K.

Remarquons qu'en déplaçant le point K d'un temps égal à deux fois son abscisse, il vient en Q, à la même distance de la courbe de la cellule que le point C. Le point Q représente la contrainte thermique totale appliquée au circuit par un courant rectangulaire équivalent au courant triangulaire. On voit que si le temps de libération devait être prolongé par suite de la présence de réactances anormalement élevées, ce point reculerait vers la droite et pourrait mettre en danger les cellules. Toutefois, dans ce cas la décroissance du courant cesserait de pouvoir être considérée comme linéaire et les droites devraient être remplacées par des exponentielles.

APPENDICE D

CONTROLE DE LA METHODE

Il est possible d'appliquer la méthode précédente, à titre de contrôle, à un fusible de caractéristiques de fusion et de limitation connues.

On choisira un fusible de 400 A comportant un  $I^2t = 11.10^7$  et on lui appliquera des courants de court-circuit de :

150 kA crête asymétrique, soit	$J = 62,5$
100 " " " " " "	$= 41,5$
70 " " " " " "	$= 29$
50 " " " " " "	$= 21$
30 " " " " " "	$= 12,5$

Sur la fig. 8, on a figuré la forme admise pour ces courants et sur chacune de ces courbes, on a représenté le point de limitation fourni par les courbes du constructeur.

A partir de la méthode développée, on y a également figuré les temps de fusion.

On voit que la méthode conduit, en temps et en intensité limitée, à des résultats pessimistes de 6 à 7 %.

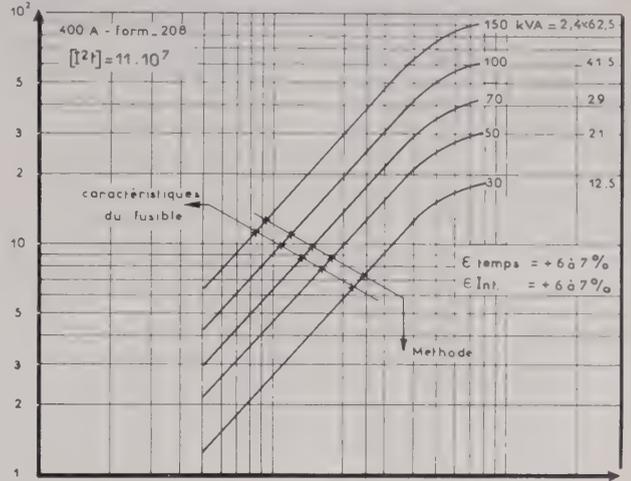


FIG. 8.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] JACOBS. — Current Limiting fuses. Characteristics and applications. *A.I.E.E. Transactions*. Vol. 75. Part III, 1956, pp. 988-993.
- [2] FITZGERALD and STEWARD — High Capacity Current Limiting fuses Today. *A.I.E.E. Conference Paper*. Feb. 58.
- [3] LEBENS. — Coordinated fuse protection for Low Voltage Distribution Systems in Industrial Plants. *A.I.E.E. Transactions*. Vol. 73. Part II, 1954, pp. 77-80.
- [4] GUTZWILLER F.W. — The Current Limiting fuse as fault protection for semiconductor rectifiers. *A.I.E.E. Transactions*. Paper n° 58-928.
- [5] BRÜCKNER P. et SCHMITZ L. — Schaltgeräte mit extrem Kurzen Schaltzeiten. *Calor-Emag Mitteilungen*. April 56.

# ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

PAR

J. HEBENSTREIT

*Ingénieur E.S.E.*

*Chef de Travaux au Service des Mesures de l'Ecole Supérieure d'Electricité*

On étudie le cas d'un amplificateur passe-bas à transistors et on indique plusieurs méthodes permettant d'augmenter le produit gain-largeur de bande. Parmi ces méthodes on insiste plus particulièrement sur celles mettant en œuvre la réaction négative sélective en déterminant par le calcul les conditions de compensation optimales. Les résultats expérimentaux concordent de façon satisfaisante avec les calculs théoriques.

## 1. Schéma équivalent au transistor

Le schéma utilisé est le schéma « naturel », proposé par GIACOLETTO [1b 1] et valable jusqu'au voisinage de la fréquence de coupure en base commune  $f_a$  (fig. 1). Le schéma équivalent peut également se mettre sous la forme indiquée sur la fig. 2a.

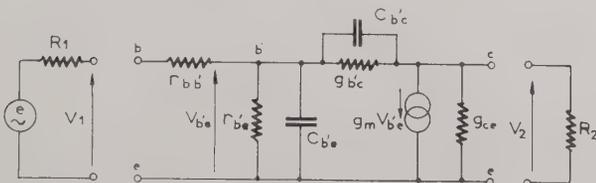


FIG. 1.

L'existence de ces deux schémas équivalents met en évidence les deux aspects complémentaires du transistor : amplificateur de tension et amplificateur de courant, le transistor étant, du point de vue physique, un amplificateur de puissance.

Si on appelle  $A_v$  le gain en tension en basse fréquence (supposé réel) entre les points  $b'$  et  $c$  (dans tout ce qui suit nous confondrons  $A_v$  avec le gain en tension entre les points  $b$  et  $c$  ou gain en tension du transistor, ce qui allège considérablement l'écriture des formules sans introduire d'erreur appréciable).

ble en pratique), le schéma équivalent de la fig 2a peut encore se mettre sous la forme indiquée fig 2b (voir Annexes I et II). Enfin, si on admet que 
$$\frac{1}{(1 + A_v) g_{b'e}} \gg r_{b'e},$$
 ce qui est toujours le cas dans

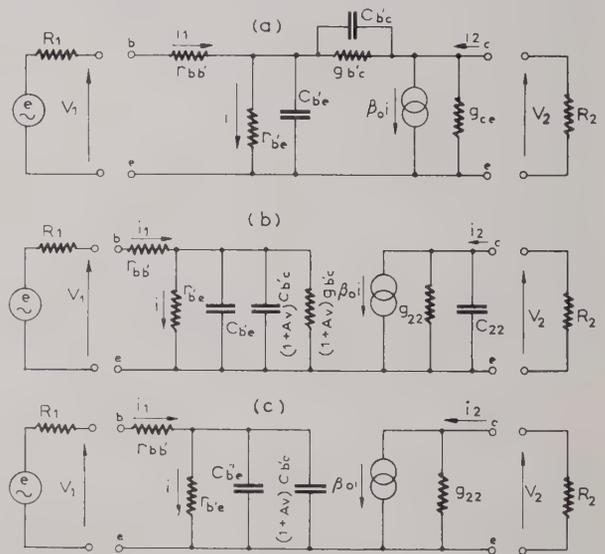


FIG. 2.

les amplificateurs à large bande où  $A_v$  est petit, et si on néglige l'influence de  $C_{22}$  sur le comportement en fréquence du transistor, ce qui est presque toujours le cas en pratique (voir Annexe III), on aboutit au schéma de la figure 2c que nous utiliserons dans tout ce qui suit.

## 2. Fréquences de coupure

### 2.1. FRÉQUENCE DE COUPURE EN COURANT

En très basse fréquence, l'influence des capacités  $C_{b'e}$  et  $C_{b'c}$  est négligeable et on a  $i_1 = i$ ; lorsque le

collecteur est en court-circuit, ( $A_v = 0$ ), on a :

$$\beta_0 = \frac{i_2}{i} = \frac{i_2}{i_1}$$

où  $\beta_0$  est le coefficient d'amplification en courant en très basse fréquence. Si on appelle  $\beta$  la valeur que prend ce coefficient lorsque la fréquence est  $f$  on a :

$$\beta = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_2}{i} \cdot \frac{i}{i_1} = \frac{\beta_0}{1 + jr_{b'e}(c_{b'e} + c_{b'c})2\pi f} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (2-1)$$

en posant :

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e}(c_{b'e} + c_{b'c})} \simeq \frac{1}{2\pi r_{b'e} c_{b'e}} \quad (2-2)$$

où  $f_\beta$  est la fréquence de coupure en courant à 3 dB lorsque le collecteur est en court-circuit ( $A_v = 0$ ).

L'impédance d'entrée peut se mettre sous la forme

$$z_{11} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + jr_{b'e}(c_{b'e} + c_{b'c})2\pi f} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

Si la résistance du circuit collecteur est  $R_2$ , le transistor présente un gain en tension  $A_v$  et le gain en courant en basse fréquence devient :

$$b_0 = \frac{\beta_0}{1 + g_{22} R_2} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_2}{i} \quad (2-3)$$

(Dans le cas des amplificateurs à large bande  $R_2$  est petit,  $g_{22} R_2 \ll 1$  et  $b_0 \simeq \beta_0$ )

Si la fréquence augmente, on ne peut plus négliger l'effet de la capacité  $c_{b'e} + c_{b'c} + A_v c_{b'c}$  en parallèle sur  $r_{b'e}$ , le gain en courant devient alors :

$$b = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_2}{i} \cdot \frac{i}{i_1} = \frac{b_0}{1 + jr_{b'e}(c_{b'e} + c_{b'c} + A_v c_{b'c})2\pi f} = \frac{b_0}{1 + j \frac{f}{f_b}} \quad (2-4)$$

en posant :

$$f_b = \frac{1}{2\pi r_{b'e}(c_{b'e} + c_{b'c} + A_v c_{b'c})}$$

où  $f_b$  est la fréquence de coupure en courant à 3 dB lorsque le gain en tension est  $A_v$ .

En tenant compte de (2-2) on peut encore écrire :

$$f_b = \frac{f_\beta}{1 + \frac{A_v c_{b'c}}{c_{b'e} + c_{b'c}}} \simeq \frac{f_\beta}{1 + \frac{A_v c_{b'c}}{c_{b'e}}} \quad (2-5)$$

L'impédance d'entrée devient alors :

$$z_{11} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j \frac{f}{f_b}}$$

## 2.2. FRÉQUENCE DE COUPURE EN TENSION

En explicitant le gain en tension, on a :

$$A_v = \frac{R_2 i_2}{v_1} = \frac{b}{z_{11}} R_2 = s R_2 \quad (2-6)$$

en appelant  $z_{11}$  l'impédance d'entrée du transistor et en posant :

$$s = \frac{b}{z_{11}} \text{ (pente du transistor)} \quad (2-7)$$

La fréquence de coupure de la pente à 3 dB est obtenue en remplaçant  $b$  et  $z_{11}$  par leurs valeurs tirées des expressions établies ci-dessus :

$$s = \frac{b_0}{r_{11}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{r_{bb'}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{f}{f_b}} = \frac{s_0}{1 + j \frac{f}{f_s}} \quad (2-8)$$

où  $s_0$  est la pente aux fréquences basses et

$$f_s = f_b \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{bb'}} = f_b \frac{r_{11}}{r_{bb'}} \quad (2-9)$$

la fréquence de coupure de la pente.

Si le transistor est alimenté par une source de fém  $e_1$  et de résistance interne  $R_1$ , on peut définir le gain en tension composite :

$$A_{vc} = \frac{v_2}{e_1} = \frac{v_2}{v_1} \frac{v_1}{e_1} = A_v \frac{z_{11}}{R_1 + z_{11}} = \frac{b}{R_1 + z_{11}} R_2 \quad (2-10)$$

ce qui permet d'introduire la notion de pente composite :

$$s_c = \frac{b}{R_1 + z_{11}} = \frac{b_0}{R_1 + r_{11}} \frac{1}{1 + \frac{R_1 + r_{bb'}}{R_1 + r_{11}} \frac{f}{f_b}} \quad (2-11)$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$s_c = \frac{s_{c0}}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad (2-12)$$

où  $s_{c0}$  est la pente composite en basse fréquence et en posant :

$$f_c = f_b \frac{R_1 + r_{11}}{R_1 + r_{bb'}} \quad (2-13)$$

$f_c$  étant la fréquence de coupure à 3 dB de la pente composite.

Remarque : les formules (2-6) à (2-12) ne sont rigoureuses que si on néglige l'effet de  $c_{22}$  (2 à 100 pF pour les transistors H.F.) en parallèle sur  $R_2$ , ce qui est le cas usuel des amplificateurs à large bande où  $R_2$  est faible, la fréquence de coupure étant alors essentiellement due au circuit d'entrée.

Il est intéressant de noter que la fréquence de coupure en tension est toujours supérieure à la fréquence de coupure en courant. Lorsque la résistance interne de la source augmente,  $f_c$  diminue et tend vers  $f_b$  ce qui est normal puisqu'une source de résistance interne élevée est assimilable à un générateur de courant constant.

Remarquons en passant que la relation (2-9) suggère une méthode de mesure de  $r_{bb'}$  puisqu'elle peut s'écrire :

$$r_{bb'} = \frac{f_b}{f_s} r_{11} \tag{2-14}$$

Il suffit de mesurer les fréquences de coupure à 3 dB du transistor alimenté successivement à courant constant et à tension constante ainsi que la résistance d'entrée en très basse fréquence.

2.3. FRÉQUENCE DE COUPURE DU GAIN COMPOSITE EN PUISSANCE

On montre aisément qu'on a :

$$G_c = 4 R_2 R_1 s_c^2 \tag{2-15}$$

La fréquence de coupure du gain composite étant définie par la fréquence pour laquelle le gain diminue de 6 dB, on voit que celle-ci se confond avec la fréquence de coupure de la pente composite telle qu'elle a été définie plus haut (2-13).

3. Produit gain-largeur de bande

Dans tout ce qui suit nous nous placerons, sauf exception, dans le cas de l'étage itératif représenté sur la fig. 3 où la résistance placée en série dans la

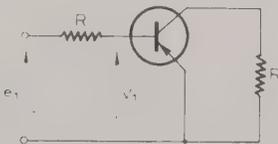


FIG. 3. — Etage itératif. Les sources de polarisation n'ont pas été représentées.

base représente la résistance de charge de l'étage précédent et  $e_1$  la tension qui apparaît aux bornes de cette résistance lorsque l'étage suivant n'est pas connecté.

3.1. GAIN EN COURANT

La théorie classique des transistors montre que pour le transistor en court-circuit on a :

$$\beta_0 f_\beta \simeq f_a \tag{3-1}$$

Si le collecteur est fermé sur une résistance  $R_2$ ,  $\beta_0$  devient  $b_0 \ll \beta_0$  et  $f_\beta$  devient  $f_b \ll f_\beta$  d'où il suit :

$$b_0 f_b \ll f_a \tag{3-2}$$

Pour que  $b_0 f_b$  soit maximal il faut que la résistance de charge soit faible et que le terme  $A_{vc'b'e}/c_{b'e}$  soit petit ; ce dernier résultat sera atteint :

— en augmentant la tension continue  $V_{CE}$  ce qui a pour effet de diminuer  $c_{b'e}$  (on a la relation  $c_{b'e} V_{CE}^{1/2} = Cte$ ) ;

— en augmentant le courant  $I_B$  [Ib 3] ce qui a pour effet de diminuer  $r_{b'e}$  en augmentant  $c_{b'e}$  (on a la relation  $r_{b'e} c_{b'e} \simeq Cte$ ). On est limité dans cette voie par la puissance maximale admissible sur le collecteur et par l'épuisement rapide de la source dans le cas d'une alimentation par piles.

3.2. GAIN EN TENSION

En appelant  $A_{vco}$  le gain en tension composite en basse fréquence, le produit gain-largeur de bande est donné par l'expression :

$$A_{vco} f_c = s_{co} f_c R \tag{3-3}$$

en remplaçant les différents termes du second membre par leurs valeurs tirées des relations précédentes, on obtient :

$$A_{vco} f_c = b_0 f_b \frac{R}{R + r_{bb'}} \simeq b_0 f_b \tag{3-4}$$

car on a usuellement  $R \gg r_{bb'}$

On retrouve pour le gain en tension, dans le cas de l'étage itératif, un produit gain-largeur de bande identique à celui obtenu pour le gain en courant. Pour augmenter ce produit, on utilise les méthodes déjà indiquées en 3-1.

4. Elargissement de la bande passante à l'aide d'une inductance série

L'idée de base consiste à compenser l'effet d'une capacité placée en parallèle sur une résistance, par une inductance placée en série. Il ne s'agit pas, comme dans le cas des tubes, de compenser l'effet d'une capacité parasite placée en parallèle sur la résistance de charge car on a vu en 2-2 que cet effet était négligeable dans les amplificateurs à transistors à large bande. Il s'agit ici de compenser l'effet de la capacité d'entrée placée en parallèle sur  $r_{b'e}$  mais le problème se présente différemment selon que l'on considère un étage unique ou un étage itératif.

Il existe deux modes de compensation qu'on peut appliquer séparément ou simultanément (fig. 4a, b, c).

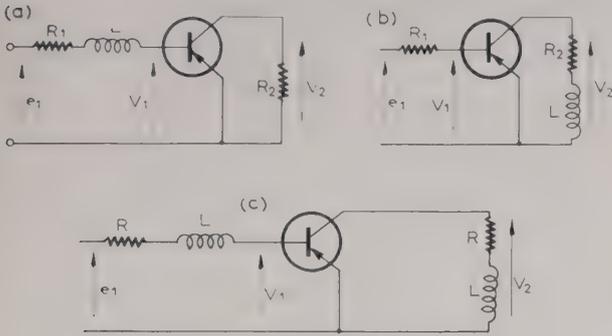


FIG. 4. — Compensation par inductance série.

4.1. INDUCTANCE SÉRIE DANS LA BASE (ÉTAGE UNIQUE OU ÉTAGE ITÉRATIF)

Le schéma correspondant est celui de la figure 4a. Le gain en tension composite s'écrit :

$$A_{vc} = \frac{bR_2}{R_1 + jL\omega + z_{11}} \quad (4-1)$$

en remplaçant les différents termes par leurs valeurs tirées des relations précédentes, en englobant la résistance de la bobine dans  $r_{bb'}$  et en posant :

$$\frac{R_1 + r_{11}}{R_1 + r_{bb'}} = \lambda = \frac{f_c}{f_b}, \quad \frac{L \cdot 2\pi f_c}{R_1 + r_{bb'}} = Q, \quad \frac{f}{f_c} = x$$

on obtient :

$$A_{vc} = \frac{b_0 R_2}{R_1 + r_{11}} \cdot \frac{1}{1 - Qx^2 + j\left(1 + \frac{Q}{\lambda}\right)x} \quad (4-2)$$

En posant :

$$\frac{b_0 R_2}{R_1 + r_{11}} = s_{co} R_2 = A_{vco}$$

on peut écrire :

$$y = \left| \frac{A_{vc}}{A_{vco}} \right| = \sqrt{\frac{1}{(1 - Qx^2)^2 + \left(1 + \frac{Q}{\lambda}\right)^2 x^2}} \quad (4-3)$$

La dérivée de  $y$  s'annule pour  $x = 0$  et pour

$$x = x_1 = \sqrt{\frac{2Q - \left(1 + \frac{Q}{\lambda}\right)^2}{2Q^2}}$$

On peut donc obtenir l'une des deux formes de courbes de la figure 5 selon que la quantité sous le

radical est positive (courbe a) ou négative (courbe b). La compensation est dite « critique » lorsque la compensation est la meilleure possible sans dépassement de l'ordonnée  $y = 1$ . Si on écrit que la deuxième racine de la dérivée s'annule à l'origine, la courbe présentera, au voisinage de l'origine, un point méplat qui caractérise la compensation critique. La condition de compensation critique s'écrit :

$$2Q - \left(1 + \frac{Q}{\lambda}\right)^2 = 0 \quad (4-4)$$

ce qui donne :

$$Q = \lambda \left[ \lambda - 1 \pm \sqrt{\lambda(\lambda - 2)} \right] \quad (4-5)$$

Pour que la compensation critique soit effectivement possible, il faut que

$$\lambda > 2$$

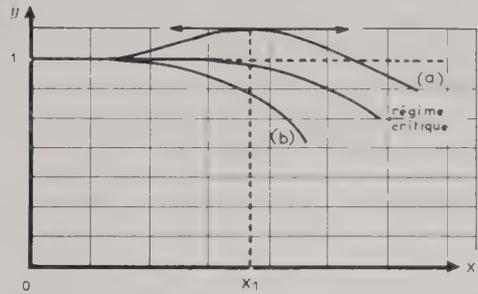


FIG. 5. — Courbe du gain relatif  $y = \left| \frac{A_{vc}}{A_{vco}} \right|$  en fonction de  $x = f/f_c$  pour divers degrés de compensation.

En supposant  $r_{bb'} \ll R_1$ , la condition de compensation critique entraîne :

$$R_1 < r_{11}$$

Pour choisir entre les deux racines de (4-4) il suffit de reporter la condition (4-4) dans (4-3) ce qui donne :

$$y = \sqrt{\frac{1}{1 + Q^2 x^4}}$$

La fréquence pour laquelle  $y$  diminue de 3 dB est alors donnée par

$$x_{3dB} = 1/\sqrt{Q}$$

Si on veut avoir  $x_{3dB} > 1$ , il faut choisir la plus petite des deux racines dans (4-5) et chercher la valeur de  $\lambda$  qui donne  $Q < 1$ . Un calcul simple montre qu'il faut  $\lambda > 2,4$ .

Cette condition limite l'intérêt d'une compensation par inductance série dans la base et ceci d'autant plus que la valeur maximale de  $x_{3dB} = 1,41$ .

4.2. INDUCTANCE SÉRIE DANS LE COLLECTEUR (ÉTAGE UNIQUE) [1b 4].

C'est le cas de la fig. 4b. Le gain en tension composite s'écrit dans ce cas :

$$A_{vc} = s_{co} R_2 \frac{1 + jL\omega/R_2}{1 + j\omega/\omega_c} \quad (4-6)$$

En posant  $L\omega_c/R_2 = Q$ , la compensation est théoriquement parfaite pour toutes les fréquences lorsque  $Q = 1$  ; l'origine de cette anomalie réside dans le fait qu'on a supposé  $A_v$  réel dans l'équation (2.4) et qu'on a négligé l'effet de  $g_{22}$  et  $c_{22}$  (fig. 6) qui

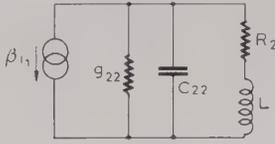


FIG. 6. — Schéma équivalent à utiliser aux fréquences élevées pour le calcul de la compensation par inductance série dans le collecteur.

ne sont négligeables que dans le cas d'une charge purement résistante mais non dans le cas présent où l'impédance de charge augmente rapidement avec la fréquence. D'autres raisons encore limitent en pratique la compensation par inductance série dans le collecteur :

— on a supposé  $L$  constant alors que  $L$  est une fonction de la fréquence (influence de la capacité répartie) ;

— on a supposé l'étage amplificateur alimenté par une source dont l'impédance est purement résistante.

Dans le cas d'un étage unique ce mode de correction présente cependant un intérêt certain puisqu'on arrive, par exemple, à faire passer la fréquence de coupure  $f_c$  d'un étage amplificateur équipé d'un transistor OC 44 ( $f_a = 4$  MHz) de 225 kHz à 950 kHz moyennant un léger creux (d'amplitude inférieure à 5 %) vers le milieu de la courbe de réponse ; celui-ci, dû à la capacité répartie de la bobine, peut d'ailleurs être facilement éliminé en shuntant la bobine par une résistance convenable.

La valeur optimale de l'inductance est difficilement calculable mais peut être déterminée empiriquement (l'étude oscillographique de la réponse à des signaux rectangulaires en fonction de la valeur de l'inductance s'avère particulièrement commode).

4.3. INDUCTANCE SÉRIE DANS LE COLLECTEUR (ÉTAGE ITÉRATIF)

Le gain d'un étage unique étant généralement insuffisant, on est conduit à mettre plusieurs étages en cascade. Dans ce cas la fréquence de coupure de l'amplificateur est imposée en grande partie par l'étage ayant la fréquence de coupure la plus basse et il ne servirait à rien d'avoir un étage de sortie conforme à 4-2. Si on veut compenser tous les étages pour obtenir une fréquence de coupure aussi élevée que possible, l'impédance interne de la source équivalente à l'avant-dernier étage n'est plus purement résistante et les conclusions de 4-2 ne sont plus valables pour le dernier étage.

Le schéma équivalent à l'étage itératif compensé est celui de la figure 4c.

L'expression du gain composite en tension s'écrit dans ce cas :

$$A_{vc} = \frac{b(R + jL\omega)}{R + jL\omega + z_{11}} \tag{4-7}$$

avec les mêmes notations qu'en 4-1.

$$\frac{R + r_{11}}{R + r_{bb'}} = \lambda = \frac{f_c}{f_b} \quad , \quad \frac{L\omega_c}{R + r_{bb'}} = Q \quad , \quad \frac{f}{f_c} = x$$

on obtient :

$$y = \left| \frac{A_{vc}}{A_{vco}} \right| = \sqrt{\frac{1 + Q^2 x^2}{(1 - Qx^2)^2 + \left(1 + \frac{Q}{\lambda}\right)^2 x^2}} \tag{4-8}$$

On remarque que lorsque  $Q/\lambda \rightarrow 0$ , on retrouve la même expression que pour les tubes pentodes avec compensation par inductance série dans le circuit plaque. On trouve ici encore les courbes du type a ou b (fig. 5) selon les valeurs relatives de  $Q$  et  $\lambda$ .

On peut calculer, pour une valeur donnée de  $\lambda$ , la valeur de  $Q$  qui conduit à une compensation critique ; en écrivant que le point  $x = x_1$  (voir fig. 5) est confondu avec l'origine, on trouve, tous calculs faits :

$$Q = \frac{\lambda [ -(\lambda - 1) + \sqrt{2\lambda(\lambda - 1)} ]}{\lambda^2 - 1} \tag{4-9}$$

On trouvera sur la figure 7 la courbe donnant, pour la compensation critique, la valeur de  $Q$  en

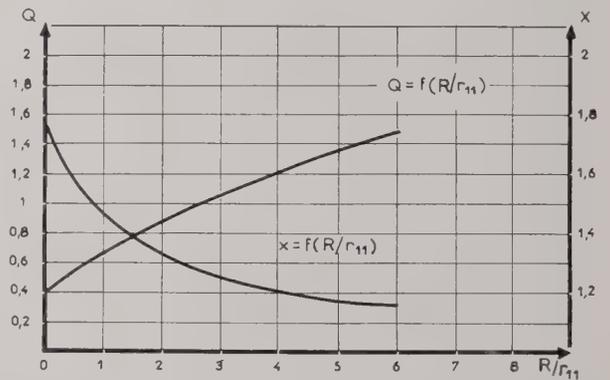


FIG. 7. — Courbes donnant  $Q = L\omega_c/R = f(R/r_{11})$  pour la compensation critique et  $x = f/f_c$  donnant, avec compensation, la fréquence pour laquelle  $A_{vc}$  diminue de 3 dB.

fonction de  $R/r_{11}$  (on a supposé  $R \gg r_{bb}$ ). On trouvera sur la même figure la courbe de la valeur de  $x$  pour laquelle le gain de l'étage compensé diminue de 3 dB en fonction de  $R/r_{11}$ . On peut en déduire que pour l'étage itératif, la correction par inductance est surtout intéressante lorsque l'étage non compensé est déjà à large bande ; ce mode de correction n'offre que peu d'intérêt lorsque  $R/r_{11} > 3$ .

L'utilisation des inductances est toujours délicate en électronique à cause des phénomènes parasites auxquels on se heurte :

— capacité répartie,

- sensibilité aux champs extérieurs,
- champ magnétique rayonné,
- couplage par mutuelle inductance entre étages.

Nous verrons plus loin qu'on obtient des résultats identiques en utilisant des circuits à réaction négative sélective ne comportant, comme élément réactifs, que des condensateurs.

**5. La réaction négative dans les transistors**

La réaction consistant à réinjecter à l'entrée d'un amplificateur une fraction du signal de sortie, on peut prélever à la sortie :

- soit un signal proportionnel au courant de sortie,
- soit un signal proportionnel à la tension de sortie, et le réinjecter à l'entrée :

  - soit sous la forme d'un courant,
  - soit sous la forme d'une tension.

En nommant d'abord le mode de prélèvement du signal à la sortie, on peut ainsi distinguer quatre modes de réaction :

- le mode tension — tension,
- le mode courant — tension,
- le mode tension — courant,
- le mode courant — courant.

Seuls les deux premiers modes sont d'un usage courant dans le cas des tubes électroniques, l'impédance d'entrée de ceux-ci étant pratiquement infinie. Dans le cas d'un étage unique à transistor seuls les modes courant — tension (fig. 8a) et tension — courant (fig. 8b) sont d'une utilisation commode. Dans le cas d'un amplificateur à deux étages par exemple, on peut également utiliser les deux autres modes de réaction (fig. 8c et 8d). Nous nous limiterons ici aux modes courant — tension et tension — courant sur un seul étage.

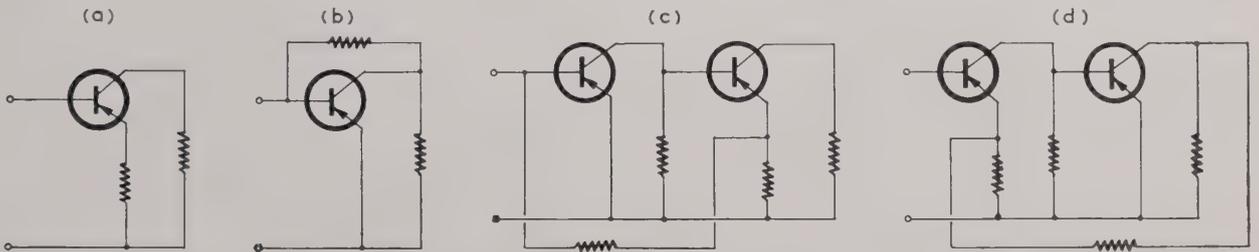


FIG. 8. — a) réaction négative courant-tension ; b) réaction négative tension-courant ; c) réaction négative courant-courant ; d) réaction négative tension-tension ; on a omis les sources de polarisation.

**5.1. RÉACTION NÉGATIVE COURANT-TENSION**

Le schéma est celui de la figure 9a où on a supposé que  $b \gg 1$  ce qui permet de négliger  $i_1$  devant  $i_2$ . Dans ces conditions on peut écrire :

$$v'_1 = z_{11} i_1 + s v_1 R_3 \tag{5-1}$$

ce qui conduit à :

$$\frac{v'_1}{i_1} = z'_{11} = z_{11} (1 + s R_3) \tag{5-2}$$

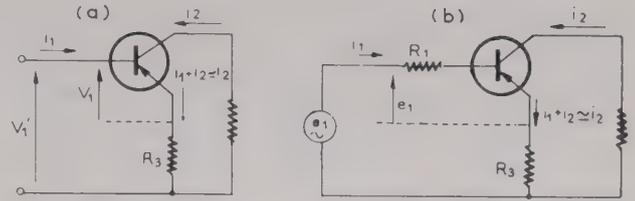


FIG. 9. — Calcul de l'influence du mode de réaction courant-tension.

en appelant  $z'_{11}$  l'impédance d'entrée du transistor en présence de la réaction. L'équation (5-1) peut encore s'écrire :

$$v'_1 = v_1 + s v_1 R_3 \tag{5-4}$$

ce qui donne :

$$s' = \frac{s}{1 + s R_3} \tag{5-5}$$

et entraîne :

$$f'_s = f_s (1 + s R_3)$$

en appelant  $s'$  la pente en présence de la réaction et  $f'_s$  la fréquence de coupure de la pente avec réaction.

Les relations établies ci-dessus ne sont rigoureuses que si  $R_3$  n'est pas trop grand devant la résistance de charge de l'étage de façon qu'on puisse continuer à négliger l'effet de  $g_{22}$ .

Ce mode de réaction a également pour effet de diminuer la conductance de sortie mais ce phénomène est peu intéressant dans les amplificateurs à large bande.

Si on considère la figure 9b, on peut écrire des

relations analogues à (5-1) et (5-4), ce qui conduit aux relations suivantes :

$$\text{Résistance vue de la source} = (R_1 + z_{11}) (1 + s_c R_3) \tag{5-6}$$

$$s'_c = \frac{s_c}{1 + s_c R_3} \tag{5-7}$$

ce qui entraîne :

$$f'_c = f_c (1 + s_c R_3)$$

en appelant  $s'_c$  la pente composite avec réaction et  $f'_c$  la fréquence de coupure de la pente composite avec réaction.

On voit que ce mode de réaction négative a pour effet d'augmenter l'impédance d'entrée et de stabiliser la pente ; il a donc pour effet de stabiliser le gain en tension mais il n'affecte pas le gain courant.

5.2. RÉACTION NÉGATIVE TENSION-COURANT

Le schéma est celui de la fig. 10 a. En supposant  $R_4 \gg 1/g_{22}$ , la loi d'Ohm s'écrit :

$$v_1 = z_{11} i_1 = R_4 (i'_1 - i_1) \quad R_2 i_2 \text{ avec } i_2 = b i_1 \tag{5.8}$$

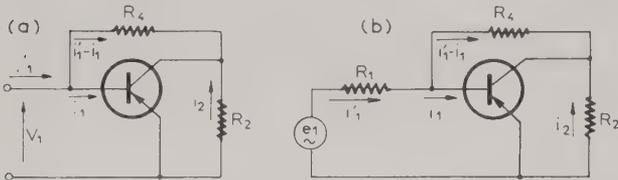


FIG. 10. — Calcul de l'influence du mode de réaction tension-courant.

ce qui conduit à :

$$b' = \frac{i_2}{i'_1} = \frac{b R_4}{z_{11} + R_4 + b R_2} \tag{5.9}$$

si on suppose  $z_{11}$  négligeable devant la somme des deux autres termes, ce qui est presque toujours le cas, on a :

$$b' = \frac{b}{1 + b R_2 / R_4} \tag{5.10}$$

ce qui entraîne :

$$f'_b = f_b (1 + b R_2 / R_4) \tag{5.11}$$

en appelant  $b'$  le gain en courant avec réaction et  $f'_b$  la fréquence de coupure du gain en courant avec réaction.

L'équation (5.8) permet également d'écrire :

$$z'_{11} = \frac{v_1}{i'_1} = \frac{z_{11}}{1 + b R_2 / R_4} \tag{5.12}$$

qui peut encore se mettre sous la forme :

$$z'_{11} = \frac{z_{11} R_4 / A_v}{z_{11} + R_4 / A_v} \tag{5.13}$$

qui est une forme plus usuelle que (5.12) et où l'on voit que la réaction a pour effet de ramener en parallèle sur  $z_{11}$  une résistance égale à  $R_4 / A_v$ .

La forme (5.12) est cependant plus intéressante car elle permet de montrer que ce mode de réaction a pour effet de diminuer l'impédance d'entrée et de stabiliser le gain en courant mais sans affecter la pente.

Le problème se présente de façon un peu différente si on considère le cas plus général d'une source possédant une résistance interne  $R_1$  (fig. 10 b). Dans ce cas, la pente composite avec réaction devient :

$$s'_c = \frac{b'}{z'_{11} + R_1} \tag{5.14}$$

qui peut encore se mettre sous la forme :

$$s'_c = \frac{s_c}{1 + s_c R_1 R_2 / R_4} = \frac{s_c}{1 + A_{vc} R_1 / R_4} \tag{5.15}$$

En remplaçant les divers termes de cette expression par leurs valeurs en fonction de la fréquence et en appelant  $f'_c$  la fréquence de coupure de la pente composite avec réaction, on trouve :

$$f'_c = f_c (1 + s_{c0} R_1 R_2 / R_4) = f_c (1 + A_{vc0} R_1 / R_4) \tag{5.16}$$

On voit que ce mode de réaction a une action d'autant moins efficace sur la pente composite que la résistance  $R_1$  et le gain  $A_{vc0}$  sont plus faibles, ce qui est justement le cas des étages itératifs à large bande.

6. Réaction négative sélective

Si la réaction négative est obtenue en utilisant des réseaux purement résistants, on sait que le produit gain — largeur de bande n'est pas modifié par la réaction. Un certain nombre de travaux récents [Ib 5,6] mentionnent la possibilité d'augmenter ce produit de façon appréciable par l'utilisation de la réaction sélective mais le calcul du réseau de réaction optimal n'a été publié que pour un cas particulier [Ib 7], ou sous des formes difficilement utilisables en pratique [Ib 8].

Dans tout ce qui suit nous appellerons réaction sélective une réaction dont le taux varie avec la fréquence.

6.1. RÉACTION NÉGATIVE SÉLECTIVE COURANT — TENSION

Le schéma est celui de la fig. 11. Dans ce cas la pente composite sera obtenue en remplaçant dans

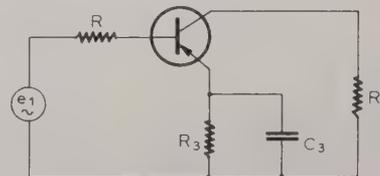


FIG. 11.

(5.7)  $s_c$  par sa valeur tirée de l'équation (2.12) et  $R_3$  par  $R_3 / (1 + j R_3 C_3 \omega)$ , ce qui donne :

$$s'_c = \frac{s_{c0} (1 + j R_3 C_3 \omega)}{(1 + j \frac{f}{f_c}) (1 + j R_3 C_3 \omega) + s_{c0} R_3} \tag{6.1}$$

où  $s_{co}$  est la pente composite en basse fréquence et  $f_c$  la fréquence de coupure de la pente composite. En effectuant et en posant :

$$s'_{co} = \frac{s_{co}}{1 + s_{co} R_3}, \quad 1 + s_{co} R_3 = \frac{f'_c}{f_c} = \lambda,$$

$$R_3 C_3 \omega'_c = \delta \quad \text{et} \quad \frac{f}{f'_c} = x$$

on trouve :

$$s'_c = s'_{co} \frac{1 + j \delta x}{1 - \delta x^2 + j \left(1 + \frac{\delta}{\lambda}\right) x} \quad (6.2)$$

d'où on tire, en supposant que la charge soit purement résistante :

$$y = \left| \frac{A'_{vc}}{A'_{vco}} \right| = \sqrt{\frac{1 + \delta^2 x^2}{(1 - \delta x^2)^2 + \left(1 + \frac{\delta}{\lambda}\right)^2 x^2}} \quad (6.3)$$

On voit que la forme de cette relation est identique à celle obtenue en (4.8) et on pourra obtenir les courbes de type a ou b (fig. 5) selon les valeurs relatives de  $\delta$  et  $\lambda$ . On cherche ici encore à obtenir une compensation critique c'est-à-dire à faire coïncider le point  $x = x_1$  (abscisse du maximum) avec le point  $x = 0$  ; on trouve que cette condition est remplie lorsque :

$$\delta = \frac{\lambda \left[ -(\lambda - 1) + \sqrt{2\lambda(\lambda - 1)} \right]}{\lambda^2 - 1} \quad (6.4)$$

On trouvera sur la figure 12 la courbe donnant, pour la compensation critique,  $\delta$  en fonction de  $\lambda$ . Cette courbe permet de déterminer pour un taux de

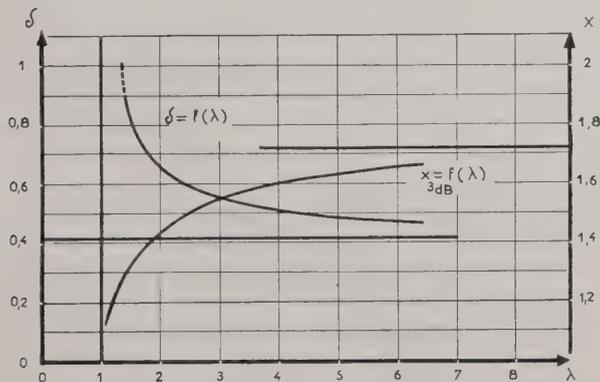


FIG. 12. — Courbes permettant la détermination des éléments de compensation.

— Inductance série dans le collecteur — Etage itératif (fig. 4c) :

$$\delta = Q = \frac{L \omega_c}{R + r_{bb'}}, \quad \lambda = \frac{f_c}{f'_c}, \quad x = \frac{f}{f'_c}$$

— Réaction sélective courant tension (fig. 11) :

$$\delta = R_3 C_3 \omega'_c; \quad \lambda = \frac{f'_c}{f_c}, \quad x = \frac{f}{f'_c}$$

— Réaction sélective tension-courant (fig. 16) :

$$\delta = Q = \frac{L \omega'_c}{R_4}; \quad \lambda = \frac{f'_c}{f_c}; \quad x = \frac{f}{f'_c}$$

et de la fréquence pour laquelle le gain  $A_{vc}$  diminue de 3 dB.

réaction donné, la valeur critique de la capacité  $C_3$ . On trouvera sur la même figure la courbe donnant la valeur de  $x$  qui entraîne une diminution de gain de 3 dB pour l'étage compensé. On voit que l'augmentation du produit gain — largeur de bande est proche du maximum lorsque le taux de réaction  $\lambda$  est égal ou supérieur à 4 soit 12 dB.

La concordance entre les résultats théoriques et les résultats expérimentaux (voir Annexe III) est satisfaisante comme on peut le constater sur les figures 13 et 14. On trouvera sur la figure 15 les courbes calculées des temps de transit en fonction de la fréquence

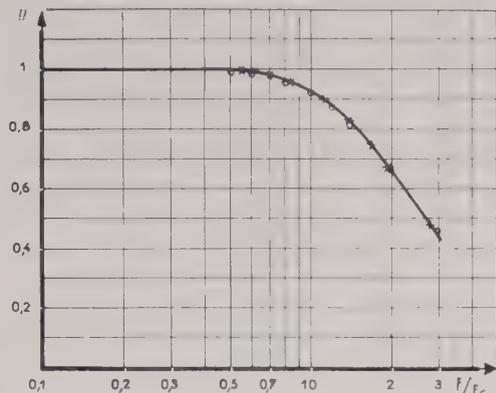


FIG. 13. — Courbe donnant  $J = g(f/f_c)$  pour  $\lambda = \sqrt{2}$ ,  $\delta = 0,94$ . + points calculés, o points expérimentaux.

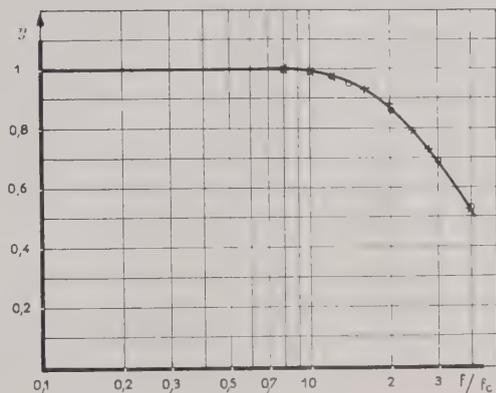


FIG. 14. — Courbes donnant  $J = g(f/f_c)$  pour  $\lambda = 2$ ,  $\delta = 0,67$ . + points calculés, o points expérimentaux.

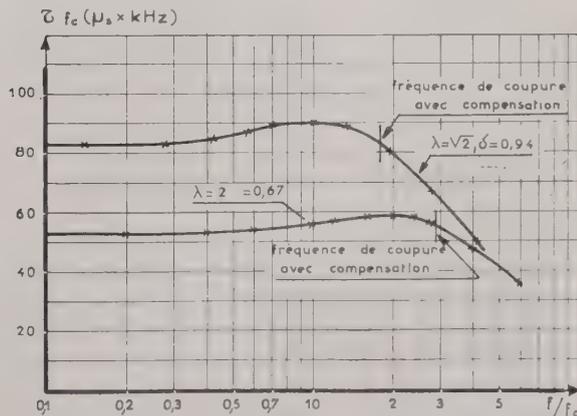


FIG. 15. — Courbes du temps de transit en fonction de  $f/f_c$  pour deux valeurs du taux de réaction.

pour deux valeurs du taux de réaction ; la présence d'un maximum sur ces courbes indique que la valeur optimale de la capacité est légèrement inférieure à la valeur critique calculée ci-dessus.

On remarque que ce mode de compensation a des propriétés très voisines de celui obtenu à l'aide d'une inductance placée dans le circuit collecteur (étage itératif) mais il offre sur ce dernier deux avantages :

— le gain en tension est stabilisé

— on n'utilise qu'un condensateur c'est-à-dire un élément pratiquement indépendant de la fréquence.

## 6.2. RÉACTION NÉGATIVE SÉLECTIVE TENSION - COURANT

Le schéma est celui de la fig. 16. On voit qu'on est amené à utiliser une inductance dans le réseau de réaction ce qui rend ce mode de compensation

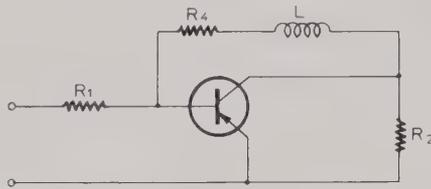


Fig. 16. — Compensation par réaction tension-courant sélective.

moins intéressant que le précédent. Si on remplace dans l'équation (5.15) les divers termes par leurs valeurs en fonction de la fréquence et si on pose :

$$1 + \frac{s_{c0} R_1 R_2}{R_4} = \lambda = \frac{f'_c}{f_c}, \quad \frac{L \omega'_c}{R_4} = Q \quad \text{et} \quad \frac{f}{f'_c} = x$$

on trouve, tous calculs faits :

$$s'_c = s'_{c0} \frac{1 + jQx}{1 - Qx^2 + j\left(1 + \frac{Q}{\lambda}\right)x} \quad (6-5)$$

Cette relation a la même forme que (4.8) et (6.2) ; les courbes données au paragraphe 6.1. pour la détermination de la valeur optimale de  $C_3$  permettent donc de déterminer la valeur optimale de l'inductance  $L$  pour le mode de compensation par réaction négative sélective tension — courant.

## 6.3. AUTRES MODES DE RÉACTION NÉGATIVE SÉLECTIVE

Les modes de réaction courant — courant et tension — tension ne sont d'une application commode que si la chaîne de réaction englobe plusieurs étages (fig. 8c et 8d). Si chaque étage est déjà compensé le calcul de la condition de compensation critique devient rapidement d'une complexité telle qu'il apparaît préférable de régler la sélectivité de la chaîne de réaction globale par des méthodes empiriques.

## 7. Compensations multiples

Il est évidemment possible de conjuguer les effets des divers modes de compensation (inductances en série, réactions sélectives multiples sur chaque étage et réaction sélective globale) mais il ne semble pas que l'augmentation du produit gain — largeur de bande soit en rapport avec la complexité croissante du montage et les difficultés de mise au point.

## 8. Cas particulier de l'étage d'entrée

On a vu — voir équation (2.12) — que la pente composite et par suite le gain en tension composite dépendaient étroitement de la résistance interne de la source ; si celle-ci peut varier (ce serait le cas d'un voltmètre amplificateur à transistors), la fréquence de coupure de l'amplificateur dépendra de la résistance interne de la source vue du transistor d'entrée ; le problème se complique encore si la source présente une impédance interne comportant un terme réactif non négligeable.

Il est généralement souhaitable que l'amplificateur présente une résistance d'entrée aussi élevée que possible, ce qui conduit à appliquer à l'étage d'entrée un taux de réaction courant — tension important c'est-à-dire à placer dans l'émetteur une résistance élevée (quelques  $10^3$  ohms) mais il est difficile, par cette méthode, de dépasser quelques centaines de milliers d'ohms pour la résistance d'entrée. On peut encore augmenter la valeur ainsi obtenue par une réaction négative courant — tension ou tension — tension englobant plusieurs étages mais on est limité dans cette voie par la rotation de phase de la tension ou du courant de sortie qui risque d'entraîner l'amorçage d'oscillations.

Si on considère le transistor d'entrée muni de son réseau de polarisation on constate que :

— vue de la source, la résistance d'entrée de l'amplificateur est limitée supérieurement soit par la résistance de polarisation de la base (fig. 17a) soit, dans le cas où l'étage d'entrée comporte un

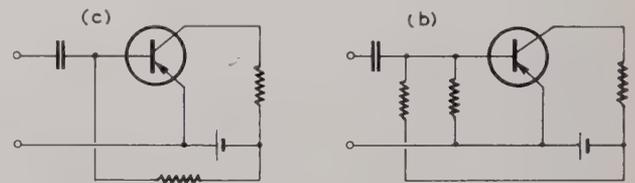


Fig. 17.

réseau de stabilisation du point de fonctionnement (fig. 17 b), par la résistance équivalente à ce réseau ;

— vue du transistor d'entrée, la résistance de la source est limitée supérieurement par les mêmes éléments que ci-dessus.

Il est donc relativement facile de réaliser un amplificateur à transistors à faible résistance d'entrée et dont la fréquence de coupure soit à la fois élevée et indépendante de la résistance interne de la source. Il est, par contre, beaucoup plus difficile de réaliser

un amplificateur à résistance d'entrée élevée dont la fréquence de coupure soit indépendante de la résistance interne de la source. Une solution élégante au problème de la fréquence de coupure de l'étage d'entrée et de son indépendance vis-à-vis de la source a été donnée par MIDDLEBROOK et MEAD [1b 9]. Cette méthode consiste à introduire une réaction positive tension — courant sur l'étage d'entrée en utilisant un circuit RC parallèle. On peut, par cette méthode, augmenter considérablement la résistance d'entrée du premier transistor (jusqu'à plusieurs mégohms) et, au terme  $r_{bb'}$  près, annuler la capacité d'entrée, du moins dans une partie appréciable de la bande passante car la rotation de phase de la tension de sortie joue ici un rôle non négligeable.

**8. Conclusion**

On a établi un certain nombre de formules permettant de calculer, pour le mode de compensation choisi, la valeur optimale des éléments des circuits de compensation ; ces formules ont été obtenues en faisant certaines hypothèses simplificatrices dont la validité devra être vérifiée lors de l'application pratique.

On a montré que, pour les trois modes principaux de compensation, les éléments pouvaient être calculés à l'aide d'une formule unique.

Enfin on espère avoir réussi à mettre en évidence l'intérêt que présente la notion de pente pour l'étude des transistors, tant du point de vue physique que du point de vue de l'allègement de l'écriture des formules.

**ANNEXE I**

**Démonstration de l'effet Miller généralisé**

Avec les notations de la fig. 18, on a :

$$i = v_1 y_{b'e}$$

$$i_2 = (v_1 - v_2) y_{b'c} = v_1 (1 - A_v) y_{b'c}$$

$$i_1 = i + i_2 = v_1 y_{b'e} + v_1 (1 - A_v) y_{b'c}$$

En appelant  $y_{11}$  l'admittance vue de l'entrée lorsqu'on le gain en tension est  $A_v$ , on a :

$$y_{11} = \frac{i_1}{v_1} = y_{b'e} + (1 - A_v) y_{b'c}$$

Pour un étage monté en émetteur commun on a :

$$y_{b'c} = g_{b'c} + j c_{b'c} \omega$$

Vu de l'entrée on peut donc supprimer  $y_{b'c}$  à condition de mettre en parallèle sur l'entrée une conductance  $(1 - A_v) g_{b'c}$  et une capacité  $(1 - A_v) c_{b'c}$ . Dans la bande passante du transistor (voir paragraphe 2.2.)  $A_v$  est réel et négatif car les tensions d'entrée et de sortie sont en opposition de

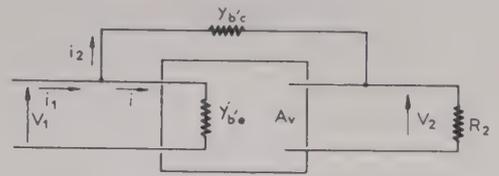


FIG. 18. —  $v_2 = A_v v_1$ .

phase et le schéma, vu de l'entrée se ramène donc à celui de la fig. 2b. (En faisant l'hypothèse  $r_{bb'} \ll r_{b'e}$ .)

**ANNEXE II**

**Schéma équivalent vu de la sortie**

En supposant l'entrée du transistor fermée sur une résistance  $R_1$  et avec les notations de la fig. 19, on a :

$$i = i'_1 \frac{1}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_1 + r_{bb'}} + j r_{b'e} c_{b'e} \omega}$$

$$i'_2 = v_2 g_{ce}$$

$$i'_1 = \frac{v_2}{\frac{1}{y_{b'c}} + \frac{z_{b'e}(r_{bb'} + R_1)}{z_{b'e} + r_{bb'} + R_1}} \left( z_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{1 + j r_{b'e} c_{b'e} \omega} \right)$$

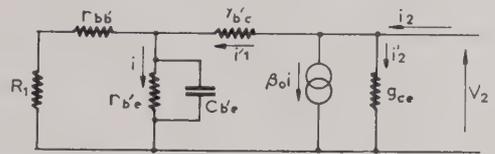


FIG. 19.

En négligeant le deuxième terme du dénominateur de  $i'_1$  devant le premier (ce qui entraîne une erreur de l'ordre de 0,1 %) on a :

$$i'_1 = v_2 y_{b'c}$$

Enfin on a la relation :

$$i_2 = i'_2 + \beta_0 i + i'_1$$

d'où :

$$i_2 = v_2 g_{ce} + v_2 y_{b'c} \left( 1 + \frac{\beta_0}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_1 + r_{bb'}} + j r_{b'e} c_{b'e} \omega} \right)$$

ce qui permet d'écrire, en appelant  $y_{22}$  l'admittance vue de la sortie :

$$y_{22} = \frac{i_2}{v_2} = g_{ce} + y_{b'c} \left( 1 + \frac{\beta_0}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_1 + r_{bb'}} + j r_{b'e} c_{b'e} \omega} \right)$$

Tant que l'on peut négliger  $jr_{b'e} c_{b'e} \omega$  devant la somme des deux autres termes, on peut poser :

$$g_{22} = g_{ce} + g_{b'e} \left( 1 + \frac{\beta_0}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_1 + r_{bb'}}} \right)$$

et

$$c_{22} = c_{b'e} \left( 1 + \frac{\beta_0}{1 + \frac{r_{b'e}}{R_1 + r_{bb'}}} \right)$$

On peut donc, vu de la sortie, supprimer  $y_{b'e}$  à condition de mettre en parallèle sur le générateur de courant  $\beta_0 i$  une conductance  $g_{22}$  en parallèle sur un condensateur  $c_{22}$  (fig. 2b) (Pour la détermination du schéma équivalent rigoureux voir [Ib 7] Chapitre XI).

### ANNEXE III

#### Résultats expérimentaux pour le mode de réaction courant-tension

Le transistor utilisé est un OC 45 (Radiotechnique) comportant une résistance de charge  $R_2 = 200$  ohms et alimenté par une source de fém constante ayant une résistance interne  $R_1 = R_2 = 200$  ohms. Le point de polarisation est défini par :

$$I_B = 50 \cdot 10^{-6} \text{ A}, \quad I_C = 2,95 \text{ mA}, \quad V_{CE} = 7 \text{ V}.$$

Paramètres mesurés :

$$\begin{aligned} r_{11} &= 695 \text{ ohms} \simeq 700 \text{ ohms} \text{ (pour } A_v = 0) \\ \beta_0 &= 58 & c_{b'e} &= 4 \text{ pF} \\ f_\beta &= 65 \text{ kHz} & g_{ce} &= 20 \text{ microsiemens} \\ f_s &= 640 \text{ kHz (pour } \\ & & A_v = 0) & g_{b'e} &= 1 \text{ microsiemens} \end{aligned}$$

Paramètres calculés :

$$\begin{aligned} r_{bb'} &\simeq 70 \text{ ohms} & & \text{(équation 2.14)} \\ g_{22} &= 36,5 \text{ microsiemens} & & \text{(Annexe II)} \\ c_{22} &= 66 \text{ pF} & & \text{(Annexe II)} \\ b_0 &\simeq 58 & & \text{(équation 2.3)} \end{aligned}$$

(On constate qu'on peut négliger l'effet de  $g_{22}$  et de  $c_{22}$  sur la sortie du transistor).

$$s_0 = 83 \text{ mA/V} \quad \text{(équation 2.7)}$$

$$A_{v0} = 16,6 \quad \text{(équation 2.6)}$$

$$(1 + A_v) g_{b'e} = 17,6 \text{ microsiemens}$$

(Cette conductance vient en parallèle sur  $r_{b'e}$  et on voit que son effet peut être négligé).

$$c_{b'e} = 390 \text{ pF} \quad \text{(équation 2.2)}$$

Calcul du gain en tension composite :

$$s_c = 65 \text{ mA/V} \quad \text{(équation 2.11)}$$

$$A_{vc} = 13 \text{ (mesuré 13)} \quad \text{(équation 2.10)}$$

Fréquence de coupure en tension :

$$A_v = 16,6 \text{ (mesuré : 17)} \quad \text{(équation 2.6)}$$

$$f_b = 56 \text{ kHz (mesuré : 56 kHz)} \quad \text{(équation 2.5)}$$

$$f_c = 186 \text{ kHz (mesuré : 184 kHz)} \quad \text{(équation 2.13)}$$

Réaction négative courant-tension :

a) On s'impose  $\lambda = 1,41$  (soit 3 dB), d'où :

$$R_3 = 6 \text{ ohms} \quad \text{(équation 5.7)}$$

$$A'_{vc} = 9,2 \text{ (mesuré : 9,6)}$$

$$f'_c = 262 \text{ kHz (mesuré : 264 kHz)} \quad \text{(équation 5.7)}$$

Compensation par capacité :

Pour  $\lambda = 1,41$ , la courbe de la fig. 12 donne  $\delta = 0,93$  d'où :

$$C_3 = 94 \text{ nF}$$

La fig. 12 donne dans ces conditions :  $x_{3dB} = 1,3$ , soit :

$$f_{3dB} = 343 \text{ kHz (mesuré : 350 kHz)}$$

b) On s'impose  $\lambda = 2$  (soit 6 dB), d'où :

$$R_3 = 15,4 \text{ ohms}$$

$$A'_{vc} = 6,5 \text{ (mesuré : 6,9)}$$

$$f'_c = 372 \text{ kHz (mesuré : 360 kHz)}$$

La courbe de la fig. 12 donne  $\delta = 0,67$ , d'où :

$$C_3 = 28 \text{ nF}$$

La fig. 12 donne  $x_{3dB} = 1,6$ , soit :

$$f_{3dB} = 600 \text{ kHz (mesuré : 580 kHz)}$$

Dans ce dernier cas on a divisé le gain par 2 en multipliant la bande passante par 3,2.

### BIBLIOGRAPHIE

- [Ib 1] GIACOLETTO L.J. — Study of p.n.p. alloy junction transistor from DC through medium frequencies. *RCA Review*, vol. XV, n° 4, déc. 1954, pp. 506-562, 29 fig., 15 réf.
- [Ib 2] ARMSTRONG H.L. — On the usefulness of transconductance as a transistor parameter. *Proc. IRE*, vol. 47, janv. 1959, pp. 83-84, 9 références.
- [Ib 3] MUSSON-GENON M.R. — Normalisation internationale dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs. *Onde Electrique*, vol. 38, n° 371, fév. 1958, pp. 136-143, 12 fig., 2 tableaux.
- [Ib 4] HIRSCH P. — Linear transistor amplifier. *Electrical Engineering*, vol. 78, n° 12, déc. 1959, pp. 1184-1189, 10 fig. 2 références.
- [Ib 5] DEZOTEUX J. — Amplificateurs à large bande à transistors. *Onde Electrique*, vol. 39, n° 390, sept. 1959, pp. 726-732, 13 fig.
- [Ib 6] FISCHER A.I. — Transistor-Breitbandverstärker. *Nachrichtentechnik*, vol. 10, n° 2, fév. 1960, pp. 83-87, 10 fig. 4 références.
- [Ib 7] MOULON J.M. — Les transistors dans les amplificateurs. *Gauthier-Villars*, 1956, 1 volume, pp. 262-264.
- [Ib 8] BRUUN G. — Common emitter transistor video amplifiers. — *Proc. IRE.*, vol. 44, n° 11, nov. 1956, pp. 1561-1572, 17 figures, 5 références.
- [Ib 9] MIDDLEBROOK R.D. and MEAD C.A. — Transistor AC and DC amplifiers with high input impedance. *Semiconductor Products*, vol. 2, n° 3, mars 1959, pp. 26-35, 11 figures, 11 références.

# INFORMATIONS

## COMPARAISONS DE FRÉQUENCES ETALON

Depuis plusieurs mois le Département Fréquences du C.N.E.T. enregistre en permanence à Bagneux la phase des émetteurs de Rugby GBR 16 kHz et Panama NBA 18 kHz par rapport à ses propres étalons ; ceux-ci sont comparés automatiquement deux fois par jour à l'Atomichron n° 107 (1). Les tableaux ci-dessous indiquent pour les mois d'août, septembre et octobre 1960, les valeurs moyennes (en  $10^{-10}$ ) de la fréquence de GBR et NBA par rapport à l'Atomichron, fournies par les différences de phase à 24 heures d'intervalle. A partir du mois de septembre ces intervalles ont été unifiés de 15 h à 15 h T.U. suivant la résolution adoptée à Londres par l'U.R.S.I.

Cette publication sera poursuivie dans chaque numéro de l'Onde Electrique. Rappelons que des tableaux identiques sont publiés par nos confrères Electronic Technology pour les mesures effectuées à Teddington par le National Physical Laboratory, et par Canadian Journal of Research pour les mesures effectuées à Ottawa par le Canadian Research Council ; enfin les Proceedings of the Institute of Radio Engineers publient tous les mois les valeurs de la fréquence de WWV et WWVH mesurées par le National Bureau of Standards.

### Valeurs en $10^{-10}$ de la fréquence de GBR 16 kHz et NBA 18 kHz

Moyennes journalières pour l'intervalle de 24 heures se terminant à 15 h T.U., par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. (moins  $74.10^{-10}$ )

Août 1960	GBR (2)	NBA	Septembre 1960	GBR	NBA	Octobre 1960	GBR	NBA
1	- 152	- 148	1	- 156	- 149	1	- 158	- 149
2	- 154	—	2	- 159	- 148	2	—	—
3	- 152	- 150	3	- 159	- 149	3	—	—
4	- 154	- 150	4	- 161	- 147	4	- 161	- 150
5	- 151	- 150	5	- 156	- 148	5	- 163	- 148
6	- 155	- 152	6	- 156	- 146	6	- 157	- 149
7	- 155	- 151	7	- 155	- 146	7	- 157	- 147
8	- 155	- 149	8	- 154	- 147	8	- 157	- 147
9	- 156	- 150	9	- 154	- 147	9	- 158	- 147
10	- 152	- 146	10	- 157	- 150	10	- 157	- 146
11	- 147	—	11	- 158	- 147	11	- 160	- 149
12	- 154	- 148	12	—	—	12	—	- 147
13	- 154	- 146	13	- 157	- 146	13	—	- 147
14	- 151	- 145	14	—	- 145	14	—	—
15	—	- 147	15	- 154	- 146	15	—	—
16	- 152	- 148	16	- 158	- 146	16	—	—
17	- 153	- 146	17	- 155	- 150	17	—	—
18	- 153	- 147	18	- 156	- 149	18	- 163	- 150
19	- 153	- 147	19	- 154	- 149	19	- 157	- 147
20	- 155	- 147	20	- 154	- 149	20	- 161	—
21	- 155	- 144	21	- 158	- 151	21	- 160	- 148
22	- 156	- 148	22	- 153	- 150	22	- 161	- 150
23	- 157	- 146	23	- 155	- 148	23	- 165	- 150
24	- 162	- 147	24	- 157	- 150	24	- 163	- 147
25	- 162	- 147	25	- 157	- 148	25	- 160	- 146
26	- 158	- 148	26	—	—	26	- 160	- 148
27	- 157	- 154	27	- 158	- 150	27	- 162	- 147
28	- 158	- 149	28	- 156	- 147	28	- 163	- 149
29	- 159	- 149	29	- 160	- 151	29	- 164	—
30	- 158	- 148	30	- 161	- 148	30	- 163	—
31	- 158	- 151				31	- 162	—

(1) Cf A. GABRY, Appareil de mesure automatique pour la comparaison de fréquences étalon. Onde Electrique, octobre 1960, p. 782.

(2) Moyennes entre 22 h et 4 h T.U.

# LE 22<sup>ème</sup> SALON DE L'ÉLECTRONIQUE

## RADIO TÉLÉVISION

Il existe une véritable unité dans l'industrie électronique. Nous disions à propos du dernier salon de la pièce détachée que le domaine « grand public » bénéficiait très largement de l'amélioration de la qualité des pièces détachées, amélioration suscitée, stimulée par les exigences de l'électronique « professionnelle ».

Il est également exact que les nombreuses études et réalisations des télécommunications, de la nucléonique, etc. doivent, pour une large part, leur réussite au soutien d'un marché « grand public » large et solide. Excellamment organisé par la Radiodiffusion Télévision Française et la Fédération Nationale des Industries Électroniques françaises, le salon de l'Électronique Radio Télévision nous a confirmé, s'il en était besoin, cette unité. Destiné tout spécialement au « Grand Public » avide de voir et d'entendre les dernières créations en matière de radiorécepteurs, de téléviseurs, d'électrophones, il accorde tous les deux ans une place toujours croissante aux utilisations professionnelles de l'électronique.

Sous l'égide des grands services civils de l'état, R.T.F., S.N.C.F., aéronautique, marine marchande, C.N.E.T., et des trois armes, terre, air et marine, les constructeurs ont exposé une très large gamme d'équipements constituant un échantillonnage à peu près complet des toutes dernières nouveautés développées par l'industrie française.

La R.T.F. dont le stand, décoré sobrement mais avec un goût très sûr, occupait tout le fond du hall monumental du Parc des Expositions, révélait au public l'envers du décor : une simple cloison de verre séparait la foule des curieux du studio de télévision en exploitation, des salles techniques associées, des équipements de télécinéma, le tout sous l'œil de la caméra du télémiroir qui rendait aux curieux leur propre image. Dans un auditorium voisin des concerts en stéréophonie faisaient salle comble, préfaçant la prochaine exploitation systématique de ce procédé sur les antennes de la R.T.F. Enfin, dans un minuscule studio le service de la recherche de la R.T.F. présentait de courts programmes de musique concrète associée à des images cinématographiques figuratives ou non et dont le montage s'apparente à l'assemblage des sons dans la musique concrète. Il ne s'agit pas, bien entendu, de susciter l'adhésion enthousiaste du public mais plutôt d'essayer de l'apprivoiser.

Après ce rapide panorama des réalisations accessibles au grand public, passons en revue les moyens techniques nouveaux présentés, en fonctionnement ou non, au stand de la R.T.F.

Toutes les caméras en fonctionnement étaient de types entièrement nouveaux. Celle de la C.F.T.H. allie une grande commodité de manœuvre aux avantages de la transistorisation. La commande de l'objectif à focale variable est combinée sur une seule manette avec le réglage de mise au point. L'opérateur devant son viseur électronique très confortable n'a aucune autre manœuvre à effectuer. La caméra est reliée par un seul câble composite aux organes de voie que la transistorisation a permis de réduire dans un rapport trois par rapport aux équipements antérieurs. Deux autres caméras du même type étaient présentées en démonstration, braquées vers le public ; elles étaient associées à une camionnette de reportage (1200 kg Citroën) équipée de deux voies « video » C.F.T.H. entièrement transistorisées.

La nouvelle caméra C.S.F. dont un exemplaire était également en exploitation au studio de télévision offre l'avantage d'un viseur électronique orientable, appréciable lors des prises de vue très plongeantes.



FIG. 1. — Nouvelle caméra C.F.T.H. type TH. T628 (à tube image orthicon).

Le même constructeur présentait sa remarquable caméra portative transistorisée CP 102. Très légère, elle trouve sa place sur hélicoptère, sur voiture légère et même sur motocyclette afin de prendre sur le vif tous les événements sportifs. La R.T.F. présentait d'ailleurs l'équipement complet de ces trois types de véhicules tels qu'ils sont utilisés par ses services de reportage. L'image saisie par la caméra de voiture ou de moto est transmise à l'hélicoptère par une liaison à 492 MHz. L'hélicoptère retransmet par une liaison à 650 MHz l'une des trois images vers le centre hertzien fixe le plus proche.

C.F.T.H. présentait également en exploitation un équipement de télécinéma double (formats 35 et 16 mm) dont la commodité de manœuvre a été très soigneusement étudiée.

Enfin la R.T.F. avait exposé en bonne place les équipements T.R.T. FHT K 4/500 de faisceau hertzien transhorizon dans la bande 3,8 à 4,2 GHz. Ce sont ces équipements, dérivés du FH4076 par adjonction d'un étage de puissance 500 W équipé d'un klystron amplificateur à 4 cavités qui acheminent le programme de télévision entre les Pyrénées (Fonfrède) et Alger, avec un relais aux Iles Baléares, depuis le 14 juillet 1960. C'est une

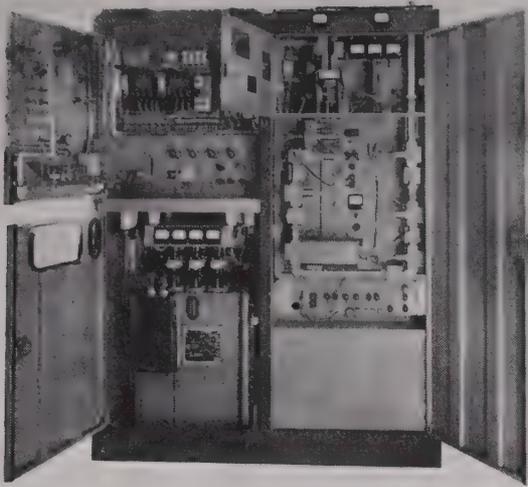


FIG. 2. — Equipement T.R.T. de faisceaux hertziens transhorizon type FHT K4/500 fonctionnant dans la gamme 4 000 MHz Emetteur.



FIG. 3. — Aérien pour équipement de faisceaux hertziens transhorizon C.F.T.H. type GDT 101.

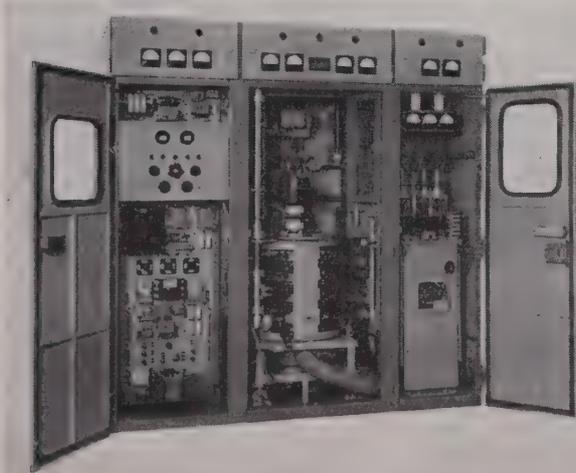


FIG. 4. — Equipements C.G.E. de faisceaux hertziens troposphériques dans la bande 900 MHz.

distance de 650 km (dont 490 de trajet maritime) qui est ainsi parcourue en 2 bonds. Bien que n'étant pas présenté au stand R.T.F., citons enfin la démonstration de TV trichrome de la C.F.T.H.

C'est sous l'égide du Centre National d'Etudes des Télécommunications que les constructeurs avaient réuni les équipements français les plus modernes destinés aux télécommunications civiles.

Les équipements de Faisceaux Hertiens étaient tout particulièrement mis en valeur autour d'une maquette de station saharienne légère.

Le matériel GDT 101 de la C.F.H.T., normalisé par le C.N.E.T. permettant d'acheminer 60 voies téléphoniques en modulation de fréquence dans la bande 450 MHz, utilise comme tubes de puissance des tétrodes « céramique » supportant de hautes températures de fonctionnement. L'équipement GDT101 permet la réalisation de liaison en diversité double ou quadruple. Le constructeur a des aériens paraboliques de 6, 10 et 20 m de diamètre. Une parabole de 10 m était exposée sur le terre-plein, devant le hall monumental.

L'équipement étudié et développé par le centre de Recherche de la C.G.E. fonctionne dans la bande 900 MHz et procure 120 voies téléphoniques. L'étage de puissance est équipé d'un klystron amplificateur à 4 cavités. Les autres caractéristiques de ces équipements sont très voisines de celles du GDT 101.

Dans la même bande de fréquence (900 MHz) LMT propose un équipement plus léger d'une capacité de 36 voies téléphoniques.

On peut dire que, grâce aux essais effectués depuis longtemps par le C.N.E.T., en Afrique occidentale et équatoriale dans le Sud-Algérien et au Sahara, grâce à l'expérience acquise en Algérie et au Sahara, où des liaisons hertziennes transhorizon sont déjà en exploitation, nos constructeurs ont pu mettre au point une gamme très complète d'équipements pour faisceaux hertziens transhorizon, permettant de transmettre des capacités de 12, 24, 36, 60 et 120 voies téléphoniques dans les gammes des 160, 450 ou 900 MHz (Voir Onde Electrique de janvier 1960,

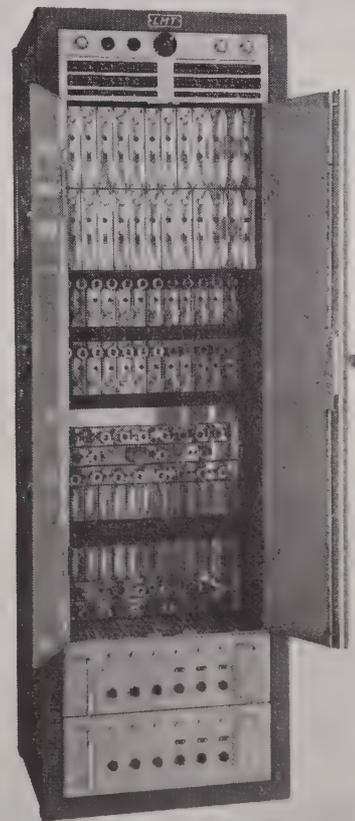


FIG. 5. — Equipement L.M.T. Multiplex à impulsion 24-48 voies type 3894A.

numéro spécial consacré aux faisceaux hertziens transhorizon). Des études sont actuellement en cours pour utiliser les fréquences plus élevées, afin d'augmenter la capacité de transmission ; déjà on a pu transmettre un programme de télévision dans la gamme des 4GHz (équipement TRT présenté au stand R.T.F. et mentionné ci-dessus).

Les équipements de faisceau hertzien à visibilité directe figuraient également en bonne place. T.R.T. présentait son équipement FHT 4076 fonctionnant dans la gamme de 3,8 à 4,2 GHz et capable de transporter soit 1 programme de télévision à 819 lignes soit 600 voies téléphoniques. L'amplificateur hyperfréquence de ce matériel est équipé de triodes à structure plane fonctionnant avec la même valeur de tension anodique que les tubes classiques.

L'équipement équivalent de la C.S.F., le FH 686 qui fonctionne également à 4 GHz, mais utilise un tube à ondes progressives comme amplificateur et un klystron comme oscillateur local, n'était présenté que par une photographie. C.S.F. avait présenté le FH625 qui a, lui aussi, pris une place importante sur les marchés extérieurs (Turquie, Argentine). Cet équipement procure une capacité de 120 voies dans la bande des 2 GHz.

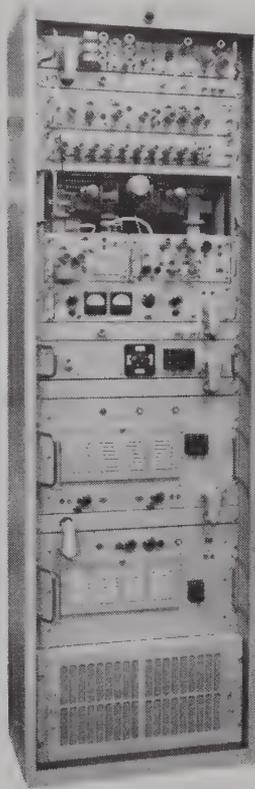


FIG. 6. — Equipement de faisceaux hertziens de la C.S.F. type PDH102 (pour télévision, ou téléphonie multiplex à impulsions).

Mentionnons également, toujours fabriqué par C.S.F., l'équipement TF 120 dont il existe une version normalisée par l'administration des P.T.T. (PDH 102). Cet équipement simple et robuste a été très spécialement étudié comme matériel omnibus. Dans la bande des 7 GHz il permet d'acheminer indifféremment, un programme de TV à 819 lignes téléphoniques ou un multiplex à courants porteurs jusqu'à 300 voies téléphoniques ou un multiplex à impulsion à 12 ou 24 voies. Cet équipement procure avec un minimum de sujétions (en particulier aériens de faible dimension et d'installation facile) des liaisons à faible et moyenne distance, de capacité notable.

S.A.T. présentait son équipement PF 120, (liaison Italie — Grèce — Turquie) autre matériel d'exportation procurant 120 voies téléphoniques dans la bande 400-470 MHz. Cet équipement est complété pour la dérivation des voies à partir des stations de démodulation par le PF 24-160 capable de transporter 24 voies téléphoniques dans la gamme 156-174 MHz.

L.M.T., qui a depuis longtemps, une grande expérience des équipements multiplex à impulsions, expérience qui lui a permis de conquérir de larges marchés extérieurs (réseau Grec) présentait son équipement à 48 voies (impulsions modulées en position).

Une gamme très complète d'appareils BLU était également présentée par les 3 constructeurs suivants C.F.T.H., C.S.F. et T.R.T. : émetteurs et récepteurs fixes, émetteurs récepteurs mobiles ; des modèles entièrement transistorisées d'émetteur-récepteur BLU mobiles étaient exposés par C.F.T.H. (THC 481) et C.S.F. (émetteur 30 W).

Parmi la gamme des équipements radio mobiles T.R.T., L.M.T., C.S.F., NOR retenons particulièrement l'émetteur récepteur RR 313/20 entièrement transistorisé, de T.R.T. qui fonctionne dans la gamme 70-90,5 MHz, et l'équipement portatif ultra-léger de NOR à équipement mixte tubes subminiature-transistors. La S.N.C.F. fait un large usage de ce matériel (à 150 MHz) pour l'établissement de liaisons courtes, dans les zones de triage en particulier.

Des établissements Lagier, citons les équipements de bords pour service radiomaritime.

En quittant le domaine des télécommunications utilisant les liaisons radioélectriques on pouvait encore voir au stand du C.N.E.T. :

- Le téléimprimeur électronique\* (construit par S.A.G.E.M.) qui n'a conservé du téléimprimeur classique que le dispositif d'impressions ; toutes les fonctions sont effectuées électroniquement par des transistors. Il en résulte une amélioration importante des performances (augmentation de vitesse de 50 à 75 bauds ; distorsion très faible à l'émission ; marge voisine de la marge théorique, etc.) en même temps qu'une réduction sensible du volume, du poids et du bruit.

- Le répéteur transistorisé destiné à l'équipement des câbles coaxiaux économiques (1,2 x 4,4). Ces répéteurs permettent la transmission de 300 voies téléphoniques. Téléalimentés à partir des stations terminales, ils peuvent être enfouis dans de simples fosses étanches sur le parcours du câble.

- Les équipements de transmission de fac-similés LIE-Belin et Metox.

- L'équipement multiplex télégraphique TOR de T.R.T. permettant la détection et la correction automatique d'erreurs.

Le stand du C.N.E.T. n'offrait pas seulement un large panorama des équipements de télécommunication développés par l'industrie française. Il ouvrait d'autre part des perspectives nouvelles parmi lesquelles nous retiendrons :

- les équipements de commutation électronique ; un auto-commutateur C.I.T. à 30 directions était présenté en fonctionnement. Le « Celtic » étudié au C.N.E.T., permettra l'accroissement de la capacité de liaisons, telles que celles établies sur câbles sous-marins, par l'exploitation des temps d'inoccupation des circuits ; ce dispositif permettra de doubler la capacité d'un câble comme Marseille-Alger. Antinea, calculatrice électronique, permettra de réduire les délais d'étude des autocommutateurs électroniques de demain.

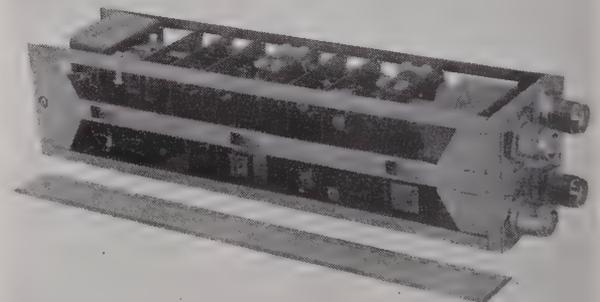


FIG. 7. — Répéteur transistorisé S.A.T. pour 300 voies téléphoniques

\* Voir Onde Electrique octobre 1960 pages 704 à 716.

— la transmission de très grand nombre de voies téléphoniques (plusieurs dizaines de milliers) par l'intermédiaire d'une porteuse choisie en ondes millimétriques elle-même transmise à grande distance par guide d'ondes circulaire. Un échantillon de ce nouveau type de guide était exposé.

— la réalisation de liaisons radioélectriques intercontinentales par l'intermédiaire de satellites passifs ou actifs. Au cours du mois d'août le C.N.E.T. a ouvert cette voie en recevant une émission américaine dans la bande des 900 MHz par l'intermédiaire du satellite Echo.

— l'utilisation de dispositifs amplificateurs à effet de champ dans un semi-conducteur tel que le technéron.

Au stand voisin de l'aéronautique civile le système C.S.F. de conversion d'une image radar en image TV était présenté en fonctionnement. L'équipement TI 440 B transformait au centre de contrôle régional du trafic aérien d'Orly en image TV la carte radar ; celle-ci était retransmise au salon par relais TM 110 ; la carte radar de la moitié nord de la France était ainsi présentée aux visiteurs qui pouvaient également examiner des équipements, essentiels en radio-navigation, tels que : radio-compas transistorisé, radio-altimètre, récepteur Decca, etc.

Au stand de la Défense Nationale (3 armes) il n'était évidemment pas aussi aisé de connaître les caractéristiques précises des équipements présentés ; certaines sont en effet tenues secrètes.

Nous avons remarqué, à côté de la gamme complète des émetteurs-récepteurs portatifs, les équipements pour liaisons fixes dans la bande 2 à 12 MHz, les émetteurs-récepteurs à très grand nombre de canaux préréglés pour équipement d'avions (130 canaux dans l'équipement FR 306 de T.R.T.) ainsi qu'un équipement à courants porteurs pour 4 voies téléphoniques, entièrement transistorisé présenté conjointement par T.R.T. et C.I.T.

Pour familiariser le public avec le fonctionnement des piles atomiques, le C.E.A. présentait une maquette éclatée de — G2

Marcoule. Un commentaire était diffusé en même temps que des circuits lumineux donnaient vie à la maquette. C.S.F. présentait également ses klystrons géant qui équipent l'accélérateur de la faculté des sciences à Orsay.

Dans le domaine de l'électronique appliquée aux chemins de fer notons le dispositif T.R.T. de détection des boîtes d'essieu anormalement échauffées sur convoi en marche. Basé sur le rayonnement infra-rouge des « boîtes chaudes » cet équipement retransmet automatiquement à la gare suivante le rang des essieux à vérifier.

Ce rapide compte-rendu ne peut pas constituer un catalogue détaillé des équipements professionnels présentés au 22<sup>e</sup> salon de l'Electronique Radio-Télévision. Ne quittons pas celui-ci cependant sans essayer de dégager les orientations nouvelles dans le domaine « Grand Public » qui est par essence sa raison d'être. Toutes les marques présentent des combinés-radio avec gamme FM généralement luxueux, esthétiques ou se voulant tels.

Une incroyable variété de radio récepteurs à transistors est également proposée au public ; un seul constructeur en présente plus de 10 modèles distincts.

Plus timidement les équipements stéréophoniques, avec platines à 4 vitesses, font leur apparition.

Enfin en télévision nous assistons à la généralisation du tube 110° ; le « 114° » est annoncé par certains constructeurs. Les téléviseurs à tubes de 54 cm 110° sont en général très plats ; cette impression a été accentuée par l'utilisation d'ébénisteries en trompe-l'œil : épaisseur apparente réduite mais préminences discrètes sur la face arrière, façades dissymétriques intégrant le ou les haut-parleurs. De nombreux modèles sont munis d'un réglage automatique de luminosité par cellule photoélectrique incorporée. D'une manière générale des boutons de commande sont complètement invisibles.

## DOCUMENTATION TECHNIQUE

### ÉTUDE DE STRUCTURES NIP AU SILICIUM COMME DÉTECTEURS DE RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES \*

Nous avons étudié récemment les propriétés de jonctions NIP au silicium comme détecteurs de rayonnements nucléaires. Un premier type de jonctions a été utilisé comme détecteur de par-

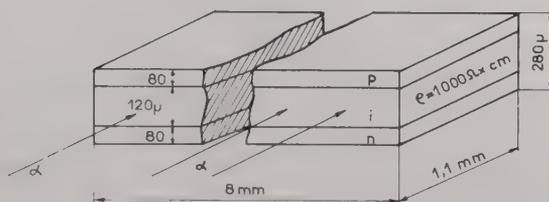


FIG. 1. — Diode NIP (C.F.T.H.).

Caractéristique Courant-tension :

Inverse : $V = 150$ volts	$I = 0,2 \mu\text{A}$
$V = 250$ volts	$I = 0,4 \mu\text{A}$
Directe : $V = 200$ m volts	$I = 1 \mu\text{A}$
$C \approx 10$ pF pour $V_i = 100$ volts.	

ticules  $\alpha$  de grande énergie. Ces jonctions réalisées à notre demande par la Compagnie Française Thomson-Houston sont constituées par des plaquettes de silicium de type P ayant une résistivité de  $1000 \Omega \cdot \text{cm}$  ; deux couches P et N de  $80 \mu$  sont diffusées de part et d'autre de la plaquette, réalisant ainsi une structure NIP (fig. 1).

Les particules nucléaires sont envoyées parallèlement au plan des jonctions et la profondeur utile du détecteur n'est limitée que par les dimensions de la plaquette utilisée (ici  $8000 \mu$ ).

Lorsque la polarisation inverse est suffisante, la zone de charge d'espace s'étend sur toute la région du cristal comprise entre les deux couches diffusées.

Ce type de jonction a un faible courant inverse (de l'ordre de  $0,4 \mu\text{A}$  à  $300^\circ\text{K}$  pour une polarisation inverse égale à  $500 \text{ V}$ ) donc un faible bruit de fond.

Nous avons bombardé ces plaquettes avec des rayons  $\alpha$  de  $8,7 \text{ MeV}$  ( $\text{ThC}'$ ), et de  $23,3 \text{ MeV}$ ,  $31,8 \text{ MeV}$  et  $38,6 \text{ MeV}$  obtenus au cyclotron de Saclay, les cristaux étant placés dans l'air à la température ambiante.

Les impulsions électriques apparaissant aux bornes du cristal ont une amplitude de  $60 \text{ mV}$  dans le cas d'une particule  $\alpha$  de  $40 \text{ MeV}$ . Le pouvoir de résolution obtenu dans ces conditions est égal à  $2 \%$  (fig. 2). L'amplitude  $A$  de l'impulsion est proportionnelle à l'énergie de la particule incidente à mieux que  $1 \%$  près (fig. 3).

On pourra obtenir une amélioration considérable du pouvoir de résolution en utilisant un détecteur de même type dans lequel l'épaisseur de la couche intermédiaire sera accrue par rapport à celle des couches diffusées N et P.

(\*) Par L. KOCH, J. MESSIER et J. VALIN, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Service d'Electronique Physique.

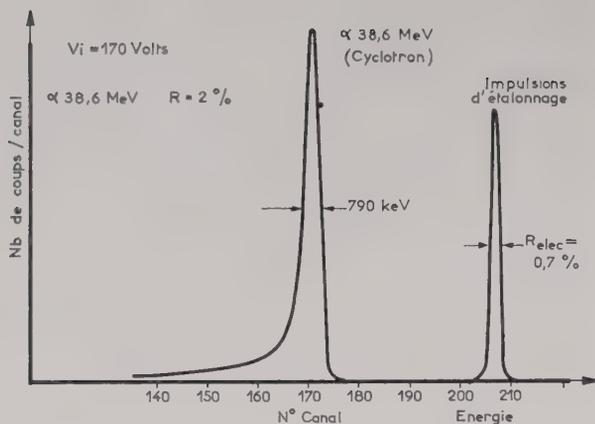


FIG. 2. — Diode NIP irradiée par la tranche; pouvoir de résolution.

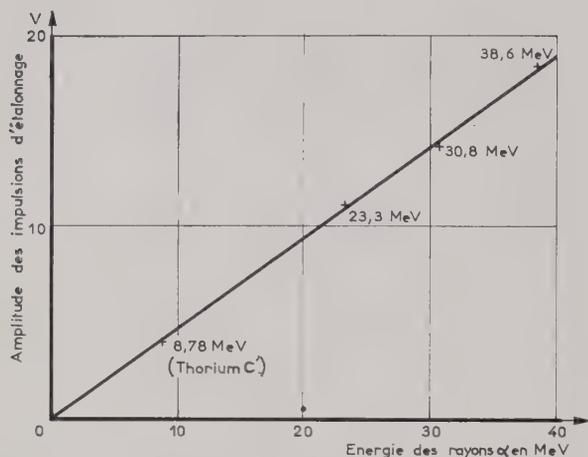


FIG. 3. — Diode NIP irradiée par la tranche; linéarité en fonction de l'énergie.

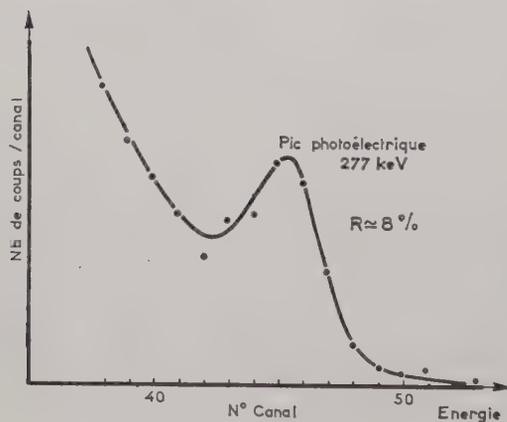


FIG. 4. — Diode NIP irradiée par des  $\gamma$ .  $V_i = 200$  V;  $\gamma$  de Hg 203 ( $E = 279$  keV).

### Détection individuelle des rayons $\gamma$

La possibilité de spectrométrie des rayons  $\beta$  de 100 keV avec des jonctions NP de silicium a été démontrée récemment, mais aucun résultat n'avait été encore publié concernant la spectrométrie  $\gamma$ .

Nous avons pu détecter individuellement les rayons  $\gamma$  provenant du Mercure 203 (279 keV), du césium 137 (660 keV) et du Cobalt 60 (1,1 ; 1,3 MeV). Les cristaux étaient placés dans le vide à la température ambiante. La figure 4 montre le pic photoélectrique correspondant au rayonnement  $\gamma$  du Mercure 203; la résolution en énergie est égale à 8 %.

### MESUREUR PERMANENT DE FACTEUR DE BRUIT

Désormais, les opérateurs radar ont la possibilité de connaître à tout instant, en lecture directe sur un cadran, le bruit intrinsèque de leur récepteur. C'est en effet ce que permet le nouveau mesureur permanent du facteur de bruit type FB-340, réalisé par CSF et qui peut être adjoint sans difficulté à tout radar existant.

On sait qu'en exploitation radar — et toutes choses égales par ailleurs — la condition nécessaire de la sécurité de la détection réside dans le maintien à une valeur définie du bruit propre du récepteur.

Or, ses organes d'entrée : tube T/R, cristaux mélangeurs, premier étage préamplificateur sont à l'origine, soit par vieillissement normal, soit par accident, d'une augmentation plus ou moins grande de ce bruit, d'où une perte correspondante de sensibilité.

A ce jour, la seule méthode consistait à procéder à des mesures de maintenance périodiques, d'une certaine délicatesse et d'une certaine durée, et ces mesures ne pouvaient se faire qu'avec l'émetteur arrêté. On voit les graves inconvénients qui pouvaient en résulter pour la sécurité des avions entrés dans la zone de contrôle de stations, civiles ou militaires, supposées assurer une veille permanente d'efficacité constante.

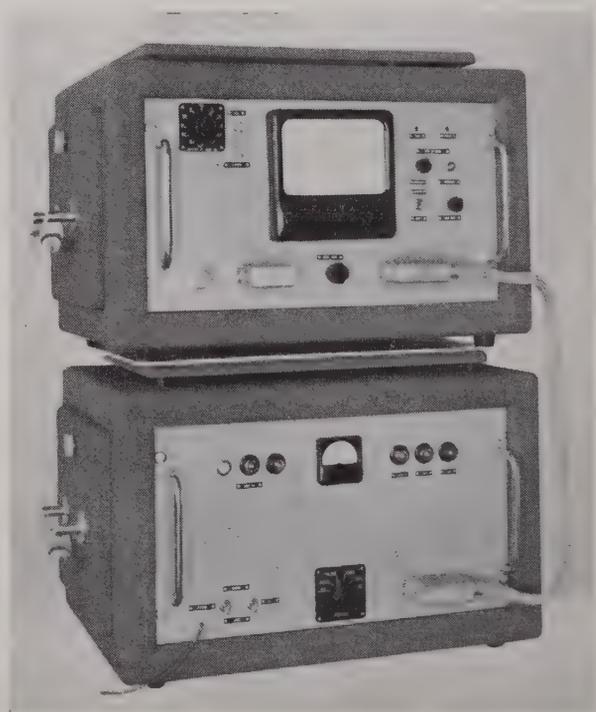


FIG. 5. — Le nouveau mesureur permanent du facteur de bruit type FB-340 réalisé par la C.S.F.

Avec un FB-340 CSF associé au radar, l'opérateur lit, en permanence, l'émetteur étant en route, la valeur en dB du facteur de bruit de son récepteur. Il peut donc s'apercevoir instantanément des baisses de performance et y porter remède sans délai.

L'étalonnage fait au départ, en statique, se conserve intégralement.

L'appareil est réalisé en deux coffrets métalliques peu volumineux dont l'un porte sur sa face avant l'appareil de mesure ; il s'alimente sur le secteur. Son installation dans une station radar existante est rapide et ne soulève aucun problème.

## APPAREILS DE MESURE HEWLETT-PACKARD

Pour présenter en Europe occidentale la nouvelle gamme de ses appareils de mesure, Hewlett-Packard a équipé une remarquable petit laboratoire itinérant. Ce camion-laboratoire a été présenté le 19 septembre à la presse spécialisée par Radio-Equipements, représentant français de Hewlett-Packard.

Nous ne pouvons pas ne pas remarquer en tout premier lieu l'oscilloscope modèle 185A que nous ne connaissions que par la publicité. Présenté en fonctionnement, il affichait l'image d'un front de 0,7 nanoseconde de temps de montée.

Cet oscilloscope utilise la technique « sampling » comparable à l'observation stroboscopique d'un phénomène cyclique. Il permet l'observation de signaux récurrents occupant une largeur de bande supérieure à 500 MHz, grâce à un échantillonnage de l'amplitude du signal à observer ; la fréquence de celui-ci et la fréquence d'échantillonnage doivent être commensurables.

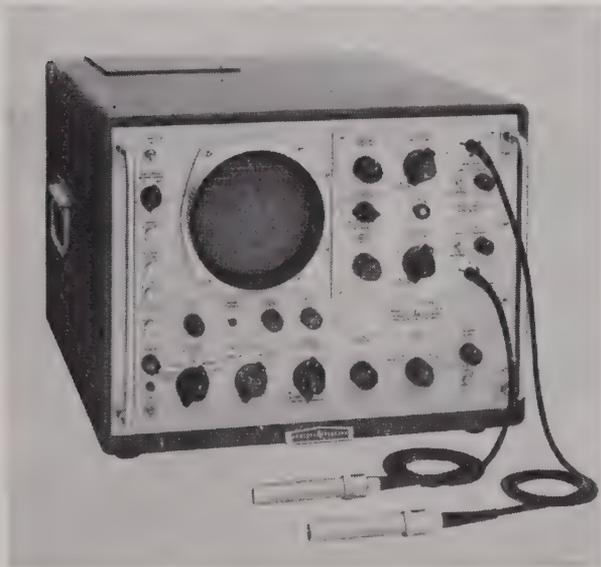


FIG. 6. — Oscilloscope « Sampling », type 125 A.

Parmi les remarquables performances de cet appareil retenons en particulier :

- Sensibilité verticale : 3 mV par cm
- Vitesse de balayage : 0,1 à 100 ns/cm
- Densité d'échantillons réglable
- Multiplicateur de l'échelle des temps : 6 coefficients de multiplication compris entre 2 et 100
- Grande impédance d'entrée : 100 k $\Omega$  en parallèle avec 3 pF.

Muni du tiroir type 187 A il permet l'observation simultanée de deux phénomènes.

Il peut être connecté à un enregistreur XY permettant le tracé sur papier de la courbe affichée sur le tube cathodique.

La deuxième nouveauté très intéressante est un wattmètre calorimétrique, modèle 434A. Il permet la lecture directe de puissances comprises entre 10 mW et 10 W pour la déviation complète de l'appareil de mesure. Il peut supporter des pointes de puissance instantanée de 1 kW alors que son temps de réponse n'excède pas 2 à 3 secondes. Il est utilisable directement entre 0 et 12,4 GHz avec une précision meilleure que 5 % n'incluant pas, cependant l'influence des pertes dues à la désadaptation d'impédance à l'entrée.

Cet appareil est muni d'une entrée par fiche «N» d'impédance 50  $\Omega$ .

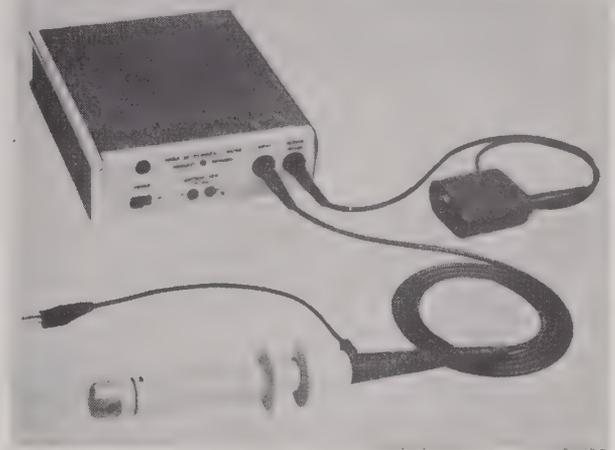


FIG. 7. — Sonde à couplage magnétique pour la mesure des courants continus.

Signalons également :

— Le milliampèremètre à courant continu à pince inductive type 428A permettant la mesure des courants compris entre 3 mA et 1 A sans ouverture du circuit.

— Le convertisseur courant continu — tension continue modèle 456 A utilisant une soude semblable à celle du milliampèremètre ci-dessus : il permet, associé à un voltmètre ou à un oscilloscope, la mesure directe des valeurs de courant continu. Pour un courant de 1 A le convertisseur fournit une tension de 1 V.

— Les compteurs électroniques à vitesse moyenne types 523 CR et 523 DR présents dans une baie d'enregistrement de fréquences avec l'horloge digitale type 570 A.

— Le voltmètre électronique 411 A à l'échelle lunaire utilisable de 5 kHz à 1000 MHz avec une sensibilité maximale de 10 mV pour la déviation totale.

— Le générateur d'impulsions doubles 218 A, chacune des impulsions délivrée pouvant avoir la polarisation, l'amplitude, la largeur, le retard par rapport à un instant de référence, réglés séparément.

G.R.

## LE NOUVEAU COMPACTRON

« GENERAL ELECTRIC »

Le Compactron est un tube électronique d'un type nouveau comportant un nombre élevé d'électrodes, ce qui lui permet de remplir plusieurs fonctions.

Dans un poste de radio, par exemple, 2 compactrons donnent un meilleur résultat que 5 tubes miniature ou 7 transistors.

Les compactrons peuvent être utilisés dans tous dessins de circuits depuis une simple fonction électronique jusqu'à une combinaison de fonctions dans un élément unique.

Cette économie en pièces détachées non seulement diminue l'espace et les frais mais aussi supprime les opérations de fabrication coûteuses et contribue à une haute sécurité.

Les dimensions du compactron reflètent l'utilisation optimale de la place. Un diamètre de moins de 3 cm permet d'incorporer dans une enveloppe de faible encombrement des fonctions multiples. Le large diamètre du cercle de base permet des connexions faciles.

Les compactrons ont une efficacité thermique plus grande et une consommation plus faible de puissance. Par exemple, dans les applications de radio, 2 compactrons consomment une puissance inférieure d'un tiers environ à celle nécessaire à 5 tubes miniature.

Le compactron coûte environ 20 % de moins que les tubes correspondants, également nettement moins que les transistors. D'autre part les compactrons permettent d'économiser un nombre important de douilles, clips, pièces d'assemblage, etc.

Exemples :

— Compactron 6 C 10 — Triple triode destinée en particulier aux amplificateurs à résistances, aux inverseurs de phase, aux circuits de commande d'électronique industrielle, lorsque des gains en tension élevés sont nécessaires.

— Compactron 6 D 10 — Triple triode plus spécialement prévue pour les changements de fréquence, les amplificateurs grille à la masse et les commandes automatiques de fréquence.

## COMMUNIQUÉS

### ASSOCIATION FRANÇAISE POUR L'ACCROISSEMENT DE LA PRODUCTIVITÉ

L'Association Française pour le Contrôle Industriel de la Qualité (A.F.C.I.Q.) organise un nouveau cycle de conférences. Celui-ci a débuté le mercredi 16 novembre 1960 par la conférence de M. Roger RAMBACH, Ingénieur-Conseil en Contrôle Statistique de Qualité, qui aura pour thème : « *Développements dans les méthodes quantitatives d'inspection* ».

La seconde conférence aura lieu le mercredi 14 décembre sur le thème : « *Le L.C.I.E. : Contribution d'un laboratoire d'essais à l'amélioration et au contrôle de la qualité* » par M. DAUPHIN, Chef de Service au Laboratoire Central des Industries Electriques.

Ces conférences ont lieu à 18 h 10, Salle Chaillot, 31 avenue Pierre-1<sup>er</sup>-de-Serbie, Paris-16<sup>e</sup>.

Renseignements et inscriptions : A.F.C.I.Q., 6 rue Royale, Paris-1<sup>e</sup>. Tél. OPE. 14.60.



Le 9<sup>e</sup> Cycle d'Etudes organisé par l'Association Française pour l'Accroissement de la Productivité, en collaboration avec l'Institut de Contrôle de Gestion, aura pour thème : *L'application d'analyse économique à la gestion de l'entreprise industrielle*.

Ce cycle d'études s'adresse aux cadres dirigeants des entreprises industrielles assurant la distribution de leurs produits, par des réseaux d'agents, à des transformateurs, des grossistes ou des détaillants.

Ce cycle est divisé en trois sessions qui permettent d'examiner les applications d'une méthode commune, l'analyse économique, aux trois fonctions principales de l'entreprise : commercialisation, fabrication, investissements. Chaque session peut être suivie isolément, mais il est souhaitable que les entreprises participant à ces journées d'études inscrivent un de leurs dirigeants aux trois sessions, ou le responsable du département Vente, du département Production et du département Financier à chaque session.

Les dirigeants acquerront ainsi une méthode d'approche commune aux problèmes de vente, de fabrication et de financement.

**Première session :** 15, 16 et 17 novembre 1960 de 9 h à 12 h et de 14 h à 17 h.

Directeur de la session : M. BERLANCOURT, Directeur de GROUP.

« *L'analyse économique appliquée à la gestion commerciale* » (étude du réseau de vente ; détermination de la politique commerciale ; contrôle des ventes ; stocks de produits finis).

**Deuxième session :** 20, 21 et 22 décembre 1960 (mêmes heures).

Directeur de la session : M. MORICEAU, Conseiller d'entreprise.

« *L'analyse économique appliquée aux problèmes de production* » (approvisionnements ; stocks de matières premières ; fabrication).

**Troisième session :** 24, 25 et 26 janvier 1961 (mêmes heures)

Directeur de la session : M. LABOURIER, Secrétaire général de l'Institut de Contrôle de Gestion.

« *L'analyse économique des investissements* » (Investissements pour le renouvellement du matériel ; investissements pour la fabrication de produits nouveaux ou par procédés nouveaux contrôle de la politique de prix).

Les sessions ont lieu à la Salle de Réunion de l'A.F.A.P., 6 rue Royale, Paris-8<sup>e</sup>.

Renseignements et inscriptions : A.F.A.P., Service d'Assistance technique, 6 rue Royale, Paris-8<sup>e</sup>. — OPE. 14.60, poste 16.

### COLLOQUE SUR L'ÉLECTROMAGNÉTISME ET LA DYNAMIQUE DES FLUIDES DANS LES PLASMAS GAZEUX

L'Institut Polytechnique de Brooklyn organise les 4, 5 et 6 avril 1961 à l'Auditorium de la Maison des Sociétés d'Ingénieurs (33 W 39 th Street, New-York City, N. Y.) avec la collaboration de l'Institut des Ingénieurs Radioélectriciens (Institute of Radio Engineers) de l'Institut des Sciences Aéronautiques (Institute of Aeronautical Sciences) et des services de recherche de la défense des Etats-Unis (U.S. Defense Research Agencies) un « *colloque sur l'électromagnétisme et la dynamique des fluides dans les plasmas gazeux* » consacré aux phénomènes généraux, tant en électromagnétisme qu'en dynamique des fluides, et à leur description analytique cohérente, dans la gamme de température caractéristique de la transition entre les plasmas complètement et partiellement ionisés.

Les principaux sujets traités concerneront :

1<sup>e</sup> les théories microscopique et macroscopique de la magnéto-dynamique des fluides hors de l'équilibre (relation entre la fonction de distribution et les moments, effets des chocs élastiques et non élastiques, de la conductivité calorifique, de la viscosité, des captures de particules, des instabilités, etc.).

2<sup>e</sup> la propagation linéaire des ondes dans les plasmas uniformes et non uniformes (classification des types d'ondes, ondes de surface, effets des discontinuités du plasma, rayonnement cohérent ou incohérent du plasma, techniques expérimentales) ;

3<sup>e</sup> la propagation non linéaire des ondes dans les plasmas uniformes et non uniformes (percussions, phénomènes de dissipation et d'excitation, production d'harmoniques et effets paramétriques, effets de bord, techniques expérimentales).

4<sup>e</sup> les applications possibles de la magnéto dynamique des fluides (forces électromécaniques dans les plasmas en mouvement, générateurs à plasmas, « jets » de plasma, « confinement » et stabilité).

Le programme comprendra des conférences, un nombre limité de communications, et un débat sur les tendances de la recherche dans le domaine des plasmas.

Les auteurs désirant présenter une communication à ce colloque doivent en soumettre le texte, ou un résumé en 200 mots, avant le 20 décembre 1960, au Comité d'organisation du Colloque (Symposium Committee, Polytechnic Institute of Brooklyn 1, N.-Y., Etats-Unis) dont la présidence est assurée par les professeurs Martin Bloom et Enrico Levi, auprès de qui on peut obtenir des renseignements plus détaillés.

## NACHRICHTENTECHNISCHE GESELLSCHAFT IM VED (NTG)

Les 2 sessions suivantes organisées par le N.T.G. se dérouleront l'une après l'autre du 11 au 14 avril 1961 à Karlsruhe :

- « Réception et traitement d'informations pour les organismes »,
- « Automates qui apprennent ».

Au cours de la session, plus de 30 spécialistes nationaux et étrangers prendront la parole dans des conférences distinctes dans le cadre des thèmes précités.

Des programmes détaillés pourront être obtenus gratuitement à partir de janvier 1961 près de la N.T.G., Frankfurt a. M. 10, Stresemann Allee 21.

## ATOME ET INDUSTRIE ATOME ET DROIT

Une nouvelle livraison vient de sortir de presse, elle contient plus spécialement des feuillets relatifs :

- aux « appareils de contrôle des réacteurs » dont l'auteur est M. GERARD, Chef de section aux A.C.E.C. de Charleroi.
- à la « détection » et à la « mesure » des radioéléments dont l'auteur est M. GRINBERG, Chef du laboratoire de Mesures des Radioéléments au Centre d'Études Nucléaires de Saclay.
- aux « brevets » dont l'auteur est M. MAGNIN, vice-directeur du Bureau international pour la protection de la propriété intellectuelle.

Cette série comprend, en outre, la suite de la collaboration de M. BLUM sur « l'utilisation des radioéléments dans l'industrie du pétrole », et de M. DE FARIA sur les « organismes publics ou semi-publics chargés du contrôle » dans un certain nombre de pays.

La 5<sup>e</sup> livraison qui paraîtra à la fin d'octobre 1960 sera encore beaucoup plus importante et comprendra essentiellement des feuillets relatifs, d'une part, aux éléments des réacteurs et, d'autre part, à l'utilisation des radioéléments dans un grand nombre d'industries. Un communiqué ultérieur en précisera la composition, mais, à titre d'exemple, il est certain que cette série de feuillets traitera en particulier de l'utilisation des radioéléments dans le conditionnement des denrées alimentaires, dans l'industrie de l'aluminium, dans la technique sidérurgique, dans l'industrie de la cellulose, dans celle du caoutchouc, dans l'agriculture, dans l'industrie horlogère, etc.

Comme ils l'avaient annoncé à leurs souscripteurs, « *Atome et Industrie* » et « *Atome et Droit* » procèdent en outre dès maintenant à la mise à jour des feuillets parus précédemment, et les premières mises à jour seront publiées en même temps que la 5<sup>e</sup> livraison.

Les renseignements détaillés sur ces ouvrages peuvent être obtenus auprès d'Atome et Industrie à Genève, 16, Vidollet, ou à Paris, 6 bis, rue de l'Abbaye. Odéon 60.90.

## AUTOMATISATION INTÉGRALE D'UNE CENTRALE THERMIQUE EDF

M. R. REMILLON, Président-Directeur Général de la CAE — Compagnie Européenne d'Automatisme Electronique — a annoncé aujourd'hui la conclusion d'un marché avec Electricité de France (Région d'équipement thermique N 2) pour la conduite automatique de la tranche N 1 de la future Centrale thermique de Saint-Ouen.

La puissance installée de cette première tranche est de 250 Mégawatts. Les combustibles utilisés sont le fuel et le gaz naturel.

L'équipement CAE comprendra deux calculateurs numériques

industriels RW-300 avec tous es équipements périphériques associés.

La complexité de la conduite automatique d'une Centrale thermique de cette puissance est très grande : les deux RW-300 enregistreront et surveilleront automatiquement plus de 600 grandeurs ; de plus, ils calculeront en permanence les consommations spécifiques et réelles, et conduiront la Centrale dans des conditions optimales, en garantissant la fourniture de la puissance voulue, tout en maintenant constamment le coût de l'énergie au prix minimal.

C'est le premier exemple en Europe de l'automatisation intégrale d'une grande Centrale thermique.

Deux calculateurs RW-300 sont déjà installés, au titre de la première tranche EDF-1, à la Centrale nucléaire de Chinon, où ils effectuent automatiquement la conduite, l'enregistrement et la surveillance de la détection des ruptures de gaines du réacteur.

Un équipement identique est actuellement en cours de réalisation pour la deuxième tranche EDF-2.

## RADAR CSF POUR L'AÉRODROME DE WARU

Sous l'Equateur, l'aérodrome de Waru, que construit près de Surabaya, en Indonésie, un Groupement d'Entreprises françaises dont la Société de Construction des Batignolles est Chef de file, sera doté d'une installation radar ultra-moderne que la Compagnie générale de TSF vient de se voir confier.

Comme pour le Centre de Contrôle Régional Nord, installé à Paris-Orly, et les aérodromes d'Orly, Le Bourget, Bordeaux, Marseille, Lyon, l'installation comprend deux émetteurs-récepteurs 23 cm ER-410 associés, l'éliminateur d'échos fixes à tubes à mémoire MA-372, et des indicateurs à bobines fixes IP-455. L'antenne AC-413, dotée de la polarisation circulaire, assure la couverture à plus de 150 km.

C'est un nouveau succès des techniques françaises qui vient s'inscrire, en Indonésie, après les travaux portuaires de Tandjung-Priok, Balikpapan et Belawan, les épurations d'eau de Djakarta, Surabaya, Bandung, Padang, Semarang, Pontianak, et le gigantesque barrage de Djatiluhur.

## GROUPEMENT INDUSTRIEL D'INSTRUMENTATION

Un groupement industriel vient d'être constitué entre les Sociétés suivantes :

- Ateliers de Construction Beaudoin (A.C.B.), société anonyme, siège social : 57, rue de Paris, à Bagneux, Seine.
- Etablissements L.I.E. Belin, société anonyme, siège social : 296, Avenue Napoléon-Bonaparte, à Reuil-Malmaison, Seine-et-Oise.
- Laboratoires de Physique Appliquée (L.E.G.P.A.), société anonyme, siège social : 25, rue Ganneron, à Paris 18<sup>e</sup>.
- Quentin & Cie, société anonyme, siège social : 2, rue Hoche, à Ermont, Seine-et-Oise.
- Rochar Electronique, société anonyme, siège social : 51, rue Racine, à Montrouge, Seine.
- Société d'Etudes, Fabrication et Recherches en Appareils de Mesure (S.E.F.R.A.M.), société anonyme, siège social : 74, rue de la Fédération, à Paris 15<sup>e</sup>.
- Société de Prospection Electrique, Procédés Schlumberger, (S.P.E.), société anonyme, siège social : 42, rue Saint-Dominique, à Paris 7<sup>e</sup>.

La réputation de ces sociétés s'est particulièrement affirmée par diverses études et fabrications dans des branches bien définies de l'instrumentation de Mesure et de Contrôle.

Ce groupement a été réalisé par une prise de participation de la Société de Prospection Electrique (Procédé Schlumberger) dans chacune des six autres sociétés. Il est l'aboutissement d'une communauté de vues sur les problèmes que pose l'expansion de l'industrie française de l'instrumentation électrique et électronique sur le marché international.

## INSTALLATION EN FRANCE D'UNE FILIALE DE TEXAS INSTRUMENTS INC.

La création d'une nouvelle société filiale de Texas Instruments Incorporated, du nom de Texas Instruments France Société Anonyme, pour la fabrication en France de produits semi-conducteurs et de leurs dérivés pour le marché européen électronique a été annoncée récemment au cours d'une cérémonie à Nice.

Texas Instruments commencera en 1961 la construction d'une usine ultra moderne. Jusqu'à ce que les bâtiments soient terminés, la fabrication aura lieu dans des locaux loués à Nice, 50, rue St-Augustin.

Le président a dit que la nouvelle filiale française fabriquera un assortiment complet des produits de Texas Instruments — tels que des transistors au silicium et au germanium, des diodes au silicium, et des redresseurs — pour le marché commercial, professionnel et militaire, assurant ainsi une livraison rapide pour toute l'Europe. La Texas Instruments fut, en particulier, la première firme à produire en masse des transistors au silicium à usage commercial.

Le président Haggerty a insisté sur le fait que toute la compétence technique et l'expérience industrielle de la compagnie sera mise à la disposition de Texas Instruments France pour la clientèle européenne.

Fondée en 1930, Texas Instruments a pris rapidement une extension mondiale. Sa filiale, Geophysical Services Inc., fut à l'origine des techniques sismiques utilisées dans les recherches pétrolières. G S I entretient aujourd'hui des équipes dans plus

de vingt pays sur tous les continents, sous contrats avec les principales sociétés de pétrole.

La compagnie a été depuis longtemps fournisseur des usines américaines de défense nationale pour les installations électroniques et électromécaniques et pour les appareils destinés à la défense aérienne, la défense anti-sousmarine et les missiles et anti-missiles, aux intercommunications, au contrôle de la navigation aérienne et à la reconnaissance aérienne.

Texas Instruments fournit depuis longtemps de l'équipement et de l'appareillage électroniques au gouvernement des États Unis pour la défense nationale.

Son siège social est à Dallas ; la compagnie possède des usines à Dallas et à Houston, Texas ; à Attleboro, Massachusetts ; à Versailles, Kentucky ; à Bedford, en Angleterre ; à Bonneville, en France ; à Aversa, en Italie ; à Almelo, en Hollande ; à Elizabeth South, en Australie ; à Buenos Aires, en Argentine ; et à Mexico, au Mexique.

## ERRATUM

Nous prions nos lecteurs d'apporter la correction suivante à la liste des nouveaux membres publiée dans notre numéro de septembre 1960, page 636.

Monsieur POOLE Saxon, Maclean, Ingénieur au Département Electronique Industrielle de la Société L.M.T. .... ROTH. BARIGANT. présenté par

## BIBLIOGRAPHIE

**Technique des circuits à transistors**, par R.F. SHEA (traduit de l'américain par H. ABERDAM). Un vol. 16 × 25 cm, 514 pages, nombreuses illustrations (Dunod Paris 1960). Relié toile : 78 NF.

A la suite des perfectionnements apportés aux transistors ces dernières années, leurs applications se sont considérablement étendues et intéressent pratiquement toutes les branches de l'électronique et même de la physique.

Dans cet ouvrage, qui fait suite aux bien connus « Principes des circuits à transistors », après un rappel de la théorie fondamentale des transistors et de l'application de la théorie des circuits à ces derniers, quelques règles essentielles sont établies dont les plus importantes sont relatives à la polarisation des transistors.

Puis l'auteur pose les bases nécessaires à la réalisation rationnelle d'amplificateurs basse fréquence, ce qui constitue une excellente introduction à l'emploi des transistors dans d'autres domaines. Il étudie ensuite en détail les amplificateurs à courant continu dont les nombreuses applications industrielles et militaires présentent un grand intérêt. D'autre part, l'importance des transistors aux fréquences élevées qui croît sans cesse avec l'extension de leur utilisation dans les bandes de très hautes fréquences (10 à 100 MHz) et des ultra-hautes fréquences (100 à 1 000 MHz) justifiait d'en donner largement les caractéristiques, compte-tenu également de leur entrée imminente dans la région des hyperfréquences (1 000 à 10 000 MHz).

Les types courants d'oscillateurs linéaires et non linéaires, le changement de fréquence et la détection sont ensuite examinés de même que les importantes applications des transistors à la génération des impulsions et aux calculateurs électroniques.

L'ouvrage s'achève par l'étude des ensembles dont le récepteur de télévision est le type le plus représentatif et d'un certain nombre de circuits spéciaux, dont certains sont des exemples

des possibilités des transistors, et d'autres plutôt des exemples d'application des techniques décrites ici.

Ce livre, écrit en collaboration par R.F. SHEA et 8 autres auteurs dont certains avaient déjà participé à la rédaction des « Principes des circuits à transistors », est, comme le précédent, facile à lire. Il comporte aussi une bibliographie très fournie.

R.O.E.

**Medical electronics**. Un vol. 16 × 25 cm, 614 pages, 400 illustrations (Iliffe et Sons, Londres 1960). Relié toile : 145 s.

L'électronique a vu son importance croître dans le domaine médical ; ses techniques permettent en effet de mesurer ou d'examiner des effets physiologiques qui ne pourraient être détectés par d'autres moyens. L'importance croissante de l'électronique médicale a été mondialement reconnue au cours de la 1<sup>re</sup> Conférence Internationale qui s'est tenue à Paris en 1958 ; ce fut cette première conférence, qui prépara le terrain pour l'organisation de la première conférence mondiale qui se tint en 1959 au Palais de l'UNESCO à Paris. Cet ouvrage est le compte-rendu de cette conférence.

Comme il s'agissait d'une 1<sup>re</sup> conférence de cette sorte, la porte fut largement ouverte à toutes les communications ; ainsi, le compte-rendu donne une vue d'ensemble complète de l'électronique en médecine. De très nombreuses communications ont été présentées, il fallut donc réduire la longueur de chacune d'elles et, même, pour certaines, ne faire paraître qu'un résumé.

Les communications furent choisies en 16 sections à la conférence, le nombre des sections est ici réduit à 8 : techniques électrophysiologiques, électroencéphalographie, cardiologie, mesure de pression et de débit, techniques acoustiques, automatisation en médecine, radiologie et isotopes, et instrumentation chimique.

R.O.E.

# COLLOQUE INTERNATIONAL

## sur les dispositifs à semiconducteurs

*Nous rappelons que la Société Française des Electroniciens et des Radio-électriciens organise, du 20 au 25 février 1961, un Colloque international sur les dispositifs à semi conducteurs. Les membres de la Société ont déjà reçu le règlement du Colloque ; on trouvera ci-après un bulletin d'inscription, pour ceux de nos lecteurs qui désirent s'inscrire et ne disposent plus du bulletin joint au règlement ; ce bulletin doit être envoyé au Siège Administratif du Colloque,*

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff, Seine.

### SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

## Colloque international sur les dispositifs à semiconducteurs

20 au 25 Février 1961

Maison de l'U. N. E. S. C. O.  
2, Place Fontenoy — PARIS-VII

## Bulletin d'inscription à titre individuel

NOM : ..... PRÉNOM : .....

TITRE : .....

ADRESSE : .....

TÉLÉPHONE : .....

Ayant pris connaissance de l'objet et du règlement du Colloque, je demande mon inscription sur la liste des participants à titre individuel :

- J'ai <sup>(1)</sup> la possibilité d'assister aux séances du Colloque.  
Je n'ai pas <sup>(1)</sup>  
Je serai <sup>(1)</sup> accompagné de .....  
Je ne serai pas <sup>(1)</sup> .....

Je règle le montant du droit d'inscription <sup>(2)</sup> .....

- <sup>(1)</sup> par chèque bancaire adressé au Siège Administratif du Colloque.  
— <sup>(1)</sup> par versement au compte courant postal ..... C. C. P. PARIS 16499-29 dont l'intitulé est :

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS  
10, avenue Pierre-Larousse  
MALAKOFF (Seine)

Date : ..... Signature :

<sup>(1)</sup> Rayer les mentions inutiles.

<sup>(2)</sup> Montant du droit d'inscription : 60 NF pour les participants individuels non membres de la SFER, 30 NF pour les participants individuels membres de la SFER.

## OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

**D 129.** — Ingénieur Radio E.S.E. Licencié ès Sciences Physiques, 8 ans de Recherches C.N.R.S. (Électronique nucléaire), libéré obligations militaires, bonne connaissance Anglais, cherche situation d'avenir.

Ecrire à la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens qui transmettra.

**O 508C.** — WORLD WIDE AMERICAN ORGANIZATION NEEDS AN EXPERIENCED PLANT MANAGER IN ELECTRONICS FOR ITS NIGERIAN DEVELOPMENTS  
PERFECT KNOWLEDGE OF ENGLISH

Write to : Ad. Auriema-Europe  
172 a, rue Brogniez, Bruxelles-Belgique.

**O. 513C.** — PHILIPS recherche pour Usine de Province : 1 AT3 Electronicien confirmé pour mesures, Tubes Professionnels et Hyperfréquences. Ecrire avec C.V. à la revue qui transmettra.

**O. 507C.**  
INGÉNIEUR CONSEIL  
de classe  
connaissant AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE. Ecrire PUBLIVA, B.P. 232, XVII<sup>e</sup>.

**O 509C.** — Important groupe Industriel recherche :

INGÉNIEURS

ayant quelq. années de pratique désirant s'occuper de Recherches Scientifiques dans les domaines :

AERONAUTIQUE  
ET SPATIAL

rémunérat. intéress.

Ecrire ou se prés. à S.E.R.E.B. Service du Personnel, 55, rue Victor-Hugo. Courbevoie, ou prendre rendez-vous : DEF 37.85. Poste 232.

**O. 501C.** — Le plus ancien importateur d'appareils de mesures recherche pour Service Technique et Commercial Ingénieur-Electronicien actif ayant solide expérience de Laboratoire. Situation d'avenir. S'adresser à RADIOPHON, 148 av. Malakoff, Paris XVI<sup>e</sup>.

**O. 512C.** — Laboratoire de Recherche horlogère

LIP — BESANÇON  
demande

INGÉNIEUR ÉLECTRONICIEN  
DE PREMIER PLAN  
ESPRIT INVENTIF ET RÉALISATEUR  
BONNE CONNAISSANCE  
DES SEMI-CONDUCTEURS  
POUR APPLICATIONS NOUVELLES  
EN MINIATURISATION

Facilité de logement

**O. 511C.** — INGÉNIEURS  
AGTS TECHNIQUES

2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> échelon

pr travx de développem. ds les domaines de commutat. électroniq

LABORATOIRE CENTRAL  
DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

46, av. de Breteuil. Paris-VII<sup>e</sup>.

**O. 510C.** — A.T.3. APPLICATION  
ELECTRONIQUE BOUZARD, 10 boulevard de la Bastille, Paris 12<sup>e</sup>.

**O. 514C.** — INGÉNIEURS-  
ÉLECTRONICIENS

connaissant COMMUTATIONS

LABORATOIRE CENTRAL  
DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

46, avenue de Breteuil, PARIS-7<sup>e</sup>

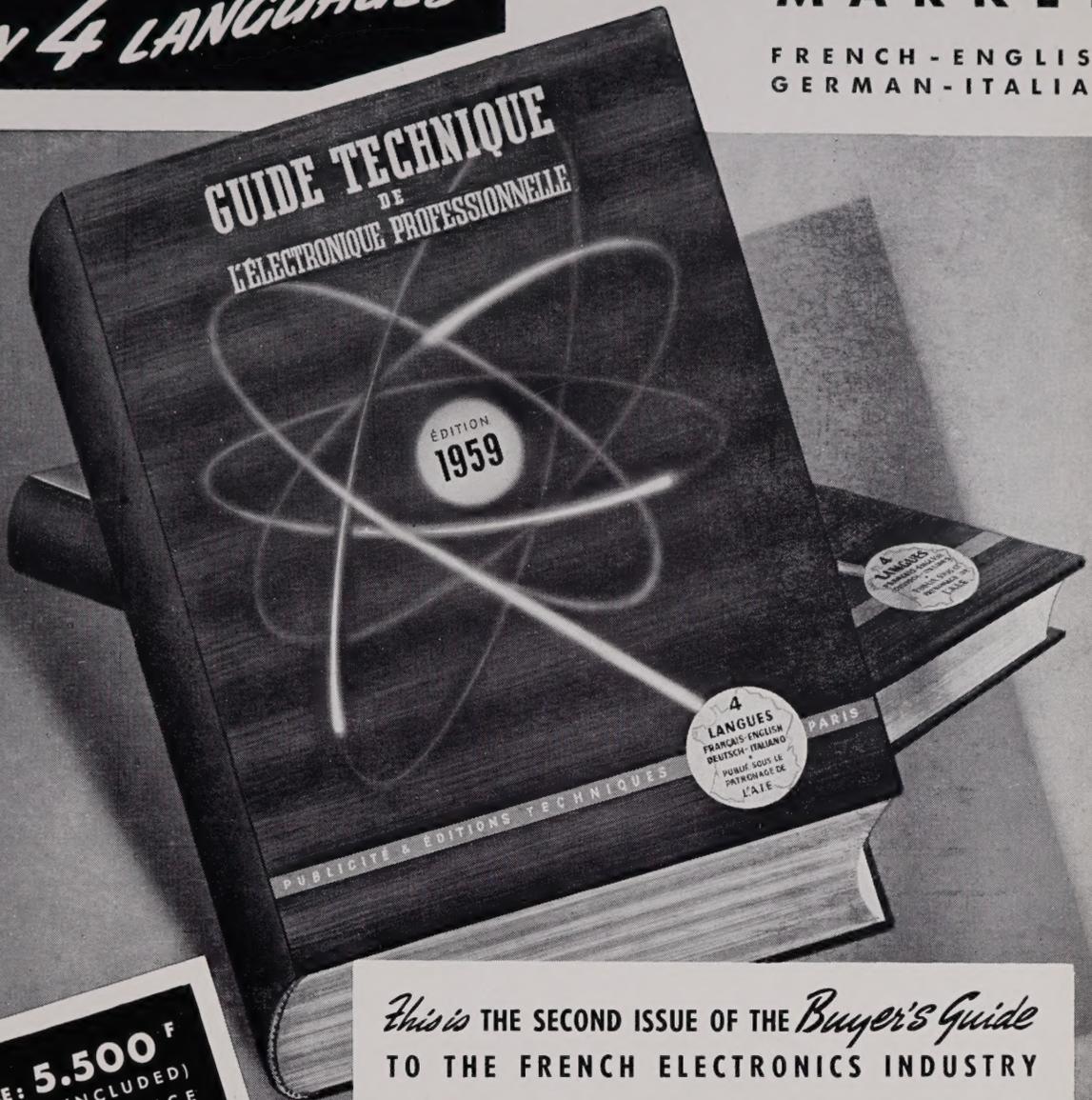


Revue affiliée au Syndicat  
de la Presse Radioélectrique  
Française - Paris

JUST OUT  
*IN 4 LANGUAGES*

FOR THE **COMMON  
MARKET**

FRENCH - ENGLISH  
GERMAN - ITALIAN



**PRICE: 5.500 F**  
(TAXES INCLUDED)  
FRANCO - FRANCE  
AND FRENCH-UNION  
MAILED IN  
SPECIAL PACKING **6.100 F**

**1.100 PAGES** (AGAINST  
680 PAGES IN 1957)  
SOLID SERVICEABLE  
4-COLOUR, COVER.

**750 COLOUR PAGES**  
WEIGHT . . . . . 4,250 kg

*This is* THE SECOND ISSUE OF THE *Buyer's Guide*  
TO THE FRENCH ELECTRONICS INDUSTRY

- COMPREHENSIVE DIRECTORY OF FRENCH ELECTRONIC ACTIVITIES : ADDRESSES OF ALL FIRMS AND ADMINISTRATIONS.
- OVER 100 PAGES DEVOTED TO MANUFACTURERS AND SUB-CONTRACTING FIRMS.
- 600-PAGES SHORT-FORM TECHNICAL CATALOGUE LISTING ALL AVAILABLE PRODUCTS.
- 2,000 GENERIC PRODUCTS SECTION.
- NEW FEATURES : ACHIEVEMENTS OF THE FRENCH ELECTRONICS INDUSTRY, PROFESSIONAL STRUCTURE, INFORMATION AND LITERATURE, ETC.

This new issue, completely brought up to date and considerably augmented, comes out on the eve of the Common Market. It provides, for our **European Partners**, the most comprehensive comparative source of information, and this, **in their own language**, constituting what is without any doubt, a complete summary of every industrial product manufactured by **the French Electronics and allied products Industries.**

(Materials, Components, Equipment)

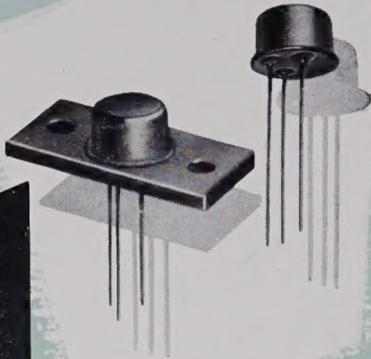
This major publication, (the second issue is twice as considerable as the first one) is **the first 4-language routine reference work, devoted to a single industry, to be specifically compiled on a Common Market basis**, for the benefit of Engineers, procurement departments and Civil and Military users of electronic equipment.

**GUIDE TECHNIQUE DE L'ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE**

PUBLISHERS : PUBLICITE ET EDITIONS TECHNIQUES, 161, BOULEVARD SAINT-GERMAIN - PARIS-6° • LIT. 79-53 and BAB. 13-03

# THOMSON

met  
à votre  
disposition  
toute une  
gamme de

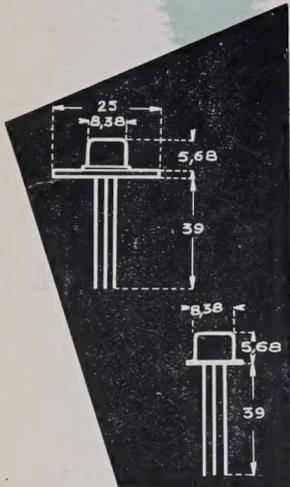


## TRANSISTORS NPN SILICIUM

**HAUTE FRÉQUENCE  
MOYENNE PUISSANCE**

**TYPES 25 T 2 - 26 T 2 - 28 T 2 - 29 T 2**  
(26 T 2 C et 29 T 2 C avec AILETTE)

Ces transistors haute fréquence au silicium sont particulièrement indiqués pour toutes les applications professionnelles aux températures et fréquences élevées (circuits de commutation rapide, calculateurs, amplificateurs vidéo, modulation de fréquence, etc...).



TYPES	25 T 2	26 T 2	28 T 2	29 T 2	UNITÉS
<b>LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION</b>					
Dissipation max. admissible au collecteur sur plaque de cuivre 100 x 100 x 1 mm à 25 °C		2,5		2,5	W
Dissipation max. admissible au collecteur dans l'air sans radiateur à 25 °C	500	500	500	500	mW
Tension max. entre collecteur et base V <sub>CB</sub>	30	60	30	60	V
Courant collecteur max. I <sub>C</sub>	+100	+100	+100	+100	mA
<b>CARACTÉRISTIQUES à 25 °C (V<sub>CB</sub> = 10 V)</b>					
Fréquence de coupure moyenne f <sub>α</sub>	20	20	20	20	MHz
Gain en courant statique limite (I <sub>C</sub> = 10 mA) h <sub>21 E</sub>	20-80	20-80	8-20	8-20	
Gain en courant statique min. (I <sub>C</sub> = 50 mA) h <sub>21 E</sub>	10	10	5	5	
Courant inverse max. pour V <sub>CB</sub> max. (I <sub>E</sub> = 5 mA ; f = 270 Hz) I <sub>CO</sub>	5	5	5	5	μA

### AUTRES FABRICATIONS

Diodes à pointe au germanium et au silicium • Diodes à jonction au silicium  
• Photodiodes au silicium • Éléments

redresseurs de toutes puissances au silicium

• Diodes Zener • Transistors BF - MF - HF et commutation au germanium et au silicium  
• Transistors de puissance • Tétrodes.

## THOMSON-HOUSTON

DÉPARTEMENT SEMICONDUCTEURS  
41, RUE DE L'AMIRAL MOUCHEZ — PARIS - XIII<sup>e</sup>  
TÉL.: PORT-ROYAL 32-74 et 37-00



Agence PUBLIBTEC - DOMENACH