

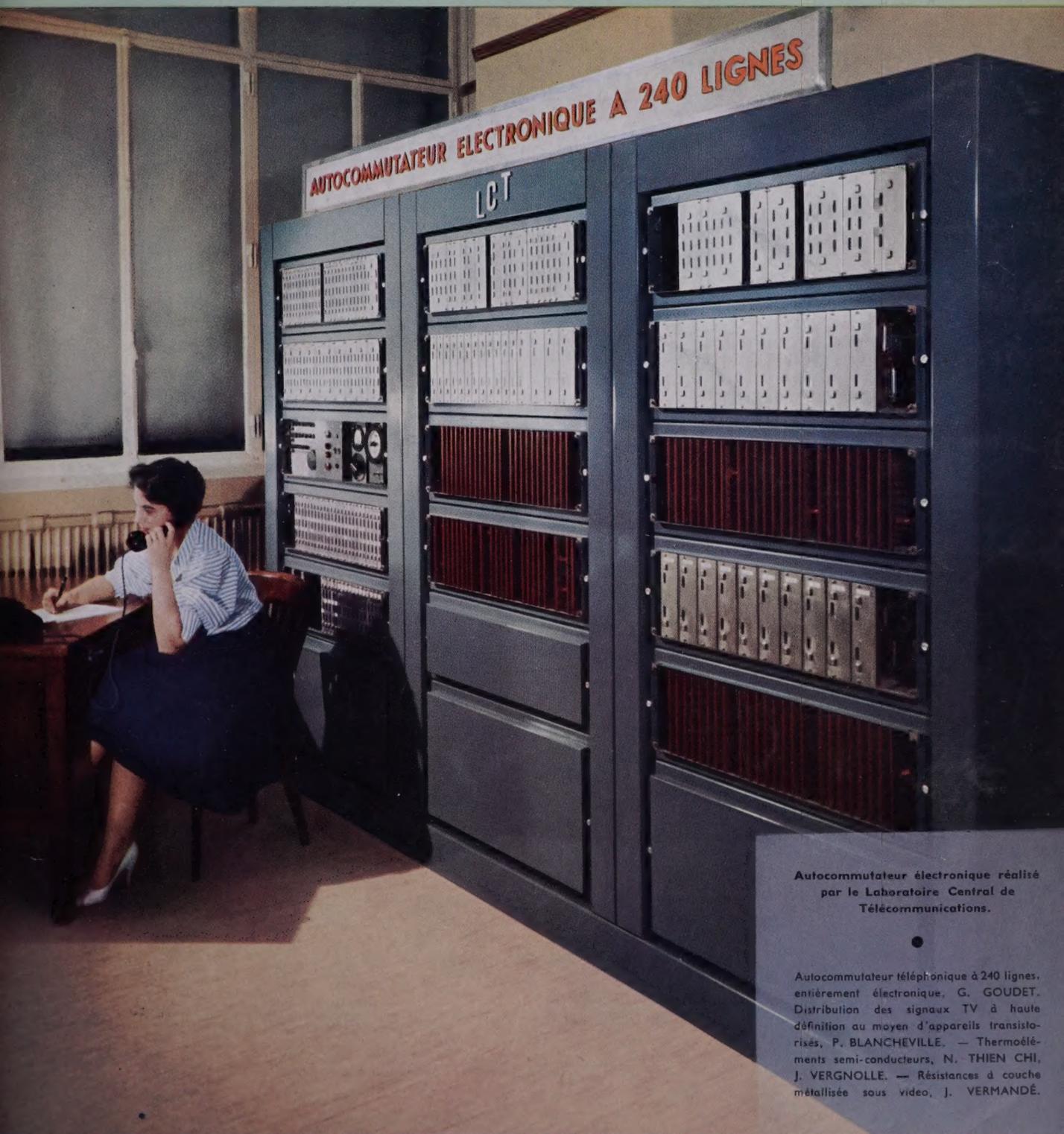
L'ONDE ÉLECTRIQUE

40^e ANNÉE - N° 399

J U I N 1 9 6 0

P R I X : 4 N F

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



Autocommutateur électronique réalisé
par le Laboratoire Central de
Télécommunications.

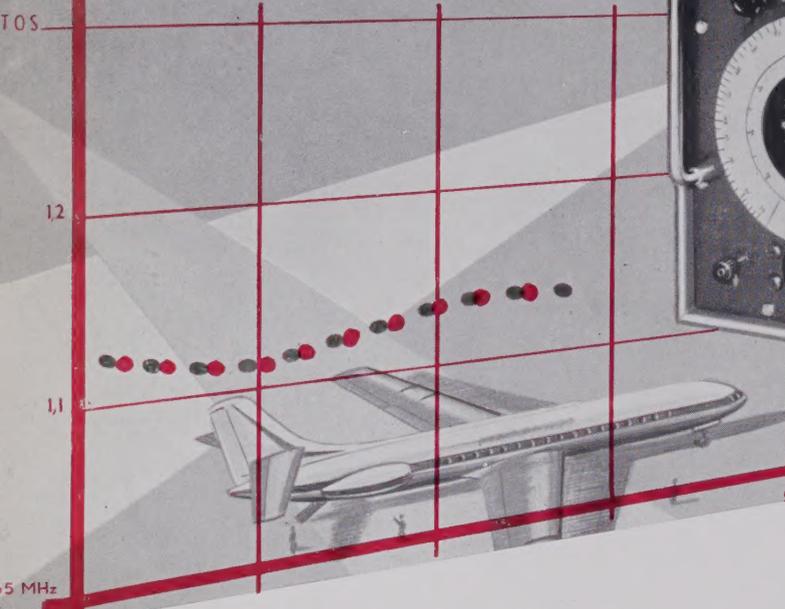
Autocommutateur téléphonique à 240 lignes,
entièrement électronique, G. GOUDET.
Distribution des signaux TV à haute
définition au moyen d'appareils transisto-
risés, P. BLANCHEVILLE. — Thermoélé-
ments semi-conducteurs, N. THIEN CHI,
J. VERGNOLLE. — Résistances à couche
métallisée sous video, J. VERMANDÉ.

VHF
UHF

toutes
les mesures
antenne -
feeder

T O S - M È T R E

T Y P E
T O 2 0 1 A



T Y P E
N T O 1 0 1



RÉFLECTOMÈTRE - WATTMÈTRE

MESURES SUR LE TERRAIN

VHF
UHF

toutes
les mesures
sur les
émetteurs

puissance
et adaptation

T. O. S. MÈTRE TYPE TO 201 A
Oscillateur VHF/UHF incorporé.
Plage de F : 65 MHz à 500 MHz, en 1 seule
gamme à lecture directe.
Impédance nominale de référence : 50 ohms.
Coefficient de réflexion (ρ) à lecture directe :
0 à 1 ($\pm 5\%$)
3 gammes de mesures du T. O. S. : 1 à ∞
1 à 2 - 1 à 1,3 (gamme étalée).
Alimentation : secteur alternatif 40 Hz à 400 Hz.

RÉSISTANCE
DE CHARGE



R. W. MÈTRE TYPE NTO 101
Appareil d'exploitation permettant un réglage
rapide de l'ensemble : Emetteur, Feeder,
Antenne : Réglage du T. O. S.
Mesure de la puissance en VHF et UHF.
Pos d'alimentation, l'appareil est autonome.



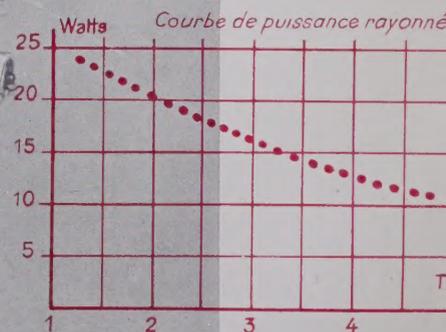
Type S. 602

1° Mesures de Puissance

Plage de F : 75 à 500 MHz
2 gammes : 0 à 7 Watts } Lecture directe
0 à 25 Watts }
Z nominale : 50 ohms
Résistance de charge : type S 601 (5 Watts)
type S 602 (25 Watts)

2° Mesures de TOS

Plage de F d'utilisation : 75 à 500 MHz
Impédance nominale : 50 ohms.
Plage de mesures de TOS : de 1 à ∞
Lecture directe à partir d'une puissance de
3 watts.
Contrôle de modulation : possible par jack
incorporé.



DOCUMENTATION FRANCO SUR DEMANDE
ETS GEFROY & C^{IE} - INGÉNIEUR - DOCTEUR



SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 1.650.000 NF.

18, AV. P.V.-COUTURIER - TRAPPES (S.-&-O.) FRANCE

nouveaux
NUMÉROS de
TÉLÉPHONE

923 - 08-00 (5 lignes groupées)

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XL

JUIN 1960

N° 399

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
Un autocommutateur téléphonique à 240 lignes entièrement électronique	G. GOUDET 427
La distribution des signaux de télévision à haute définition aux moyens d'appareils transistorisés	P. BLANCHEVILLE 440
Les thermoéléments à semi-conducteurs et leurs applications.....	N. THIEN CHI J. VERGNOLLE 450
Les résistances à couche métallique évaporée sous vide. Extension aux pistes pour potentiomètres	J. VERMANDÉ 466
Informations :	
Pièces détachées.....	474
Documentation technique.....	476
Communiqués.....	480
Bibliographie.....	482
Nouveaux membres.....	484
 <u>Sur notre couverture :</u>	
Cet autocommutateur électronique a été réalisé par le LABORATOIRE CENTRAL DE TÉLÉCOMMUNICATIONS dont il assure le service téléphonique intérieur.	
LABORATOIRE CENTRAL DE TÉLÉCOMMUNICATIONS, 46, avenue de Breteuil, PARIS-8 ^e , Tél. SEG. 90.00	

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

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

ÉDITIONS CHIRON

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

Abonnement annuel souscrit directement aux Editions Chiron : France 37 NF — Etranger 41 NF — Ce n° 4 NF

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6^e - 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 Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T., Directeur de la Division systèmes électroniques - 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°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales. Groupe de mathématiques appliquées à la radioélectricité.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. ROBIN
3	Electro-acoustique	M. DIDIER	M. DELY
4	Télévision.	M. ANGEL	MM. BUFFARD R. LEHMANN
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. DE THIEULLOY
6	Electronique.	M. GOUDET	M. CHARLES
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	M. PICQUENDAR
8	Electronique appliquée.	Ingr. GI du G.M. GIBOIN	Mme ANGEL MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. RIVIERE	M. GILBERT

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 radio-électricité, 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

UN AUTOCOMMUTATEUR TÉLÉPHONIQUE A 240 LIGNES ENTIÈREMENT ÉLECTRONIQUE, par G. GOUDET, *Directeur Général du Laboratoire Central de Télécommunications*. *Onde Electrique* de juin 1960 (pages 427 à 439).

Certaines pièces détachées électroniques modernes ont des caractéristiques qui permettent de les utiliser en commutation téléphonique pour remplacer les contacts métalliques actuellement employés dans l'établissement des connexions. En outre, les éléments magnétiques et semi-conducteurs peuvent également être appliqués dans les circuits qui remplissent les fonctions de mémoire et dans ceux qui réalisent les opérations logiques nécessaires à l'établissement des communications. Leur rapidité de fonctionnement permet d'éviter dans une très large mesure la multiplication d'éléments identiques et de réaliser une logique centralisée.

C'est sur ces bases qu'a été conçu l'autocommutateur à 240 lignes entièrement électronique décrit.

Il utilise, comme contacts, des tubes à gaz à cathode froide et il possède des mémoires de ferrite ainsi qu'un circuit logique unique entièrement transistorisé.

Les solutions mises en œuvre peuvent être étendues à un central de plusieurs milliers de lignes.

LA DISTRIBUTION DE SIGNAUX DE TÉLÉVISION A HAUTE DÉFINITION AU MOYEN D'APPAREILS « TRANSISTORISÉS », par P. BLANCHEVILLE, *Ancien Elève de l'École Polytechnique, Ingénieur du Corps des Télécommunications au Service des Études de la R.T.F.* *Onde Electrique* de juin 1960 (pages 440 à 449).

L'auteur expose dans une première partie le rôle des distributeurs dans les chaînes de transmission des programmes de télévision. Il recherche les conditions techniques qu'il convient d'imposer à ces appareils afin de conserver la qualité des signaux et précise les méthodes de mesure correspondantes.

Dans une seconde partie, il rappelle les propriétés fondamentales des transistors et analyse le principe d'un montage réalisé par le Service des Études de la R.T.F. et qui satisfait aux conditions préalablement déterminées.

Enfin il envisage les possibilités actuelles de développement de la technique des appareils utilisant les semi-conducteurs en télévision.

LES THERMOÉLÉMENTS A SEMI-CONDUCTEURS ET LEURS APPLICATIONS, par N. THIEN CHI et J. VERGNOLLE *Centre de Recherches Physico-Chimiques de la Compagnie Générale de T.S.F.* *Onde Electrique* de juin 1960 (pages 450 à 465).

Après avoir rappelé les lois de la thermo-électricité, les auteurs donnent quelques aperçus sur les théories modernes sur les propriétés thermo-électriques des semi-conducteurs, nettement supérieurs aux métaux.

Suit une étude détaillée du thermo-couple, générateur de courant (Effet SEEBECK) ou élément chauffant ou réfrigérant (Effet PELTIER); le parallèle est fait entre théorie et performances pratiques.

Enfin, l'exposé des réalisations des Laboratoires C.S.F. clôt cette monographie sur un sujet d'actualité, promis au plus bel avenir.

LES RÉSISTANCES A COUCHE MÉTALLIQUE ÉVAPO-RÉE SOUS VIDE. EXTENSION AUX PISTES POUR POTENTIOMÈTRES, par J. VERMANDÉ, *Laboratoire Central de Recherches, M.C.B. et Véritable Alter.* *Onde Electrique* de juin 1960 (pages 466 à 473).

Introduction des résistances à couche métallique mince dans le domaine des pièces détachées haute température.

Différents types de couche métallique, couche d'oxydes, couche déposée par évaporation thermique sous vide. Fabrication de ce dernier type; support, contacts, nature de la couche, technique d'évaporation, stabilisation des couches, finition et présentation.

Propriétés comparées des résistances à couche métallique et des autres résistances disponibles sur le Marché, encombrement, stabilité, coefficient de température, de tension, bruit, propriétés HF. Comportement à haute température et aux conditions climatiques. Extension aux pistes des potentiomètres.

SUMMARIES OF THE PAPERS

SEMI-CONDUCTOR THERMO-ELECTRIC ELEMENTS AND THEIR APPLICATIONS, by N. THIEN CHI et J. VERGNOLLE, *Centre de Recherches Physico-Chimiques de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, June 1960 (pages 450 to 465).

After having recalled the loss of thermo-electricity, the writers sketch model theories about these thermo-electric properties of semi-conductors which make them clearly superior to metals.

There follows a detailed account of the thermo-couple as a current generator (SEEBECK effect) or as a heating or cooling element (PELTIER effect); the theory and the practical performance are compared.

Finally the account of the work of the Laboratoires C.S.F. ends this paper on a topical point offering promise of a brighter future.

A 240-LINE ELECTRONIC AUTOSWITCH FOR TELEPHONE CIRCUITS, by G. GOUDET, *Directeur Général du Laboratoire Central de Télécommunications.* Onde Electrique, June 1960 (pages 427 to 439).

Some present-day electronic components have characteristics which enable them to be used in telephonic switching to replace the metal contacts used at present in the setting up of circuits. In addition, magnetic elements and semi-conductors can be used in memory circuits and in circuits using sequential operations to establish connections. Their speed of operation makes it possible to avoid, to a considerable extent, the need for large numbers of identical elements and to provide a central control circuit.

The entirely electronic 240-line switch described was developed on this basis.

It uses cold-cathode tubes as contacts and it has ferrite memory-units with entirely transistorised control.

The examples developed could be extended to meet the needs of an exchange handling several thousand lines.

VACUUM-DEPOSITED METAL-FILM RESISTORS : APPLICATION TO POTENTIOMETER TRACKS, by J. VERMANDÉ, *Laboratoire Central de Recherches, M.C.B. et Véritable Alter.* Onde Electrique, June 1960 (pages 466 to 473).

Introduction of resistors using a thin metallic film into the field of high temperature components.

Different kinds of metallic film : oxide film, film deposited by evaporation in the vacuum and by heat. Manufacture of this latter kind : support, contacts, nature of the film, technique of evaporation, stabilisation of the film, finishing and appearance.

Comparative properties of metal film resistors and other types of resistors available on the market, stability, temperature coefficient, voltage coefficient noise, HF properties. Performance at high temperatures and under climatic conditions. Extension to potentiometer tracks.

THE DISTRIBUTION OF HIGH DEFINITION TELEVISION SIGNALS BY MEANS OF TRANSISTORISED EQUIPMENT, by P. BLANCHEVILLE, *Ancien Élève de l'École Polytechnique, Ingénieur du Corps des Télécommunications au Service des Études de la R.T.F.* Onde Electrique, June 1960 (pages 440 to 449).

In the first part, the author describes the part played by distribution amplifiers in television programme transmission systems. He examines the performance which it is necessary to obtain from such equipment in order to maintain the signal quality and describes the corresponding methods of measurement.

In the second part, the author reviews the basic properties of transistors and analyses the principles of an arrangement devised by the Service des Études de la R.T.F. which meets the previously-determined requirements.

Finally the author deals with the possibilities of development in the design of television equipment using semi-conductors.

UN AUTOCOMMUTATEUR TÉLÉPHONIQUE A 240 LIGNES ENTIÈREMENT ÉLECTRONIQUE

PAR

G. GOUDET

*Directeur Général du Laboratoire Central
de Télécommunications*

1. L'introduction de l'électronique dans la commutation téléphonique

L'évolution des systèmes de commutation électromécanique fait apparaître une tendance à la différentiation de leurs organes constitutifs et conduit à distinguer parmi eux deux catégories :

- les organes dont le rôle est d'établir une connexion entre un abonné appelant et un abonné appelé ; ils constituent le *circuit de parole*,
- ceux dont le rôle est de donner les ordres nécessaires à l'exploitation de ce circuit ; ils constituent le *circuit de commande*.

Ce dernier n'est qu'un calculateur particulier et, à ce titre, il doit comporter d'une part des *mémoires* qui renferment les informations nécessaires sur le passé du système, d'autre part, un *circuit logique* qui, en fonction des données passées et présentes, élabore les ordres à donner au circuit de parole.

Un système de commutation se trouve ainsi divisé en circuit de parole, circuit logique et mémoires.

Au point de vue fonctionnel, ces trois ensembles ont des caractéristiques fort différentes, en particulier si l'on compare le temps minimum que chacun d'eux doit consacrer à une communication entre deux abonnés. Le circuit logique n'intervient essentiellement que dans l'établissement ou le relâchement des connexions. Son action a donc un caractère temporaire et la durée de ses interventions ne dépend que de sa propre vitesse d'opération.

Il n'en est pas ainsi pour certaines mémoires, par exemple pour celles qui enregistrent le numéro d'une ligne appelée. Cet enregistrement dure en effet pendant tout le temps nécessaire à la numérotation ; il ne peut être omis si l'on veut donner

au circuit logique toute la souplesse d'action et la rapidité désirables.

Quant au circuit de parole, on sait que, dans les systèmes électromécaniques, ceux de ses organes qui fournissent un chemin dans une conversation donnée sont occupés pendant toute la durée de celle-ci.

L'analyse précédente permet de comprendre que la rapidité de fonctionnement des pièces détachées électroniques peut être particulièrement bien utilisée dans le circuit logique. Dans son application extrême, elle évite toute duplication d'organes, un circuit logique unique étant mis périodiquement à la disposition de chacun des appels en cours. C'est le principe appelé : *partage dans le temps*.

Naturellement, les pièces détachées électroniques peuvent aussi être introduites avec avantage dans les mémoires, ne serait-ce que pour raison d'homogénéité. Mais ici, il est impossible d'appliquer complètement le principe précédent. De même qu'un central crossbar possède nécessairement un nombre relativement élevé d'enregistreurs électromécaniques, un central électronique doit posséder plusieurs mémoires électroniques pour enregistrer plusieurs appels simultanément en cours.

Pour le circuit de parole, enfin, on peut, compte tenu de l'électronique, envisager non plus un seul type mais trois types différents de solutions [1] :

— la première consiste à conserver des contacts mécaniques en choisissant leur vitesse assez grande et leur puissance de commande assez faible pour qu'ils puissent être associés commodément à un circuit de commande électronique : on obtient ainsi un *système de commutation semi-électronique* [2 et 3].

— la deuxième consiste à utiliser des contacts électroniques suivant les mêmes schémas que des contacts mécaniques. L'établissement d'une connexion s'effectue alors en choisissant dans un réseau complexe de contacts ceux qui permettent d'établir

* Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 16 janvier 1960.

un chemin conducteur entre l'abonné appelant et l'abonné appelé. On a alors un *système de commutation électronique spatiale*. [4].

— la troisième enfin consiste à appliquer dans le circuit de parole même le principe de partage dans le temps tel qu'il est couramment utilisé dans les liaisons multiplex à division dans le temps : des échantillons de chaque signal de conversation sont prélevés périodiquement, les différentes suites obtenues sont entrelacées et enfin le train complexe d'impulsions ainsi constitué est envoyé sur une voie de transmission. On a alors un *système électronique de commutation à division dans le temps* [5].

2. Travaux antérieurs effectués au Laboratoire Central de Télécommunications

On voit donc qu'on peut concevoir plusieurs types de centraux électroniques qui diffèrent essentiellement par l'application plus ou moins étendue que l'on fait du principe de *partage dans le temps*.

L'application intégrale de ce principe conduit à associer un circuit de parole du type à division dans le temps à un circuit logique unique, traitant successivement tous les appels.

Le cas extrême opposé est celui où l'on a un circuit de parole à commutation spatiale et autant de circuits logiques que d'appels à traiter simultanément.

En pratique, le choix entre les diverses solutions a été jusqu'ici fortement influencé par les caractéristiques des pièces détachées disponibles et notamment leur vitesse d'opération qui doit être d'autant plus élevée que l'on désire appliquer dans une plus grande mesure le principe de partage dans le temps.

Ainsi, au Laboratoire Central de Télécommunications, nous avons réalisé en 1951-1952 la maquette d'un central à 100 lignes à division dans le temps et circuit logique unique. Malheureusement, les éléments semi-conducteurs disponibles à l'époque n'ont pas permis d'en tirer une application industrielle.

Par contre, en 1957, nous avons construit pour la Marine Française un autocommutateur à 20 lignes entièrement électronique, du type à commutation spatiale, permettant de traiter deux appels simultanés grâce à deux enregistreurs électroniques identiques.

Dans un tel système, aucun sous-ensemble ne doit obligatoirement opérer en des temps inférieurs à 1 ms, exigence très largement satisfaite par les composants électroniques utilisées, notamment par les diodes à jonction au silicium employées comme points de croisement dans le circuit de parole.

Ce matériel a déjà été décrit [6 et 7]. Il a démontré sa robustesse exceptionnelle et sa sécurité d'emploi dans les conditions d'utilisation très dures rencontrées à bord d'un vaisseau de guerre.

La figure 1 en fournit une vue d'ensemble, dans une version récente qui comporte quelques perfectionnements par rapport à l'équipement primitif,

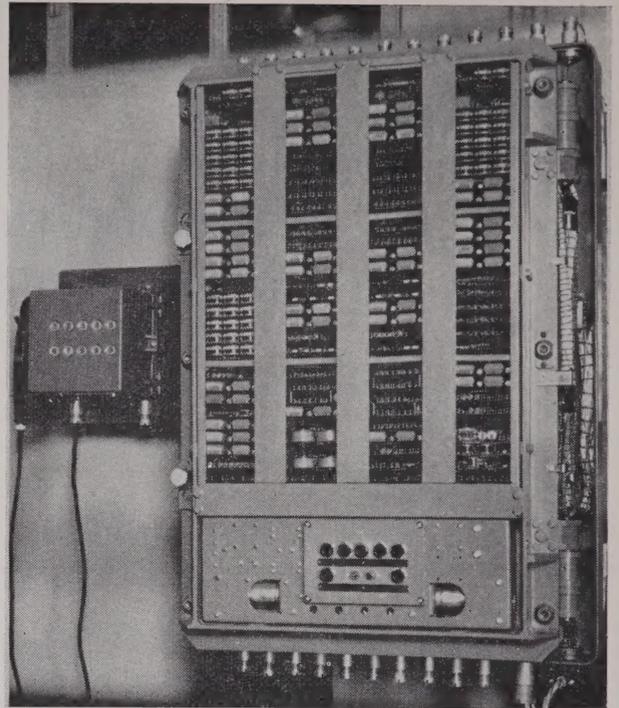


FIG. 1. — Autocommutateur électronique à 20 lignes, vue générale.

en particulier l'introduction d'un poste d'abonné à boutons poussoirs.

On peut dire qu'un tel équipement reproduit sensiblement, avec des moyens électroniques, des solutions qui seraient applicables avec des moyens électromécaniques, l'électronique apportant ici une réduction de volume et de poids ainsi que l'insensibilité aux perturbations mécaniques et climatiques. Il n'applique que dans une faible mesure le principe de *partage dans le temps*, certaines parties du circuit logique étant affectées en permanence à chacune des 20 lignes, d'autres à chacun des deux enregistreurs. Toutefois, ceci était justifié par la très faible capacité de l'équipement. Par contre, la réalisation de centraux de plusieurs milliers de lignes sur ces mêmes bases serait économiquement inadmissible. Elle conduirait en effet à une trop grande multiplicité d'organes identiques alors que les éléments semiconducteurs disponibles actuellement permettent de les grouper en une logique centrale unique.

C'est précisément pour démontrer cette possibilité que nous avons réalisé un autocommutateur à 240 lignes conçu de façon telle que les solutions appliquées puissent être étendues à des bureaux de plusieurs milliers de lignes. C'est cet équipement qui sera maintenant décrit.

3. Description de l'autocommutateur à 240 lignes

3.1. LE CIRCUIT DE PAROLE

3.1.1. Le point de contact

Le circuit de parole utilise comme point de contact électronique une diode à gaz à cathode froide. Cette diode est analogue à un tube qui a été développé

aux Laboratoires BELL [8]. Sa tension d'allumage V_A est environ 170 volts et sa tension de maintien V_m est environ 107 volts. Ce type de point de contact est avantageux pour la commutation par suite de la propriété suivante : si un ensemble de tubes est alimenté en permanence sous une tension V_o comprise entre V_A et V_m , et si on veut allumer l'un d'entre eux, il suffit d'introduire momentanément aux bornes de celui-ci une tension supplémentaire supérieure à $V_A - V_o$. Après disparition de ce marquage momentanément, le tube restera allumé. C'est pourquoi on dit que c'est un point de contact *doué de mémoire*. Cette propriété est essentielle pour permettre le marquage par les fils de ligne et de colonne dans une matrice de tubes. Si elle n'existait pas, le marquage devrait en effet être appliqué de façon permanente. Supposons alors que nous ayons allumé le tube situé à l'intersection de la colonne X_1 et de la ligne Y_1 , puis que nous désirions allumer le tube situé à l'intersection de la colonne X_2 et de la ligne Y_2 . L'application des tensions de marquage à ces dernières provoquera, non seulement l'allumage du tube désiré, mais aussi celui des tubes X_1Y_2 et X_2Y_1 . Au lieu d'établir deux communications distinctes, nous établirons une conférence en quatre.

En outre, la diode à gaz utilisée possède une caractéristique courant/tension dont la pente est négative au voisinage du point de fonctionnement (107 V - 11 mA).

L'impédance dynamique moyenne est celle d'une résistance de -80 ohms et d'une self inductance de 18 mH. On tire évidemment parti de la résistance négative pour compenser l'atténuation inévitable due aux autres éléments constitutifs du circuit de parole.

3.1.2. La structure du circuit de parole

Le circuit de parole est constitué comme l'indique la figure 2. C'est un circuit à 1 fil comportant deux

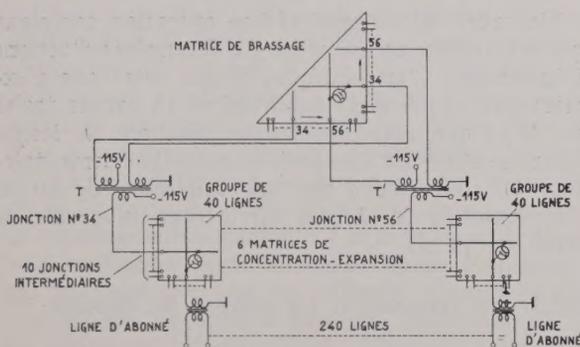


FIG. 2. — Schéma du circuit de parole.

étages de sélection. Dans le premier étage, les lignes sont divisées en 6 groupes de 40 lignes chacun. Chaque groupe dispose d'une matrice rectangulaire comportant 40 rangées de 10 tubes à gaz, soit 400 tubes qui donnent accès à 10 jonctions intermédiaires. Pour les 6 groupes, on a donc un total de 60 jonctions.

Deux quelconques de ces jonctions peuvent être

connectées entre elles grâce à une matrice triangulaire à 60 entrées et 60 sorties comportant

$$\frac{60 \times 59}{2} = 1770 \text{ tubes.}$$

Dans cette matrice, une jonction intermédiaire est couplée à un fil horizontal et à un fil vertical de façon qu'il existe toujours une intersection et une seule entre deux jonctions.

La communication entre deux lignes peut donc être établie en reliant chacune d'elles à une jonction intermédiaire de son groupe et en reliant entre elles les deux jonctions choisies.

Le premier étage remplit ainsi les fonctions de *concentration et expansion* des lignes. Le second étage remplit la fonction de *brassage* des jonctions.

Chaque étage possède son alimentation en courant continu. Dans les matrices de concentration-expansion, les anodes des tubes sont reliées à la masse à travers les fils représentés verticalement figure 2. Les cathodes sont reliées par les fils horizontaux à une alimentation continue de -115 volts.

Dans la matrice de brassage, la nécessité de donner une polarisation déterminée aux fils horizontaux d'une part, aux fils verticaux d'autre part, conduit alors à réaliser un couplage par transformateur entre une jonction donnée et les deux fils qui lui sont associés. C'est ce qui apparaît dans l'exemple des deux jonctions représentées figure 2 où ce couplage est réalisé par les transformateurs T et T' possédant chacun deux secondaires. Les cathodes des tubes sont alors reliées par les fils verticaux à une alimentation à -115 volts tandis que les anodes sont reliées à la masse par les fils horizontaux. Les jonctions sont numérotées dans les sens indiqués sur la figure 2.

Dans ces conditions, on voit que la connexion entre deux jonctions est établie par un tube dont la cathode est nécessairement du côté de la jonction dont le numéro est le plus élevé. Il sera nécessaire de tenir compte de cette loi pour effectuer le marquage dans le sens convenable.

D'après la description précédente, on voit qu'on peut établir 30 communications simultanées; le trafic s'élève à 9 erlangs avec une probabilité de perte de 1 %.

3.2. LE CIRCUIT DE COMMANDE

3.2.1. Fonctions principales du circuit de commande

Les principales fonctions du circuit de commande sont :

a) la surveillance des lignes en vue de détecter tout nouvel abonné appelant.

b) pour chaque appel, l'enregistrement du numéro appelé.

c) la détermination d'un chemin libre entre la ligne appelante et la ligne appelée.

- d) l'établissement de la communication par allumage des trois tubes à gaz choisis.
- e) le relâchement de la communication.

Bien entendu, à ces fonctions principales, s'ajoutent des fonctions accessoires, notamment l'envoi en temps utile des diverses tonalités : tonalité de numérotation, d'occupation, de sonnerie, de retour de sonnerie.

3.2.2. *La surveillance des lignes et celle des enregistreurs*

Le principe du partage dans le temps appliqué à un circuit logique unique conduit naturellement celui-ci à effectuer une exploration périodique des lignes, l'une après l'autre, de façon à détecter un appel après une durée d'attente qui soit imperceptible pour chaque abonné. On peut admettre que la durée nécessaire à l'abonné pour prendre le combiné est supérieure à une demi seconde. Nous avons pris 528 millisecondes comme période entre deux explorations d'une même ligne. La durée qui s'écoule entre deux explorations de lignes consécutives est donc $\frac{528}{240} = 2,2 \text{ ms}$ (fig. 3.a). Ceci concerne la détection des nouveaux appels. Mais il faut remarquer que la situation est différente dès l'instant où un abonné appelant commence la numérotation et elle dépend naturellement du type de signaux utilisés pour cette fonction.

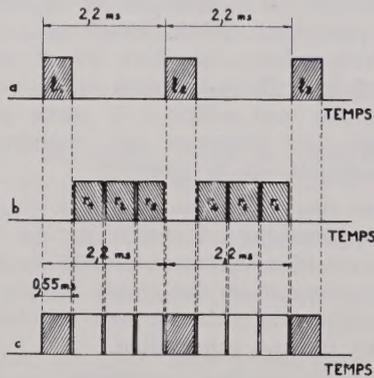


FIG. 3. — a) exploration de lignes, b) exploration d'enregistreurs, c) exploration de lignes et d'enregistreurs.

Or, nous avons estimé que, sauf raison particulière résultant de l'emploi de l'électronique, il n'était pas désirable de modifier le poste d'abonné classique. Ceci nous a conduits à conserver le cadran habituel qui produit des impulsions de courant de 33 ms toutes les 100 ms. Pour enregistrer ces impulsions, il est nécessaire de faire au moins une exploration de ligne en 33 ms, pendant la phase de numérotation et d'enregistrer le résultat obtenu. A cet effet, une ligne reconnue appelante est mise en relation avec un enregistreur constitué par une rangée de tores de ferrite.

Cet enregistreur étant un organe extrêmement

simple, il ne s'impose nullement de le libérer dès la fin de la numérotation afin de le mettre au service d'autres appels. Au contraire, il y a un avantage à le laisser affecté à une ligne appelante pendant toute la durée d'une conversation en rassemblant dans cet élément toutes les informations concernant celle-ci. Cette disposition facilite la supervision et notamment le relâchement. C'est pourquoi l'équipement comporte un nombre d'enregistreurs égal au nombre de conversations simultanées possibles, c'est-à-dire 30. Ces enregistreurs sont explorés périodiquement. D'après ce qui précède, on doit consacrer moins de $\frac{33}{30} \text{ ms} = 1,1 \text{ ms}$ à explorer chacun d'eux.

Pendant une période de surveillance des lignes, soit 2,2 ms, il faut donc explorer plus de 2 enregistreurs. Nous avons choisi la valeur 3 ce qui conduit à entrelacer une exploration de ligne et trois explorations d'enregistreurs (fig. 3.b). La durée de chacune est alors $2,2 \text{ ms} : 4 = 0,55 \text{ ms}$ (fig. 3.c). Pendant cette durée, il y a non seulement reconnaissance par le circuit logique de l'état de l'organe exploré, mais encore exécution d'ordres en vue de faire évoluer le système dans le sens désirable.

A titre d'exemple, nous citerons :

- ordre de recherche d'une jonction libre,
- ordre de tester l'abonné appelé,
- ordre d'allumage ou d'extinction d'un tube à gaz, etc.

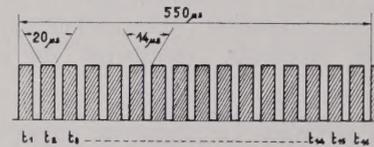


FIG. 4. — Impulsions de temps.

Un ordre est en général une opération complexe qui se subdivise en une séquence déterminée d'actions élémentaires. C'est pourquoi chaque intervalle d'exploration est lui-même subdivisé en 16 parties égales de 34 μs que nous appellerons *positions de temps*. Chacune d'elles est consacrée à une action élémentaire (fig. 4), commandée par une impulsion de 20 μs , dite *impulsion de temps*, suivie d'un intervalle de repos de 14 μs .

3.2.3. *Le rythmeur et les matrices de décodage*

Ce qui précède permet de comprendre que le fonctionnement de tout le circuit de commande soit synchronisé par une horloge centrale qui fonctionne en permanence, le *rythmeur*. Celui-ci est représenté schématiquement figure 5.

Il comporte un oscillateur de fréquence 29 kHz (période 34 μs) fournissant un signal sinusoïdal qui est utilisé pour fournir les impulsions de temps. Celles-ci sont enregistrées en code binaire dans un ensemble de 4 basculeurs montés en compteur qui fournit des nombres compris entre 0 et 15. Ce comp-

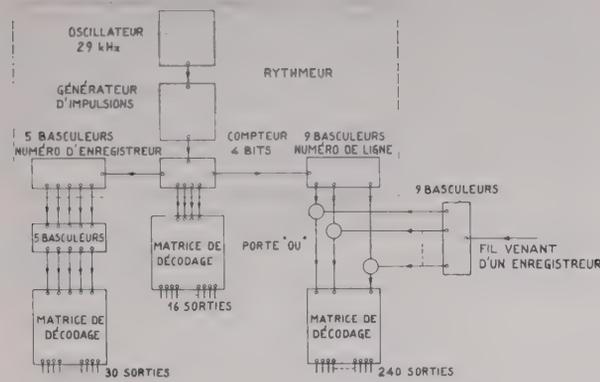


Fig. 5. — Le rythmeur et ses matrices associées.

teur est relié à deux ensembles de basculeurs également montés en compteurs. Dans le premier apparaissent successivement les numéros des diverses lignes, à la cadence d'exploration indiquée figure 3.c. Un numéro de ligne comporte 3 chiffres décimaux : le premier désigne le numéro du groupe (1 à 6), le second et le troisième désignant le numéro individuel de la ligne dans le groupe (00 à 39). Chaque chiffre décimal est codé séparément en binaire. On a donc :

- 3 chiffres binaires pour le numéro de groupe (1 à 6),
- 2 chiffres binaires pour le chiffre des dizaines de la ligne (0 à 3),
- 4 chiffres binaires pour le chiffre des unités de la ligne (0 à 9),

soit au total 9 chiffres binaires.

Dans le second compteur apparaissent successivement les numéros des enregistreurs (01 à 30), en respectant également la cadence d'exploration indiquée figure 3.c. Ici le nombre est globalement traduit en binaire. On a donc besoin d'une capacité de 5 chiffres binaires.

Chacun des trois compteurs précédents (compteur d'impulsions de temps, compteur de ligne, compteur d'enregistreur) est relié à une matrice de décodage à diodes qui a autant de fils de sortie qu'il y a d'éléments à compter. La désignation d'une ligne ou d'un enregistreur à explorer pendant un intervalle de 0,55 ms déterminé se fait donc par marquage du fil de sortie qui porte son numéro dans la matrice de décodage correspondante. Les impulsions de temps sont traitées de façon analogue : grâce à la matrice de décodage qui leur est affectée, chacune d'elles t_1, \dots, t_{16} est envoyée à l'instant voulu sur un fil de sortie qui lui est propre.

Par ce fil, elle va ensuite commander l'ouverture d'un certain nombre de portes à diodes du circuit logique de façon à provoquer l'exécution d'une action élémentaire qui dépend d'un numéro d'ordre affiché par ailleurs.

3.2.4. L'explorateur de lignes

L'explorateur de lignes a pour premier rôle d'examiner si la ligne explorée est ouverte ou fermée. Il se compose essentiellement de trois parties :

— la matrice de décodage du numéro de ligne, indiquée au paragraphe précédent ;

les circuits individuels de ligne permettant de tester chaque ligne pour recueillir l'information cherchée ;

— un basculeur *état de ligne* dans lequel s'inscrit à chaque exploration d'une ligne l'information *ligne ouverte* ou *ligne fermée* fournie par le test de celle-ci.

Compte tenu du nombre assez élevé des lignes, le décodage a été fait en plusieurs étages (fig. 6).

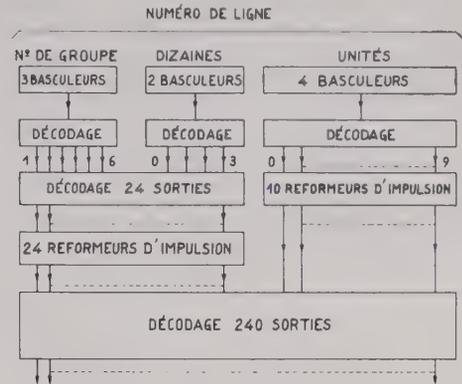


Fig. 6. — Matrice de décodage de l'explorateur de lignes.

Le circuit individuel de test affecté à une ligne d'abonné est représenté figure 7. La fermeture de la boucle de ligne fait apparaître une différence de

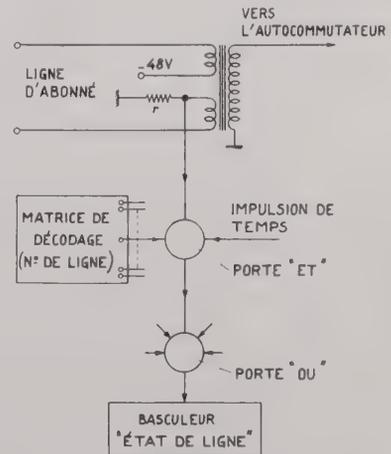


Fig. 7. — Circuit de ligne de l'explorateur de lignes.

potentiel V aux bornes de la résistance r . Une porte « et » à diodes reçoit cette information, ainsi que le signal de marquage de la ligne. Elle laisse passer une impulsion de temps dans le cas seulement où la ligne est marquée et fermée. Cette impulsion place alors le basculeur *état de ligne* dans la position 1. Ce basculeur est commun à toutes les lignes. C'est pourquoi il est attaqué à travers un ensemble de portes « ou ». Il est remis à zéro par une impulsion de temps au début de chaque exploration.

3.2.5. Mémoire de lignes occupées

Magasin provisoire

Il est bien évident que les organes précédemment décrits ne suffisent pas à identifier les nouveaux appels. En effet, pour qu'une ligne puisse être reconnue comme nouvellement appelante, il faut non seulement qu'elle se révèle fermée lors d'une exploration, mais encore qu'elle ait été libre à l'exploration précédente. Il faut donc faire appel à une mémoire dans laquelle on enregistre l'état d'occupation des lignes. C'est la mémoire de lignes occupées. Elle est constituée de 240 tores de ferrite, un par ligne, disposés selon une matrice rectangulaire de 16 x 15.

L'adresse du tore sur lequel il faut effectuer soit une inscription, soit une lecture est affichée dans un ensemble de 9 basculeurs reliés aux basculeurs de ligne du rythmeur. Par raison d'économie cette adresse est décodée en plusieurs étages comprenant 4 matrices de diodes suivies par deux sous-matrices de tores de ferrite (fig. 8).

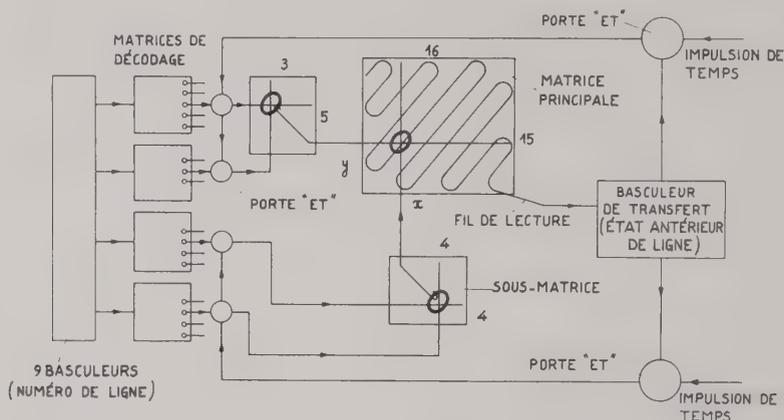


FIG. 8. — Mémoire de lignes occupées.

Lors de la lecture d'un tore, son contenu est transféré dans le basculeur état antérieur de ligne où il est utilisé. En effet, l'information contenue dans cet organe est dirigée vers une porte « et » qui est également reliée au basculeur état de ligne.

C'est seulement lorsqu'on a simultanément 0 (ligne libre à l'exploration précédente) dans le premier basculeur et 1 (ligne fermée) dans le second qu'une impulsion de temps peut passer et placer dans la position 1 un troisième basculeur nommé nouvelle ligne appelante. Quand ce basculeur est dans la position 1, une impulsion de temps provoque le transfert de numéro de ligne affiché dans un nouvel ensemble de 9 basculeurs appelé magasin provisoire où ce numéro reste affiché en attendant qu'une exploration d'enregistreur révèle un enregistreur libre. Naturellement on a prévu les moyens usuels d'inscription ou de réinscription, après lecture, dans la matrice principale à tores de ferrite.

3.2.6. Enregistreurs — Mémoire d'état des appels

Une nouvelle ligne étant identifiée comme appelante, la première opération à exécuter est en effet

de lui attribuer un enregistreur. Comme nous l'avons indiqué, un enregistreur est uniquement constitué par une rangée de tores de ferrite en nombre suffisant pour conserver tous les éléments d'information utiles à l'établissement, la supervision et le relâchement d'une conversation.

Un enregistreur est destiné à contenir :

- le numéro de l'abonné appelant 9 chiffres binaires
- le numéro de l'abonné appelé 9 chiffres binaires
- le chiffre des unités de la jonction reliée à l'abonné appelant 4 chiffres binaires

(On n'a pas besoin du chiffre des dizaines ; en effet, chaque groupe possédant 10 jonctions, le chiffre des dizaines est identique au numéro de groupe de la ligne appelante).

- le chiffre des unités de la jonction reliée à l'abonné appelé 4 chiffres binaires

- le numéro de l'ordre qui doit être exécuté par le circuit logique (Il y a au total 38 ordres) 6 chiffres binaires
 - la position d'un compteur de durée utilisé pour les temporisations et les contrôles de temps 3 chiffres binaires
 - l'état de la ligne de l'abonné appelant ou appelé, lors de la dernière exploration 1 chiffre binaire
 - la notification qu'un train de numérotation était en cours lors de la dernière exploration 1 chiffre binaire
- Total 37 chiffres binaires

Pour permettre d'éventuels perfectionnements après expérience ultérieure, nous avons prévu 40 tores. Les 30 enregistreurs forment donc une matrice rectangulaire de 30 sur 40 qui possède naturellement les moyens usuels de lecture et d'inscription. L'ensemble est appelé mémoire d'état des appels, schématisée figure 9.

On voit que les 40 tores d'un même enregistreur sont traversés par un fil horizontal qui vient de l'explorateur d'enregistreurs c'est-à-dire de la matrice

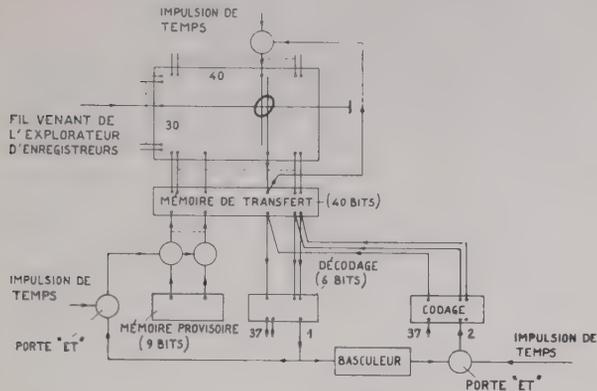


FIG. 9. — Mémoire d'état des appels.

de décodage à 30 sorties de la figure 5. Une impulsion de temps est envoyée sur ce fil au début de chaque exploration. Elle provoque la lecture, c'est-à-dire le transfert de l'information dans un ensemble de 40 basculeurs, appelé *mémoire de transfert*, où elle sera utilisée. Les opérations à exécuter dépendent essentiellement du numéro d'ordre inscrit. C'est pourquoi les 6 basculeurs d'ordre sont reliés à une matrice de décodage à 37 sorties, une par ordre. Il y a en réalité 38 ordres, mais, le premier de tous, dit *ordre 0* est l'ordre de détection d'appel et nous avons vu qu'il est exécuté au début de chaque exploration de ligne, sans faire intervenir d'enregistreur.

Un enregistreur libre est caractérisé par la présence du numéro d'ordre 1 *prise d'enregistreur*. La tension de marquage qui apparaît alors sur le fil d'ordre correspondant permet à une impulsion de temps d'ouvrir des portes qui relient le magasin provisoire où un numéro de ligne nouvellement appelante est conservé, aux neuf premiers basculeurs de la mémoire de transfert. Le numéro y est ainsi affiché.

Il faut alors se préoccuper de remplacer dans la mémoire de transfert le numéro d'ordre 1 par le numéro d'ordre 2. A cet effet, on utilise d'abord une impulsion de temps pour effacer l'ordre inscrit. Puis on fait intervenir une matrice de codage à 37 entrées et 6 sorties reliées aux basculeurs d'ordre. Le fil de sortie 1 de la matrice de décodage d'ordres est relié au fil d'entrée 2 de la matrice de codage, par l'intermédiaire d'un basculeur et d'une porte « et ». Une impulsion de temps traverse cette porte quand le fil d'ordre 1 est marqué et elle provoque l'inscription du numéro d'ordre 2. Une procédure analogue est utilisée pour toutes les successions d'ordres que leurs numéros soient consécutifs ou non.

L'action suivante consiste à marquer en sens inverse le fil horizontal et à agir, par une impulsion de temps, sur les portes d'entrée de la matrice de façon à provoquer la recopie du contenu de la mémoire de transfert dans l'enregistreur qui, contenant alors le numéro d'ordre 2 et le numéro de la ligne

appelante, est dès lors réservé à l'appel effectué par cette ligne.

A chaque exploration ultérieure de l'enregistreur, le numéro de ligne appelante est reproduit dans un ensemble de 9 basculeurs d'entrée de l'explorateur de lignes. Ceux-ci qui sont distincts des basculeurs de ligne du rythmeur sont représentés à droite dans la figure 5. C'est par leur intermédiaire que la ligne est alors testée à chaque exploration de l'enregistreur, c'est-à-dire toutes les 22 ms.

3.2.7. Mémoire de jonctions occupées Distributeur de priorité

L'ordre suivant (n° 2) est la recherche d'une jonction libre dans le groupe de l'abonné appelant. Celle-ci est effectuée grâce à une troisième mémoire à tores de ferrite : la *mémoire de jonctions occupées*.

Elle est composée d'une matrice de 6×10 tores, une rangée de 10 tores étant affectée à chaque groupe de 10 jonctions et elle possède des organes de lecture et d'inscription analogues à ceux des mémoires précédentes.

Dans la figure 10 on remarque essentiellement :

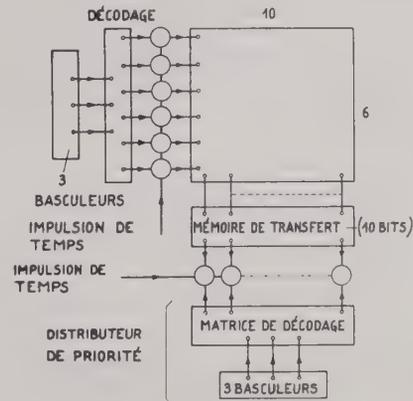


FIG. 10. — Mémoire de jonctions occupées et distributeur de priorité.

- un ensemble de 3 basculeurs dans lequel l'ordre n° 2 provoque l'affichage du groupe à explorer.
- une matrice de décodage qui permet de marquer la rangée de tores correspondante.
- une mémoire de transfert, comprenant 10 basculeurs.

Au début d'une exploration, une impulsion de temps entraîne la lecture de la ligne marquée par la matrice de décodage. Le contenu de cette ligne passe alors dans la mémoire de transfert. Il convient alors de faire un choix parmi les jonctions libres en évitant de manifester une préférence systématique qui produirait une surcharge de certains des tubes à gaz.

Ce choix est effectué à l'aide du distributeur de priorité représenté dans la partie inférieure de la figure 10. C'est simplement un compteur à 4 bits qui avance d'une unité au début de chaque exploration, c'est-à-dire toutes les 550 μ s et affiche un

nombre compris entre 0 et 9, désignant ainsi une jonction préférée. Le numéro ainsi affiché est décodé par une matrice à 10 sorties, reliées à des portes « et » auxquelles aboutissent également les 10 sorties de la mémoire de transfert. Si une jonction est à la fois préférée et libre, la porte correspondante laisse passer une impulsion de temps qui provoque l'affichage de son numéro dans l'enregistreur. Si la jonction pressentie n'est pas libre, un dispositif de couplage entre les basculeurs a pour effet de pressentir la suivante et ainsi de suite jusqu'à la première jonction libre.

Une jonction étant ainsi choisie, on la marque occupée dans la mémoire de transfert puis on recopie cette information dans la matrice des jonctions occupées, on remet à zéro les basculeurs de la mémoire de transfert et on marque l'ordre 3 dans l'enregistreur.

3.2.8. Marqueur I

A partir de cet instant, l'enregistreur affecté à la conversation considérée possède toutes les informations voulues pour relier la ligne appelante à une jonction déterminée en allumant le tube à gaz situé à leur intersection dans une des matrices de concentration-expansion. C'est le rôle du marqueur I auquel l'ordre 3 s'adresse précisément.

Le schéma d'ensemble du marqueur I est représenté figure 11. On y a indiqué les basculeurs de ligne

Puis intervient le basculeur *ordre* qui provoque le décodage de ces numéros et, par conséquent, le marquage proprement dit de la ligne et de la jonction en vue de l'allumage du tube approprié.

Certaines précautions ont été prises dans le marquage. Elles sont décrites en Appendice.

Le résultat du marquage est contrôlé, en exécution de l'ordre 4, par un dispositif de *détection d'allumage* qui envoie un ordre *fin de marquage* remettant à zéro tous les basculeurs du marqueur. Si ce signal n'est pas apparu au bout de 20 ms un dispositif de temporisation ramène à zéro le basculeur résultat ce qui signifie que le marquage a échoué. On procède dans ce cas à la recherche d'une nouvelle jonction libre en vue d'effectuer le marquage sur un autre tube. Cette opération est répétée jusqu'à ce qu'un résultat satisfaisant soit atteint.

3.2.9. Le marqueur II et les générateurs de tonalité

Le marqueur I ayant effectué son travail, l'abonné appelant est relié à une jonction et le compteur d'ordre est mis dans la position 5. Dans celle-ci, un nouveau marqueur, le marqueur II, reçoit l'ordre de relier la jonction au générateur de tonalité de numérotation.

L'autocommutateur possède quatre générateurs de tonalité : numérotation, occupation, sonnerie, retour de sonnerie. Ceux-ci sont connectés aux 60 jonctions

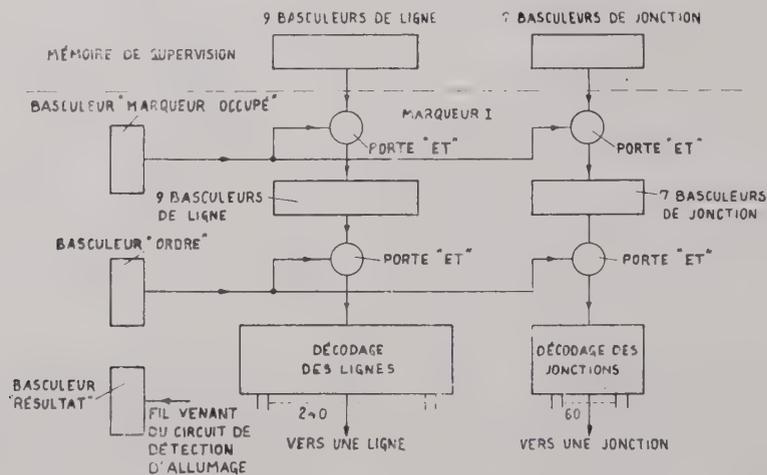


FIG. 11. — Marqueur I.

et de jonction de la mémoire d'état des appels. Les numéros qui y sont affichés sont d'abord recopiés dans des basculeurs propres au marqueur. Par suite de la durée du marquage qui est en général 20 ms, mais peut être plus longue car il est prévu un marquage répété en cas de défaillance d'un ou plusieurs tubes à gaz, les basculeurs d'entrée sont protégés par des portes « et » placées sous le contrôle du basculeur *occupation* qui ne laisse passer les signaux qu'en cas de liberté du marqueur.

grâce à une matrice auxiliaire de $60 \times 4 = 240$ tubes à gaz. Dans cette matrice les 60 fils verticaux sont ceux de la matrice de brassage et les 4 fils horizontaux sont propres aux générateurs. Pour permettre l'allumage éventuel de plusieurs tubes de la même ligne, chaque tube est placé en série avec une résistance qui limite le courant qu'il débite.

Le marqueur II a une construction et un mode de fonctionnement analogues à ceux du marqueur I. Il est prévu notamment un contrôle d'allumage qui

est exécuté en suivant l'ordre 6. Ce contrôle effectué, le compteur d'ordre est placé à la position 7.

3.2.10. *Le marqueur III*

Dès que l'abonné appelant produit une coupure de son courant de ligne parce qu'il commence à numéroter, l'affichage de l'ordre 7 amène l'intervention d'un dernier marqueur, le marqueur III, analogue aux précédents. Il provoque l'extinction du tube par abaissement momentané de la tension appliquée à la valeur de 90 volts.

3.2.11. *La réception de la numérotation*

La réception de la numérotation est basée sur la détection des interruptions du courant de ligne. Elle repose sur la comparaison à chaque exploration d'enregistreurs entre le basculeur *état de ligne* et le basculeur de transfert associé au tore de l'enregistreur dans lequel on a enregistré l'état de la ligne lors de l'exploration précédente.

Les impulsions de courant sont enregistrées dans les basculeurs d'abonné appelé, réservés à cet effet.

Les numéros d'ordre 8, 9, 10 correspondent respectivement à l'enregistrement des chiffres des centaines, des dizaines et des unités.

Dans chaque cas, on vérifie à l'aide d'un compteur de durée la longueur des impulsions de chaque train et celle de l'intervalle qui sépare 2 trains. A l'aide de ce compteur, on provoque également le relâchement en cas de numérotation incomplète.

3.2.12. *Test de l'abonné appelé*

Cette opération fait l'objet de l'ordre 11.

Le numéro de la ligne appelée est transféré dans les basculeurs d'entrée de la mémoire de lignes occupées qui permet de connaître son état d'occupation. Si elle est trouvée libre, le circuit logique la porte occupée et place le compteur d'ordres à 14. Si elle est occupée, le circuit logique place le compteur d'ordre à 12 et efface le numéro de l'abonné appelé de l'enregistreur de manière à éviter de couper lors du relâchement de l'appelant, la conversation dans laquelle il est engagé par ailleurs.

3.2.13. *Les ordres suivants*

Nous avons décrit en détail les premiers ordres parce qu'ils nous ont donné l'occasion de présenter les diverses parties constitutives de l'autocommutateur. Pour les ordres suivants nous nous bornerons en général à citer leur objet sans commentaire.

Ordre 12 : appel du marqueur II pour relier au générateur de tonalité d'occupation la jonction appelée *J*.

Ordre 13 : contrôle de l'ordre 12.

Ordre 14 : recherche d'une jonction libre *J'* dans le groupe de la ligne appelée *L'*.

Ordre 15 : appel du marqueur I pour relier *J'* à *L'*.

Ordre 16 : contrôle de l'ordre 15.

Ordre 17 : appel du marqueur II pour envoyer sur *J'* la tonalité de sonnerie.

Ordre 18 : contrôle de l'ordre 17.

Ordre 19 : appel du marqueur II pour envoyer sur *J* la tonalité de retour de sonnerie.

Ordre 20 : contrôle de l'ordre 19.

Ordre 21 : détermination de l'instant où l'abonné appelé décroche.

Ordre 22 : appel du marqueur III pour relâcher la liaison *J'*-sonnerie.

Ordre 23 : appel du marqueur III pour relâcher la liaison *J*-retour de sonnerie.

Ordre 24 : appel du marqueur II pour relier *J* et *J'*.

Le marqueur II est en effet chargé d'allumer les tubes dans la matrice de brassage en marquant un fil vertical et un fil horizontal de celle-ci. On a vu que, dans cette opération, il convient de marquer positivement la jonction qui a le numéro le plus bas. Il est donc nécessaire d'effectuer une comparaison entre les numéros des deux jonctions. Cette fonction est remplie par l'*ordinateur* qui est un ensemble de 7 matrices de décodage associées à des portes à diodes. Il effectue la comparaison bit par bit en commençant par celui de rang le plus élevé.

Ordre 25 : contrôle de l'ordre 24.

Ordre 26 : surveillance de la conversation.

Dès que l'abonné appelé a décroché, le circuit logique procède à la surveillance alternée des deux lignes, consacrant à chacune d'elles une exploration d'enregistreur sur deux. Ceci permet de provoquer le relâchement par l'un ou l'autre des deux correspondants.

Ordres 27 à 30 : opérations de relâchement à l'aide du marqueur III.

Ordres 31 et 32 : connexion au réseau public.

Ordres 33 à 36 : marquage répété, en cas de défaut d'allumage d'un des tubes.

Ordre 37 : envoi de la tonalité *retour de sonnerie* à un abonné appelant l'opératrice.

On voit que l'établissement d'une conversation exige l'exécution de 25 ordres, soit une durée totale de $22 \text{ ms} \times 25 = 550 \text{ ms}$.

Le relâchement s'effectue au bout de 4 ordres représentant une durée de $22 \text{ ms} \times 4 = 88 \text{ ms}$.

On remarquera dans ce qui précède que le marquage des tubes à gaz a été effectué étage par étage alors qu'on aurait pu imaginer un marquage par les extrémités effectué sur un ensemble de trois étages distincts. Nous avons choisi la première solution parce qu'elle seule nous a paru donner une sécurité de fonctionnement suffisante, compte tenu de la dispersion des caractéristiques des tubes à gaz et de leur évolution au cours du temps.

3.3. SCHÉMA D'ENSEMBLE

Les divers sous-ensembles qui ont été décrits ci-dessus sont rassemblés dans le schéma fonctionnel de la figure 12. Les divers éléments du circuit de parole sont visibles dans la partie supérieure. On

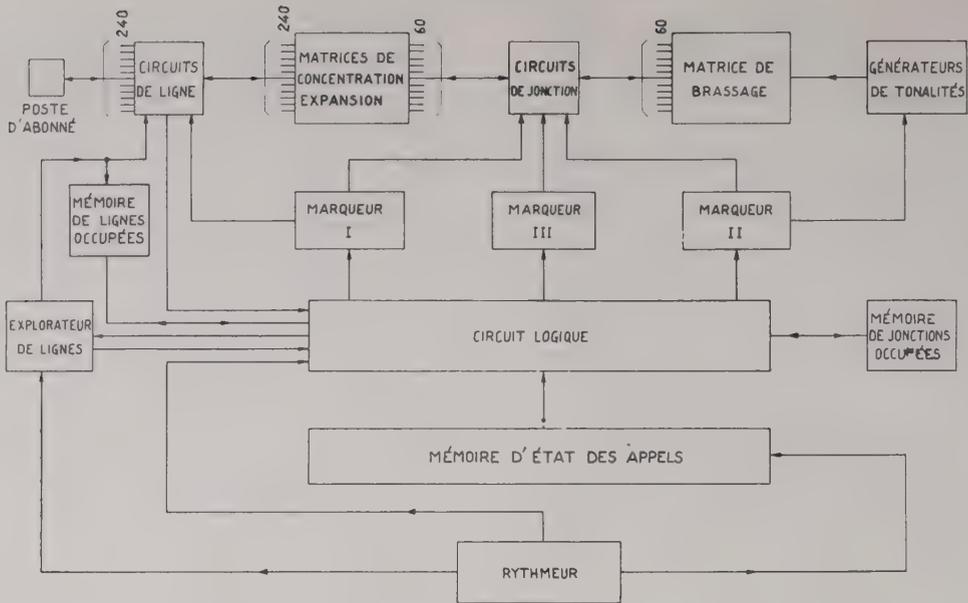


FIG. 12. — Schéma d'ensemble.

remarque la position centrale occupée par le circuit logique qui reçoit des informations du rythmeur, des diverses mémoires, ainsi que de l'explorateur de lignes, et donne des ordres aux marqueurs I, II et III.

3.4. LE POSTE TÉLÉPHONIQUE

Le poste utilisé comporte un dispositif de sonnerie original. Les signaux sonores sont produits par une capsule d'écouteur téléphonique excitée par un amplificateur à un transistor. Ils comportent des trains de 0,5 seconde de deux notes musicales alternées 10 fois par seconde et de fréquences respectives 1 000 Hz et 1 600 Hz. Un circuit intégrateur comportant un transistor fournit une protection contre les bruits de ligne.

3.5. RACCORDEMENT AU RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE PUBLIC

Trois ordres sont affectés à la connexion des abonnés au réseau téléphonique public. Celle-ci n'est pas automatique. Un abonné qui désire le réseau public doit donc se signaler à une opératrice. Il obtient ce résultat en composant le 0 sur son cadran après avoir décroché. Le processus selon lequel agit le circuit de commande est donc le même que dans le cas d'un appel intérieur jusqu'à la numérotation.

Les appels venant de l'extérieur sont traités directement par l'opératrice qui déconnecte l'abonné demandé de l'autocommutateur lorsqu'elle enfiche son jack et en même temps le signale occupé.

Le processus de connexion au réseau public faisant intervenir une opératrice a été adopté à cause du caractère expérimental de l'équipement dont il serait prématuré de demander l'homologation officielle.

3.6. TECHNOLOGIE

L'ensemble des circuits est réparti dans trois baies accolées formant un meuble dont les dimensions



FIG. 13. — Autocommutateur électronique à 240 lignes : vue d'ensemble.

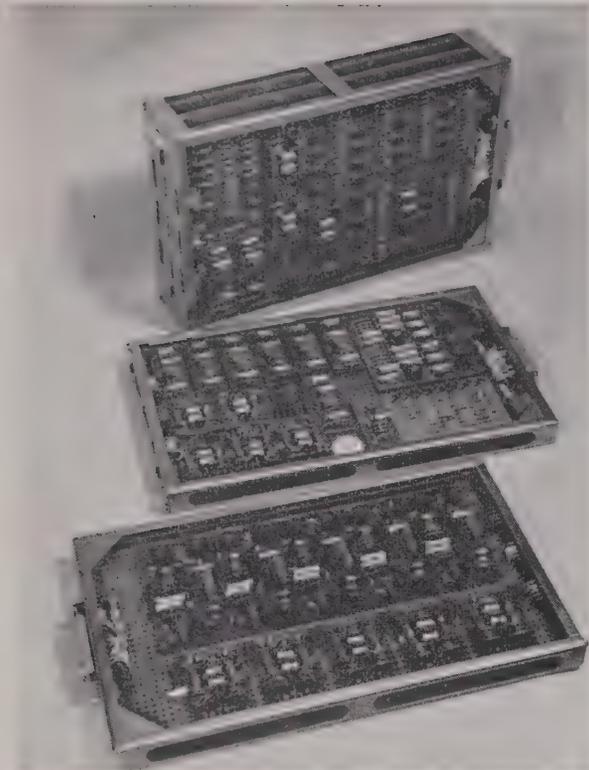


FIG. 14

hors tout sont : hauteur 2 mètres, largeur 3,4 mètres, profondeur 0,40 mètre (fig. 13).

Chacune de ces baies contient six coffrets, et à l'intérieur de ceux-ci des cartes de dimensions

approximatives 20×30 cm disposées verticalement supportant les circuits fonctionnels élémentaires (fig. 14). Sur ces cartes, le câblage est du type classique, sauf en ce qui concerne celles qui supportent les tubes à gaz où les connexions sont en circuits imprimés répartis sur les deux faces (fig. 15).

Toutes les cartes sont interconnectées entre elles par un câblage fixé aux baies, le raccordement entre les cartes et ce câblage étant assuré par des connecteurs à enfichage.

La technique du câblage imprimé a été utilisée pour tous les circuits existant en un nombre d'exemplaires d'au moins plusieurs dizaines.

La répartition des différents circuits dans les baies et les coffrets est la suivante :

— une baie contient les circuits concernant les lignes d'abonné : les circuits de ligne, les tubes à gaz des groupes de concentration ainsi que le marqueur N° 1 (connectant les lignes aux jonctions), la mémoire de lignes occupées et l'explorateur de lignes,

— la seconde baie renferme les circuits relatifs aux jonctions : circuits de jonction, tubes à gaz de la matrice de brassage, marqueur II (qui effectue les liaisons entre jonctions), marqueur III (de relâchement), générateurs de tonalité.

— enfin dans la troisième baie se trouvent les principaux éléments du circuit de commande : le circuit logique qui occupe un coffret entier, la mémoire d'état des appels, la mémoire de jonctions occupées, et le rythmeur.

Deux coffrets de cette baie sont occupés par les circuits nécessités par le raccordement au réseau public.

Les alimentations qui empruntent leur énergie au réseau à 50 Hz triphasé occupent deux coffrets situés respectivement dans la première et la troisième baie. L'énergie totale prise au réseau est de 1 kW.

3.7. QUELQUES DONNÉES NUMÉRIQUES

Quelques données numériques sont rassemblées ci-dessous :

— perte totale de poste à poste (300 à 3 000 Hz) inférieure à 2 dB.

— diaphonie : inférieure à - 70 dB

— bruit : non mesurable

— consommation totale : 1 kVA

— trafic avec une probabilité de perte de 1 % : 9 erlangs

— nombre total de diodes (°) : 7 000

— nombre total de transistors (°) : 1 500

— nombre total de tores de ferrite (°) : 1 300

(°) Sans compter les circuits de raccordement au réseau public.

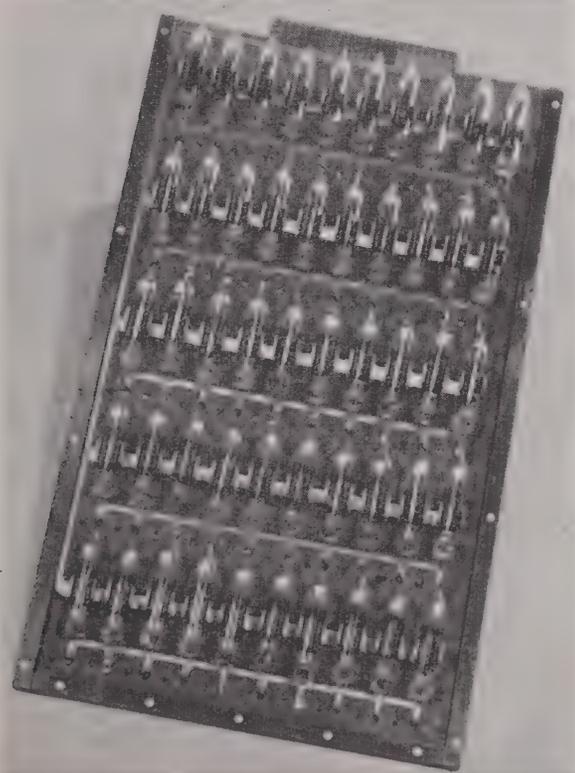


FIG. 15

plus haut ($V = 107$ volts - $I = 11$ mA). On note en particulier que lorsque le tube fonctionne, la diode D_1 est bloquée et l'alimentation est effectuée uniquement par la source S de -140 volts.

Cependant, l'intérêt d'avoir introduit la source S' et le circuit indiqué est d'obtenir qu'après extinction la tension ne remonte qu'à 115 volts. On a ainsi une marge de sécurité plus grande vis-à-vis de l'allumage spontané de tubes dont la tension d'allumage serait anormalement basse.

Pour réaliser l'allumage, on introduit le marqueur en parallèle avec les alimentations principales en prenant soin d'assurer le découplage nécessaire à l'aide des diodes D_2, D_3, D_4, D_5 . Le fil de ligne du marqueur qui au repos est à la terre passe à $+40$ volts ; le fil de jonction passe de 0 à -148 volts. Le marquage fait donc apparaître momentanément aux bornes du tube une tension de 188 volts qui provoque l'allumage à travers une résistance élevée (440 k Ω) de façon à limiter le courant débité par le marqueur. Au début du marquage, le point de fonctionnement du tube est en Y (Figure 17), le courant

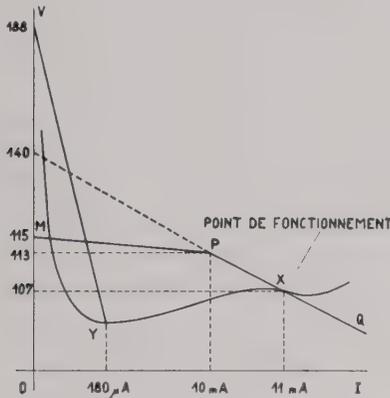


Fig. 17. — Caractéristique tension/courant d'une diode à gaz (les proportions ne sont pas respectées).

débité étant seulement $180 \mu A$. Puis au cours d'un régime transitoire, il évolue vers le point final X déjà indiqué.

Pour achever de décrire le marqueur I notons enfin que le décodage des numéros de ligne est effectué en plusieurs étages, conformément à la figure 18.

L'étage final, qui a 240 sorties, est constitué d'une matrice à diodes et résistances et non à diodes seulement, en vue de réduire la consommation de courant. On peut en effet montrer qu'une porte « et » constituée de deux diodes ne consomme un courant faible que dans le cas où elle réalise l'opération logique $1 \times 1 = 1$. Au contraire, on peut constituer une porte « et » à diode et résistance qui consomme un courant faible dans les trois autres cas numériques de la multiplication logique.

Or, dans une matrice de décodage, un seul fil de sortie est marqué à la fois. Lui seul consomme un courant faible si l'on a utilisé le dernier type de porte « et » tandis que lui seul consomme un courant notable si l'on a utilisé le second type. Sous le jour

de la consommation de courant, ce dernier type est donc beaucoup plus avantageux.

Le circuit de la figure 18 inclut des amplificateurs. Ceux-ci sont réalisés suivant le schéma de la figure

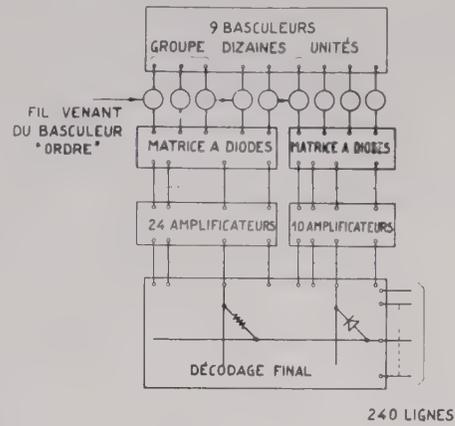


Fig. 18. — Schéma de la matrice de décodage de ligne du marqueur I.

19. On remarque une alimentation à 8 kHz et l'existence d'une liaison par transformateur entre l'entrée et la sortie. Ceci a le double avantage de constituer un isolement pour le courant continu et de permettre avec des transistors courants d'obtenir des tensions de sortie élevées.

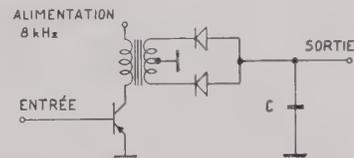


Fig. 19. — Amplificateur des matrices de décodage du marqueur I.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GOUDET G., Quelques données actuelles sur l'emploi de l'électronique en commutation téléphonique. *Onde Electrique*, Mars 1957, p. 207-230.
- [2] MALTHANER W.A., VAUGHAN W.A., An automatic telephone system employing magnetic drum memory. *Proceedings of the Institution of Radio Engineers*, Octobre 1953, p. 1341-1347.
- [3] BREWER S.T., HECHT G., A telephone switching network and its electronic controls. *Bell System Technical Journal*, Mars 1955, p. 361-402.
- [4] JOEL A.E., Jr., An experimental switching system using new electronic techniques. *Bell System Technical Journal*, Septembre 1958, p. 1091-1124.
- [5] VAUGHAN H.E., Research model for time-separation integrated communication. *Bell System Technical Journal*, Juillet 1959, p. 92-101.
- [6] BENASSY J., Pourquoi la Marine s'intéresse-t-elle à la commutation téléphonique électronique. *Onde Electrique*, Mars 1957, p. 207-230.
- [7] DUMOUSSEAU C., Description d'un autocommutateur téléphonique à 20 lignes entièrement électronique. *Onde Electrique*, Mars 1957, p. 207-230.
- [8] TOWNSEND M.A., DEPP W.A., Cold cathode tubes for transmission of audio frequency signals. *Bell System Technical Journal*, Novembre 1953, p. 1371-1391.

LA DISTRIBUTION DE SIGNAUX DE TÉLÉVISION A HAUTE DÉFINITION AU MOYEN D'APPAREILS TRANSISTORISÉS

PAR

P. BLANCHEVILLE

*Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur des Télécommunications
Service des Etudes de la
Radiodiffusion-Télévision Française*

Introduction

La technique des semi-conducteurs évolue actuellement avec une telle rapidité que des possibilités nouvelles se découvrent chaque jour. Le développement en France et la production en série de transistors à base diffusée, dont la fréquence de coupure « base à la masse » f_{ca} s'étage entre 30 et 100 MHz, permet dès à présent la réalisation de la plupart des appareils opérant sur les signaux à haute définition dans les Centres de Télévision.

La fonction « distribution » qui consiste à utiliser le signal image disponible à un niveau normalisé dans une charge déterminée, pour le répartir au même niveau sur un nombre variable de charges identiques, avec le minimum de distorsions possibles est l'une des plus importantes.

Outre les distributeurs eux-mêmes, qui permettent les nombreux renvois et contrôles techniques et artistiques nécessaires au bon déroulement du programme de télévision, d'autres appareils : pré-sélecteurs, mélangeurs, amplificateurs, correcteurs

de câbles de liaison, relèvent d'une technique voisine, ou emploient des éléments de circuits similaires. C'est pourquoi il est apparu intéressant au Service des Etudes de la R.T.F. de concevoir et de réaliser un montage-type ne comportant que des semi-conducteurs, et de performances supérieures au matériel à tubes actuellement en service.

Nous nous proposons dans cet article d'étudier tout d'abord les conditions générales auxquelles doivent satisfaire les distributeurs, en fonction de leur rôle dans la chaîne de transmission de l'image, ainsi que les méthodes de contrôle correspondantes, puis de décrire les solutions employées pour satisfaire aux spécifications qui en découlent, dans le cas de l'utilisation de semi-conducteurs.

PREMIÈRE PARTIE

1. Détermination des spécifications « Distributeur »

Tout d'abord nous remarquerons que le nombre moyen d'appareils placés en série entre la caméra

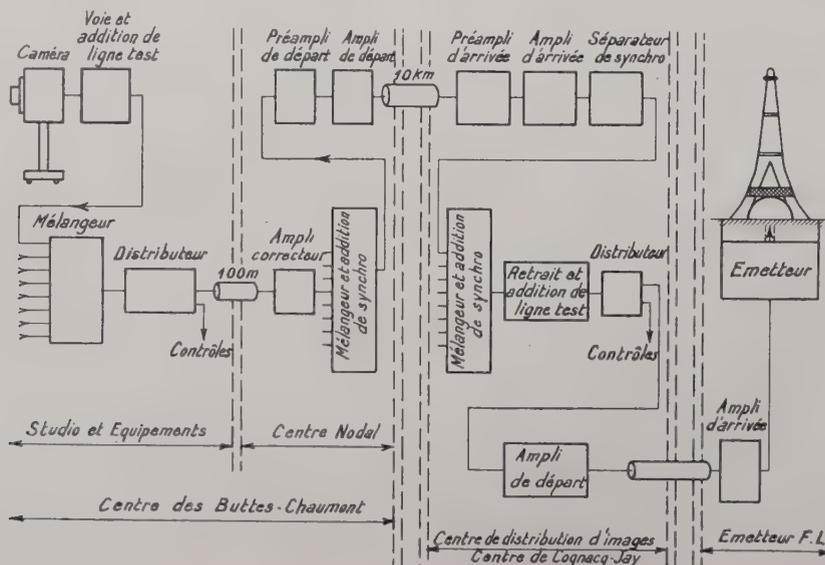


FIG. 1.

et l'émetteur sera d'une quinzaine dans le cas simple d'une image produite dans un studio des Buttes Chaumont à Paris et transmise à la Tour Eiffel (voir schéma de la chaîne figure 1). Lorsque l'émission nécessite la mise en service simultanée de deux studios, dont l'un travaille en satellite de l'autre, et l'intervention du télécinéma, il n'est pas rare que certaines images traversent successivement une trentaine d'appareils. Nous devons donc limiter les distorsions unitaires en tenant compte de ce fait.

Dans le cas des distributeurs, il sera par ailleurs avantageux, de remplacer l'appareil dont le schéma-bloc comporterait un quadripôle actif sur chaque voie, d'impédance d'entrée quelconque (figure 2a) par un montage où la voie destinée à « l'antenne » est une liaison directe, sur laquelle les autres voies

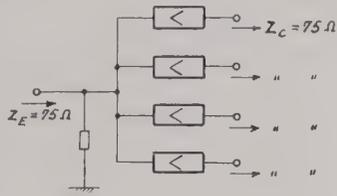


FIG. 2 a.

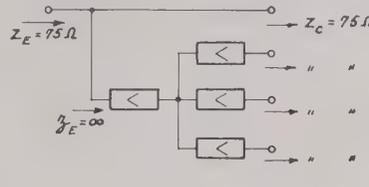


FIG. 2 b.

viennent prélever l'information au moyen d'amplificateurs « sonde » dont l'impédance d'entrée a un module quasi-infini, ne modifiant donc pas le signal direct (figure 2b). L'avantage au point de vue distorsion est évident. Toutefois bien souvent plusieurs des sorties du distributeur pourront être amenées à fournir le signal d'antenne, d'où la nécessité de limiter leurs défauts dans les mêmes conditions que pour les autres matériels de la chaîne.

Les signaux que nous aurons à transmettre se subdivisent en trois catégories :

1° Signal d'image simple

C'est le signal de luminance à modulation positive délivré par la caméra, avec les intervalles de suppression ligne et trame mais sans les signaux de synchronisation. Le niveau normalisé (0 dB) est celui d'un signal comportant le blanc maximum, et dont la différence de potentiel crête-à-crête est de 1 Volt.

2° Signaux de « base » (de suppression et de synchronisation)

Ils sont distribués au niveau normalisé (0 dB) de 1 Volt crête-à-crête.

3° Signal image complet

Composé du signal complet : luminance et synchronisation ligne et trame. Le niveau normalisé (0 dB) est encore celui d'un signal comportant un blanc maximum et dont la différence de potentiel crête-à-crête est de 1 Volt. Il s'en suit que dans ces conditions la synchro occupe 0,3 V et la luminance 0,7 Volt. Des pointes exceptionnelles de « sur-

blancs » à 1,1 Volts sont tolérées. Les tensions crête-à-crête s'entendent mesurées sur une ligne comportant le blanc maximum. Dans les équipements ne transmettant pas la composante continue la plage de tension explorée pendant le fonctionnement est bien plus grande.

Les montages permettant de réaliser indifféremment des appareils conformes aux dispositions des figures 2 a et 2 b seront donc des ensembles à impédance d'entrée infinie dans la bande 0 — 10 MHz, aptes à être chargés par un câble coaxial de liaison d'impédance caractéristique 75 ohms (valeur normalisée pour les liaisons image R.T.F.) et utilisables pour les trois catégories de signaux ci-dessus énumérées. La mise en parallèle de n-1 de ces ensembles constituera un distributeur à n directions.

Les performances à exiger de ces montages se classent en trois groupes :

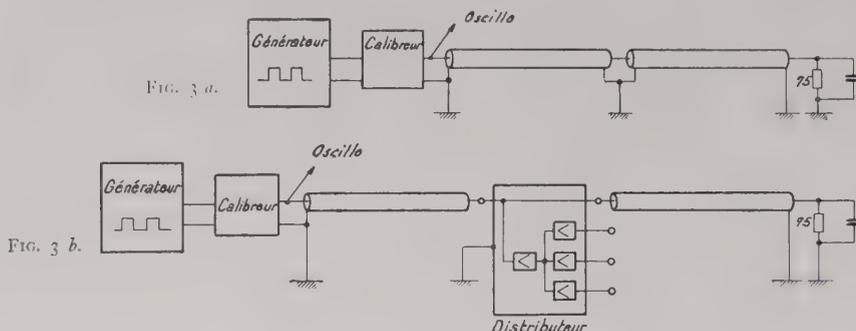
A. CARACTÉRISTIQUES D'ENTRÉE

Nous avons supposé que le montage a une impédance d'entrée infinie qui ne perturbe pas la transmission du signal sur la voie directe. Il ne peut en être rigoureusement ainsi. Un défaut (module non infini de l'impédance pour une certaine bande des fréquences utiles) se traduira par un écho d'amplitude crête-à-crête ρ volts pour le niveau normalisé 1 Volt (0 dB). Le signal réfléchi retourne vers la source et si celle-ci est elle-même incomplètement adaptée un second écho $\rho\rho'$ Volts se propage vers l'utilisateur. Son amplitude maximum est ρ Volts pour une source totalement désadaptée (ce qui est parfois le cas). D'autre part le signal direct est lui-même modifié en tension de ρ Volts au plus. Ce défaut est pratiquement moins grave que l'écho. La limite de gêne admise pour ce dernier est de l'ordre de 2 % (— 34 dB). La méthode de mesure utilisée découle directement des considérations précédentes. On utilise un générateur de signaux carrés, d'impédance interne quelconque, dont la sortie est branchée au moyen d'un réseau passif de calibrage, sur une couronne de 100 mètres de câble coaxial 75 MD ; celui-ci est fermé à l'autre extrémité par une résistance de 75 ohms court-circuitée par une capacité de grande valeur, de manière que la constante de temps de l'ensemble soit grande devant la période de récurrence du générateur. Dans ces conditions le câble se trouve totalement désadapté et un écho naît. On observe l'amplitude A de celui-ci au moyen d'un oscilloscope à haute impédance, à la sortie du réseau de calibrage (voir figure 3a).

Puis on coupe le câble approximativement au milieu, on y place la voie directe du distributeur, et

l'on observe le signal réfléchi d'amplitude a . Le rapport $\frac{a}{A}$ doit être inférieur à 2 % (figure 3 b).

restent égales à l'unité, et dT (temps de transmission du signal donné) demeure constant. Les variations de ces grandeurs en fonction de E correspon-



B. CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE

Le distributeur est destiné à attaquer des câbles coaxiaux de liaison. Lorsque ceux-ci sont longs (de 30 à 300 mètres), on prévoit à leur extrémité des cellules d'adaptation reproduisant fidèlement les variations de leur impédance caractéristique dans la bande utile (0 — 10 MHz).

Mais les câbles courts, reliant par exemple une baie à une autre dans un même local, ne sauraient justifier une telle complication. On se contente de les boucler sur une résistance de 75 ohms \pm 1 %. Les variations d'impédance du câble sont de l'ordre de 3 ohms dans la bande. L'adaptation ainsi réalisée n'est donc exacte qu'à 5 % près. L'écho, de niveau maximum correspondant — 26 dB, vient se réfléchir sur la sortie du distributeur si celui-ci ne présente pas une impédance de source adaptée ; par conséquence l'écho de l'écho se superpose au signal transmis (avec un retard double du temps de propagation sur le câble). Pour que le défaut résultant soit inférieur à 1 % (niveau — 40 dB), l'adaptation des sorties du distributeur doit être meilleure que — 14 dB soit 25 %. La mesure se fait par une méthode analogue à la précédente.

C. CARACTÉRISTIQUES DE TRANSFERT

Ces caractéristiques concernent l'égalité des tensions des signaux entrant et sortant, pour les voies dérivées. Lorsqu'une variation dE est appliquée à la tension d'entrée E pendant un intervalle dt , il lui correspond à un instant $d\tau$ ultérieur, une variation dS , pendant un intervalle $d\theta$, du signal de sortie.

En général $\frac{dS}{dE}$, $\frac{d\theta}{dt}$ et dT dépendent de E , niveau instantané à l'entrée, de dt qui caractérise la rapidité de variation du signal incident, ainsi que de nombreux autres facteurs : variation des tensions d'alimentation, vieillissement des organes... Le distributeur sera parfait si, quels que soient E et dt (dans un certain domaine), les quantités $\frac{dS}{dE}$ (gain différentiel) $\frac{d\theta}{dT}$ (rapport des temps de montée)

dent aux distorsions de non-linéarité, (en particulier irrégularités de « gain » et de « temps de transmission différentiels »). Celles qui sont fonction de dt conduisent à l'étude des distorsions linéaires, que l'on peut analyser au moyen des courbes amplitude/fréquence et temps de transmission/fréquence en régime cissoïdal, ou bien de la réponse à un petit signal transitoire. La stabilité des performances dans le temps est un facteur non moins essentiel de facilité d'exploitation.

Non linéarité et plage de fonctionnement

Les distributeurs ne transmettent pas en général la « composante continue ». En effet cela conduirait à une complication de construction, inutile en raison de la redondance de l'information ainsi transmise, chaque « ligne » de l'image comportant sous la forme du palier de suppression, une référence du niveau de noir. Un signal périodique se centre donc dans chaque étage d'amplification, autour de sa valeur moyenne, et la plage des tensions ainsi explorée est plus grande que si la composante continue était conservée. La connaissance des bornes de cette plage est indispensable.

1° Signal d'image simple aux normes 819 lignes. Les deux extrêmes sont : la ligne entièrement blanche, et la ligne entièrement noire sauf un fin

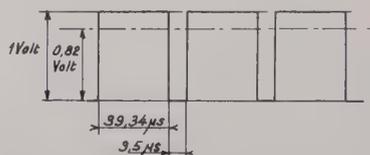


FIG. 4 a.



FIG. 4 b.

détail blanc. Pour le niveau 0 dB, un calcul élémentaire montre que la plage s'étend de — 0,82 V à + 0,96 V (figures 4 a et 4 b).

2° *Signal image complet.* Compte tenu de la synchronisation la plage pour le niveau 0 dB va de $-0,88\text{ V}$ à $+0,68\text{ V}$ (figures 5a et 5b).



FIG. 5 a.



FIG. 5 b.

3° *Signaux de synchro ligne + trame.* Selon polarité de $-0,05\text{ V}$ à $+0,95\text{ V}$ ou de $+0,05\text{ V}$ à $-0,95\text{ V}$.

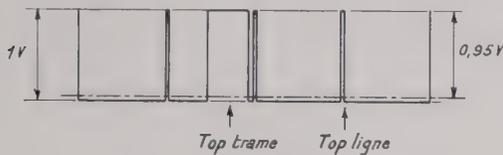


FIG. 6.

Méthode de contrôle de la linéarité : On mesure les variations de gain et de phase qui affectent une sinusoïde de $0,2\text{ V}$ c-c et 2 MHz , en fonction du niveau instantané de la « dent de scie » à laquelle elle est superposée. On utilise à cet effet les signaux normalisés CCIR III a et III b, au niveau $+6\text{ dB}$, c'est-à-dire respectivement :

- une dent de scie à sinusoïde superposée et trois lignes au noir
- une dent de scie à sinusoïde superposée et trois lignes au blanc (figures 7 a et 7 b).

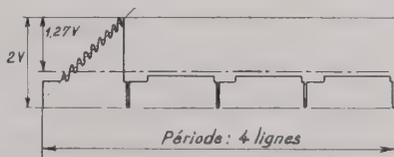


FIG. 7 a.

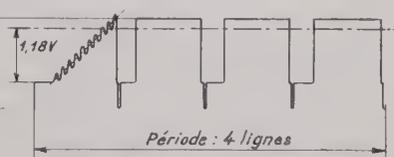


FIG. 7 b.

Dans le premier cas la plage explorée par la sinusoïde s'étend de $-0,13$ à $+1,27\text{ Volts}$ de part et d'autre du niveau moyen, et dans le second de $-1,18\text{ V}$ à $+1,21\text{ Volts}$. L'ensemble de deux mesures permet donc de couvrir le domaine $-1,18\text{ V}$ à $+1,27\text{ V}$, soit un peu plus que l'excursion maximum normale en régime permanent. Ce débordement est justifié par les phénomènes survenant au cours des commutations (cf. infra).

La variation de gain doit être inférieure à 6% et la phase constante à ± 2 degrés près. Cela correspond à des résultats réalisables au prix de grandes précautions mais aussi pour une chaîne de dix appareils à des distorsions pouvant atteindre 45%

en gain et 40 degrés en phase. Ces limites devront sans doute être réduites dans le cas de l'utilisation éventuelle d'un système de télévision en couleurs à une sous-porteuse (genre NTSC), afin d'éviter l'intermodulation des informations luminance et chrominance.

Distorsions linéaires

Ces distorsions pourraient être mises en évidence par l'étude des courbes de gain et de déphasage entrée-sortie en fonction de la fréquence pour une tension d'attaque sinusoïdale. Le gain doit être constant (et égal à un pour un distributeur) ; le déphasage croître linéairement avec la fréquence ($\varphi = \tau \cdot \omega$). Toutefois la vérification de cette dernière condition est délicate à effectuer avec une précision suffisante. Aussi préfère-t-on étudier la réponse de l'appareil à des signaux déterminés dont l'énergie est convenablement répartie dans la bande utile.

a) Pour les fréquences supérieures à la fréquence ligne ($20\ 475\text{ Hz}$) on utilise le signal dit de « barre demi-ligne » comportant des fronts raides AV et AR soigneusement calibrés. Les défauts sur les fréquences moyennes apparaissent comme des « traînages » sur les paliers suivant les transitions ; les perturbations en bout de bande provoquent des anomalies sur les fronts (suroscillations).

Signalons à titre d'exemple qu'une bosse ou un creux de la courbe gain/fréquence provoque sur un front raide une oscillation assimilable en première approximation à une sinusoïde amortie dont la pseudo-fréquence est celle sur laquelle est « centrée » la bosse, d'amplitude proportionnelle à la surface de celle-ci et décroissant d'autant plus vite que la pente moyenne des flancs de l'accident de la courbe d'amplitude est moins raide.

Le signal d'essai est délivré au niveau 0 dB afin de rester dans la plage de linéarité de l'appareil supposé satisfaisant aux conditions du § précédent

(voir figure 8). On observe sur oscilloscope à large bande et double trace la superposition verticale des tensions d'entrée et de sortie après en avoir fait coïncider les instants caractéristiques. La distorsion maximum pour une chaîne étant de 10% environ de l'amplitude des transitions, on demande pour chaque appareil une identité des deux signaux à mieux que 1% .

On relève ensuite à titre de vérification la courbe gain/fréquence ; l'on s'assure qu'elle reste constante à $\pm 0,2\text{ dB}$ près entre 0 et 10 MHz et qu'elle ne chute pas de plus de 2 dB entre 10 et 16 MHz . En effet, les distorsions de gain provoquent pour la plupart des quadripôles, des variations de temps de transit

$T = \frac{d\phi}{d\omega}$ sur les fréquences immédiatement infé-

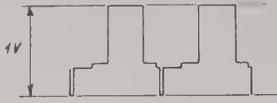


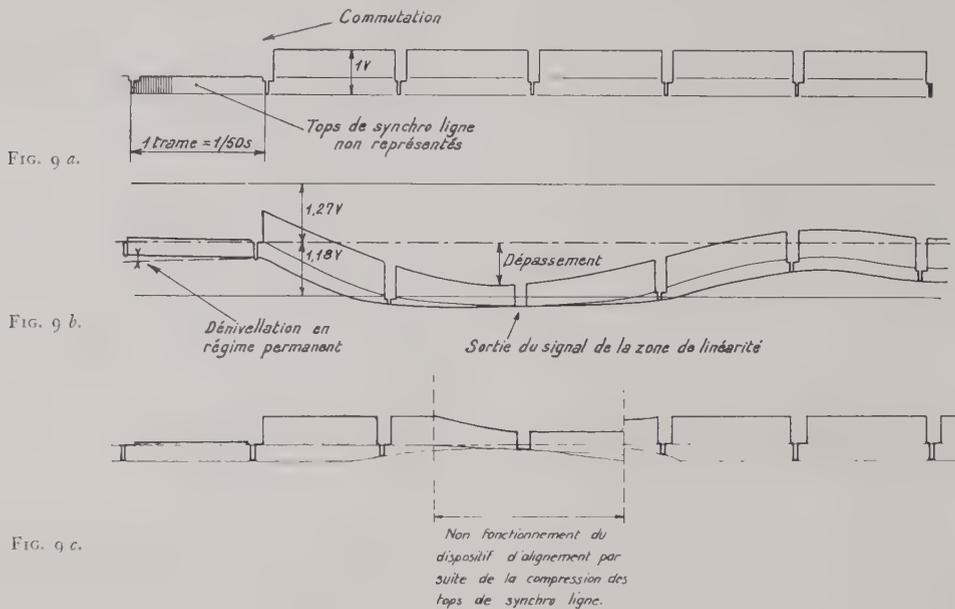
FIG. 8.

rieures ; une chute brutale au-delà de 10 MHz serait l'indice d'une très probable non-linéarité de la courbe de phase entre 8 et 10 MHz par exemple.

b) Le problème des fréquences basses et très basses appelle une étude particulière. En effet l'énergie contenue dans la partie supérieure du spectre du signal définissant la netteté, il n'y a pas d'inconvénient à limiter celle-ci à une certaine valeur

codage consistant à transmettre le palier de suppression c'est-à-dire une information liée au niveau de noir de la ligne considérée. La fréquence de cet échantillonnage étant de 20,4 kHz, il suffirait, semble-t-il à première vue, de limiter à une valeur convenable l'affaiblissement des fréquences 20,4 kHz et au-dessus, et de ne pas se préoccuper de l'aspect de la courbe de gain en dessous de cette valeur. Examinons de plus près ce qui se passera à la commutation entre une caméra explorant un plan sombre et une autre délivrant une image claire. Le signal initial sera de la forme indiquée figure 9a.

Après passage à travers une chaîne d'appareils la transition a l'aspect figure 9b. L'alignement produit le signal de la figure 9c. Deux sortes de défauts sont apparues : inclinaison des trames en



et il est possible de rejeter la chute de l'extrémité correspondante de la courbe gain/fréquence au delà du domaine utile. Par contre la transmission du niveau moyen de chaque trame, qui est susceptible de variations progressives ou brusques survenant à des intervalles de longueur non limitée dans le temps (passage de l'image d'une caméra à celle d'une autre), nécessite en principe la conservation intégrale des informations situées arbitrairement près de la fréquence nulle. Or les chaînes ne pouvant conserver de manière simple la composante continue, on est obligé d'admettre que l'extrémité basse de la courbe gain/fréquence chute dans un domaine théoriquement indispensable. Nous savons qu'on tourne cette difficulté au moyen d'un

régime continu, produisant une différence d'éclairément entre haut et bas de l'image ; et écrêtage dû aux dépassements qui suivent la transition. Le premier défaut correspond à un affaiblissement de la fréquence 50 Hz ; le second à une pente trop grande de la coupure, exprimée en coordonnées logarithmiques, vers les fréquences basses (supérieure à 6 dB par octave). En particulier on peut démontrer qu'une liaison capacité-résistance chargée sur impédance infinie donne une pente inférieure à 6 dB par octave et pas de dépassement (figure 10a), la mise en chaîne de deux telles liaisons identiques une pente comprise entre 6 et 12 dB/octave pour les fréquences inférieures à l'inverse de la constante de temps, et un dépassement ;

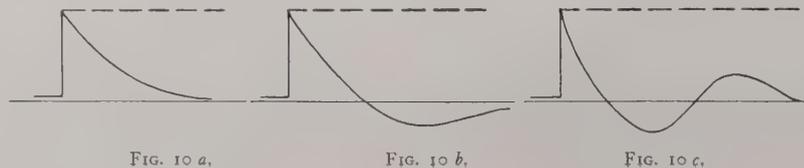


FIG. 10 a,

FIG. 10 b,

FIG. 10 c,

enfin plus de deux liaisons de ce type, une suroscillation (figure 10b et c). Pour conserver la qualité de l'image on doit donc :

1° Définir une inclinaison maximum des paliers à 50 Hz. Si l'on admet 20 % pour dix appareils, la limitation unitaire sera de l'ordre de 2 %.

2° Exiger que le dépassement maximum de la réponse TBF de la chaîne reste inférieur à la valeur risquant de faire sortir le signal de la plage de linéarité (- 1,18 V et + 1,27 V) des amplificateurs non alignés.

Les valeurs maxima de modulation étant - 0,88 V et + 0,96 V autour du niveau du noir, comme nous l'avons vu précédemment, cela correspond à 30 % de la transition de 1 Volt.

3° Ne pas tolérer de suroscillations TBF qui provoqueraient des inversions lentes de l'inclinaison des paliers à 50 Hz, c'est-à-dire un papillotage de l'image.

Or un appareil ne transmettant pas la composition continue comportera en fait des liaisons C.R. avec le cas échéant des systèmes de compensation BF. Si son dépassement propre est faible c'est que sa courbe de réponse sera voisine de celle d'une liaison C.R. unique, et même dans ce cas la mise en chaîne de trois ou plus de ses semblables engendrera une suroscillation. Par suite, et comme pour des raisons constructives les constantes de temps définissant les réponses des différents matériels se trouvent toujours de valeurs voisines, il convient de ne jamais séparer les amplificateurs comportant des dispositifs d'alignement sur les paliers de suppression par plus de deux appareils qui en soient démunis, et il sera prudent de limiter pour ces derniers le dépassement unitaire au voisinage de $30/3 = 10 \%$.

D. CONDITIONS DIVERSES

— Indépendance des sorties entre elles et absence de réaction sur la voie directe.

Il arrive fréquemment qu'en cours d'émission des échanges de récepteurs de contrôle soient effectués. Le fait de déconnecter une des sorties répétées ne doit produire aucune modification sensible sur les autres sorties, ainsi que sur la voie directe. La tolérance admise est de 1 % (défaut au niveau - 40 dB).

— Constance du gain avec les facteurs extérieurs.

Le distributeur pouvant être utilisé à des fins de contrôle du niveau de signal, le gain de l'appareil doit être strictement constant et stable dans le temps. En particulier des variations normales de tension d'alimentation ($\pm 7 \%$); de température ambiante (- 20° + 40°) et le vieillissement des éléments ne doivent pas modifier le gain de $\pm 0,1$ dB.

On doit enfin pouvoir remplacer un élément « périssable » (condensateur électrochimique ou transistor) sans avoir à reprendre les réglages de l'appareil.

DEUXIÈME PARTIE

1. Rappel de quelques propriétés caractéristiques des transistors

On peut se représenter, en première approximation, le fonctionnement d'un transistor de la manière suivante : l'espace émetteur-base fonctionne comme une diode à jonction polarisée en sens direct, mais une grande partie α des porteurs de charge, circulant dans le sens émetteur-base, manque en quelque sorte en raison de leur vitesse acquise la connexion de ladite base, traverse sans difficulté la jonction base-collecteur et se retrouve dans le circuit relié à ce dernier. On démontre aisément, par la considération des « pseudo-niveaux de Fermi » que ce mode de fonctionnement est obtenu dans le cas d'un p.n.p. par l'application des tensions négatives, l'une sur la base, l'autre plus forte sur le collecteur (le potentiel émetteur étant pris comme référence). Le courant collecteur dépend alors par une loi exponentielle de la différence de potentiel VB'E présente à la jonction base/émetteur, et est sensiblement indépendant de la tension collecteur/base si celle-ci est en valeur absolue supérieure à la « tension de coude ». Tout se passe donc comme si un injecteur de courant se trouvait situé dans le circuit de collecteur.

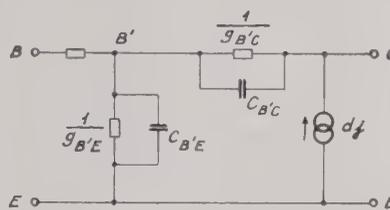


FIG. 11.

On peut définir, pour des variations des tensions et courants d'entrée et de sortie petites et contenues dans le voisinage d'un point déterminé de fonctionnement, un schéma équivalent composé d'éléments linéaires représentant des relations différentielles (figure 11). Ce schéma est dit « naturel » car chacun de ses composants est susceptible d'une interprétation physique. Par exemple l'impédance $\frac{1}{g_{BE'} + j\omega C_{B'E}}$ est $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ fois celles de la diode émetteur/base considérée seule ; $r_{BB'}$ est une résistance ohmique liée à la mince tranche de semi-conducteur formant la base.

Les différents éléments du schéma naturel, pour un transistor justiciable des équations de Shockley, dépendent d'une manière simple du point de fonctionnement et en particulier du courant émetteur I_E ; $r_{BB'}$ résistance ohmique est constante, $g_{B'E}$, $g_{B'C}$, $C_{B'E}$, $C_{B'C}$ croissent linéairement avec I_E . Nous pouvons définir une « pente » intrinsèque par la relation $g'_m = \frac{dj}{dV_{B'E}}$. Si le transistor travaille sur une

charge collecteur faible devant $\frac{1}{g_{B'E}C}$, on a sensiblement

$$dj = dI_c. \text{ Or } I_c \simeq I_{c_0} e^{\frac{eV}{KT} B'E} \text{ et finalement } g'_m \simeq \frac{e}{KT} I_c = \frac{\alpha e}{KT} I_E.$$

Donc à la différence de ce qui se passe pour les tubes thermoïoniques, la pente intrinsèque est quasi indépendante de la structure dimensionnelle de transistor (pourvu que les densités de courant restent normales), par contre elle est proportionnelle à I_E .

Enfin les différents paramètres dépendent fortement de la température; il est nécessaire de stabiliser le point moyen de fonctionnement afin d'éviter l'entrée dans des zones de saturation ou même l'emballement thermique.

Ces diverses propriétés se retrouvent, au moins qualitativement, pour d'autres structures, telles que les transistors « drift » à base post-diffusée, qui sont utilisés dans le montage décrit ci-dessous; c'est pourquoi nous avons cru devoir les rappeler.

2. Description du montage

a) ETAGES DE SORTIE

Ceux-ci doivent fournir une intensité importante dans une faible charge, la bande passante s'étendant

de courant moyen. La pente intrinsèque est trouvée au moyen de la formule donnée plus haut, de l'ordre de 250 mA/V. La conductance entre émetteur et base $g_{B'E}$ est de 0,5 mA/V pour 1 mA collecteur, donc ici 4 mA/V. La résistance ohmique de base $r_{BB'}$ peut être mesurée par des méthodes indirectes; on la trouve de l'ordre de la centaine d'ohms pour les « drifts ». L'examen du schéma naturel nous permet d'écrire alors que la résistance de source

$$R_s \simeq \frac{1 + g_{B'E} r_{BB'}}{g_{B'E} + g'_m}$$

soit ici tous calculs faits, 5,5 Ohms; pour deux transistors en parallèle nous trouverons 2,75 Ohms. Les mesures effectuées ont confirmé ce résultat. Or le montage doit présenter une impédance de source de 75 Ohms environ afin d'éviter les échos sur sa sortie, comme nous l'avons vu. Cela est simplement obtenu en mettant en série avec la charge une résistance de 72 Ohms. Celle-ci est shuntée par un ajustable de 80 pF environ pour tenir compte des deux faits suivants: l'impédance caractéristique d'un coaxial décroît en module avec la fréquence, l'impédance de sortie du montage à sortie émetteur croît au contraire avec celle-ci. Un pont de résistances de faibles valeurs est branché à la sortie de l'amplificateur afin de disposer avec une faible impédance de source (110 ohms ici) d'une tension de contre-réaction dont nous verrons l'usage plus loin. L'impédance d'entrée des étages de sortie peut être calculée ou mesurée,

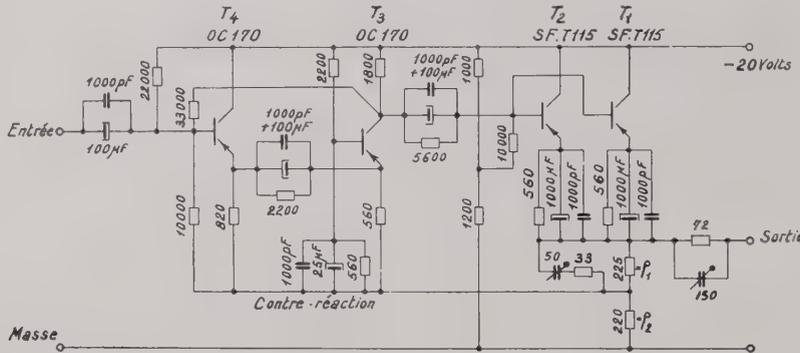


FIG. 12.

au-delà de 10 MHz. Les transistors actuellement disponibles qui nous ont semblé les mieux adaptés à cet usage sont des « drift » SF.T 115 pouvant dissiper 150 mW chacun. Leur fréquence de coupure $f_{c\alpha}$ étant de l'ordre de 30 MHz, le montage « émidyne » (commande par la base, sortie sur l'émetteur) s'impose tant par la moindre influence de la chute d'amplification aux fréquences supérieures que par sa bonne linéarité propre. Pour obtenir dans 75 Ohms une excursion de - 1,18 V, + 1,27 V, la variation de débit nécessaire sera de $\frac{2450}{75} = 33$ mA et le courant de repos supérieur à $\frac{1180}{75} = 16$ mA. Cela conduit à l'emploi de deux SF.T 115 en parallèle.

Calculons l'ordre de grandeur de l'impédance de source d'un transistor « post diffusé » réglé à 8 mA

on la trouve de l'ordre de 2 000 Ohms. Il convient donc d'attaquer cet ensemble par un système à grande impédance d'entrée, et susceptible de donner un gain de l'ordre de deux (puisque l'impédance de source en série avec la charge provoque un affaiblissement de moitié).

b) ETAGES D'ENTRÉE

A cet effet est utilisé un amplificateur différentiel qui compare le signal d'entrée à la fraction de celui disponible entre émetteur et masse des étages de sortie, qui est délivrée par le pont de contre-réaction. Le transistor amplificateur T_3 (du type drift OC 170) est attaqué par la base pour la tension de contre-réaction et par l'émetteur pour le signal d'entrée. Sa charge est composée de la résistance dans le circuit collecteur, et de l'impédance d'entrée de T_1 et T_2 . Cette dernière étant d'environ 2 000 Ohms il n'est pas avantageux de

donner à la résistance de collecteur une valeur trop élevée qui n'augmenterait pas proportionnellement le gain, mais diminuerait sensiblement la tension d'alimentation collecteur. Le meilleur compromis a été trouvé de 1 800 Ohms. Le débit de T_3 a été choisi relativement élevé. Cela doit être justifié. Soient dV_E le signal d'entrée appliqué à l'émetteur de T_3 ; g le gain, boucle ouverte, de T_1, T_2, T_3 ; k le rapport de division du pont de contre-réaction en parallèle sur la sortie et dV_B la tension qu'il ramène à la base de T_3 . La tension effective de commande de T_3 est $dV_E - dV_B$; la tension en sortie sur les émetteurs de T_1, T_2 est $g(dV_E - dV_B)$

d'où : $dV_B = kg(dV_E - dV_B)$ donc $dV_B = dV_E \frac{kg}{1 + kg}$

et $dV_s = gdV_E \left(1 - \frac{dV_B}{dV_E}\right) = \frac{g}{1 + kg} dV_E$. Or, compte tenu de l'affaiblissement de T_4 , on désire

que $dV_s = (2 + \epsilon) dV_E$; donc $k = \frac{g - (2 + \epsilon)}{(2 + \epsilon)g}$

et $dV_B = dV_E \frac{g - (2 + \epsilon)}{g}$. Considérons alors les im-

pedances d'entrée; T_3 est équivalent à une certaine impédance z_E branchée entre émetteur et base, et qui sera d'autant plus faible que I_E sera choisi grand. L'impédance Z_E entre émetteur de T_3 et masse

sera donnée par : $\frac{dV_E}{Z_E} = \frac{dV_E - dV_B}{z_E} = \frac{2 + \epsilon dV_E}{g z_E}$

donc : $Z_E = z_E g \frac{1}{2 + \epsilon}$. Si nous faisons croître la

valeur choisie du courant émetteur de T_3 , la pente et le gain g croîtront comme I_E , et le produit gz_E restera sensiblement constant, donc aussi l'impédance d'entrée du montage. Mais le taux de contre-réaction aura, lui, augmenté comme g , d'où diminution des distorsions. A 27° centigrades, un OC 170 réglé à 6 mA a pour pente intrinsèque $g'_m = 240 \text{ mA/V}$ T_3 est chargé (compte tenu de l'impédance d'entrée de T_1, T_2) par environ 1 000 Ohms, donc le gain $g = 240$. D'autre part on démontre que

$\frac{1}{z_E} \approx \frac{gB'C + g'_m}{1 + r_{BB'} gB'C} = \frac{1}{5}$ soit $z_E = 5 \text{ ohms}$ et

$Z_E = \frac{gz_E}{2 + \epsilon} = 600 \text{ Ohms}$. Cette valeur est mani-

festement insuffisante pour permettre l'attaque directe du montage. C'est pourquoi un quatrième transistor T_4 monté en « émidyne » est prévu. Il est chargé dans son circuit émetteur par Z_E et par les résistances ohmiques destinées à refermer les circuits au point de vue continu. (Celles-ci sont ramenées non pas à la masse mais à la ligne de contre-réaction ce qui augmente leur valeur apparente pour le signal, mais surtout évite que les transistors T_3 et T_4 se trouvent bloqués par la variation des différentes tensions lorsque l'on débranche la charge en sortie). On règle le débit de T_4 à une valeur juste suffisante pour qu'il puisse attaquer sans saturation ni coupure l'impédance Z_E . On peut affirmer a priori que le montage ainsi constitué équivaldra

pour le circuit d'entrée, à une certaine impédance x entre entrée et masse, et une autre y entre entrée et ligne de contre-réaction. Le pont de polarisation de la base de T_4 comporte des résistances dont la valeur est limitée supérieurement pour raison de stabilité thermique, et qui doivent être englobées dans x et y . Il est facile de démontrer que pour le montage représenté figure 12 (où l'ampli différentiel est supposé avoir des impédances d'entrée grandes devant x, y et le pont $\rho_1 \rho_2$) l'impédance d'entrée obtenue est $Z_E \approx \frac{gxy}{gy + 2x}$ et même si g est très grand, cette valeur ne saurait dépasser x . Mais si au moyen d'une impédance z on ramène

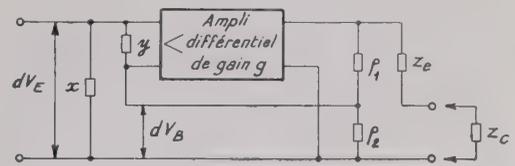


FIG. 13.

à l'entrée la tension disponible au collecteur de T_3 : $g(V_E - V_B)$ sur la base de T_4 , alors le calcul complet au moyen des équations de Kirchoff donne pour l'impédance d'entrée entre base de T_4 et masse

la valeur : $Z_E \approx \frac{gxyz}{gyz + 2xz - gxy}$ et si nous prenons $z \approx \frac{gxy}{gy + 2x}$, Z_E devient aussi grand que désiré. Il

en résulte donc que nous avons un moyen commode d'obtenir ainsi un montage d'impédance d'entrée de module infini; si l'on choisit z trop faible, l'impédance d'entrée devient négative et le montage est instable en circuit d'entrée ouvert. Comme g varie en amplitude et phase avec la fréquence, ainsi que x et y , il conviendrait en principe que z soit une impédance assez complexe; en fait une simple résistance (de 33 000 Ohms) donne des résultats amplement suffisants pour obtenir un écho sur le circuit d'entrée, inférieur à -34 dB.

Les autres particularités du montage sont moins remarquables, signalons toutefois que des cellules de stabilisation en courant sont placées dans chacun des émetteurs de T_1 et T_2 ; la tension moyenne de base constante pour ces deux transistors est assurée en partie au moyen d'une résistance de faible valeur (5 600 Ω) qui relie les bases au collecteur de T_3 dont la tension est bien stabilisée par suite de la présence dans l'émetteur de T_3 d'une résistance (560 Ω) de valeur supérieure à l'impédance de source du pont de base de T_3 (560, 2200 Ω). Cela offre l'avantage de ne pas diminuer l'impédance d'entrée de T_1, T_2 outre mesure, donc de conserver une valeur élevée pour g .

La variation de gain g en fonction de la fréquence en régime sinusoïdal est compensée par un ensemble résistance, capacité modifiant convenablement en amplitude et en phase le rapport de division du pont de contre-réaction.

Les constantes de temps les plus faibles qui commandent la réponse BF et TBF sont d'une part celles des cellules de stabilisation de T_1 , T_2 , d'autre part celle de la liaison émetteur-émetteur de T_3 à T_4 . La transmission des fréquences supérieures à 50 Hz est correctement assurée par le choix convenable de la capacité (25 μ F) du circuit de contre-réaction ; le dépassement TBF est limité par le décalage des valeurs choisies pour ces constantes de temps.

3. Performances obtenues

Les résultats obtenus au moyen de ce montage sont conformes aux spécifications déterminées dans la première partie :

Adaptation en sortie : meilleure que -26 dB (exigé -14 dB) . Figure 14.

Impédance d'entrée : provoque un écho inférieur à -34 dB (valeur exigée). Figure 15.

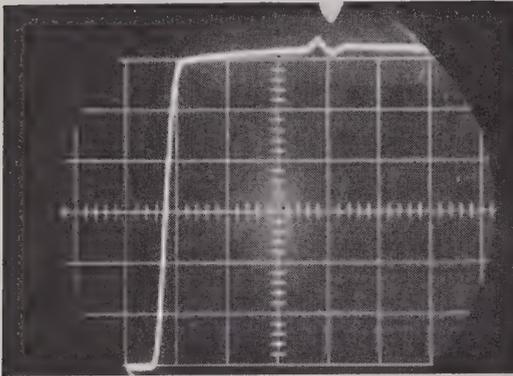


FIG. 14. — La flèche indique l'écho d'adaptation en sortie.

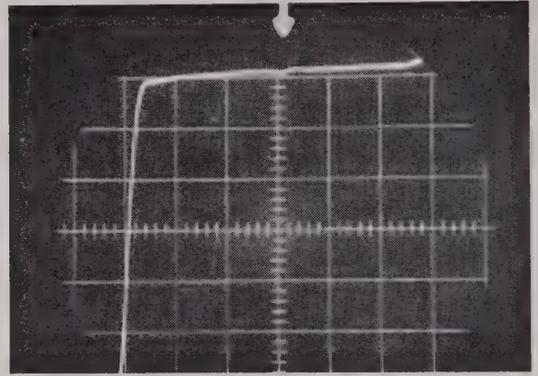


FIG. 15. — La flèche indique l'écho apporté par le montage sur la voie directe.

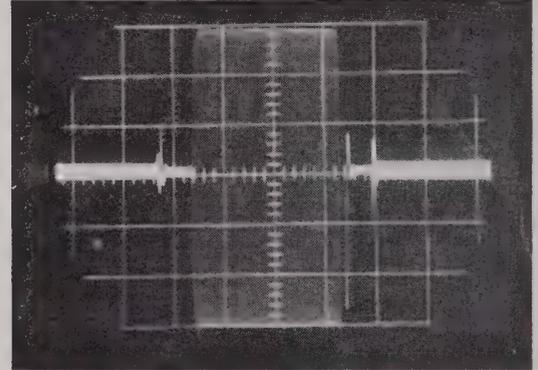
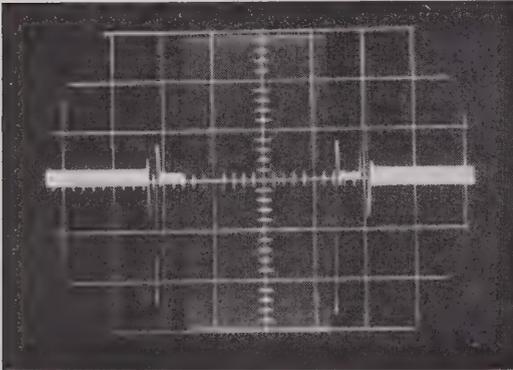


FIG. 16 a et FIG. 16 b. — Gain différentiel mesuré par la méthode de la sinusoïde superposée à une dent de scie. Signal au niveau $+6$ dB observé d'après un filtre passe-haut. Lignes de gris intermédiaires au blanc (fig. 6a) et au noir (fig. 6b).

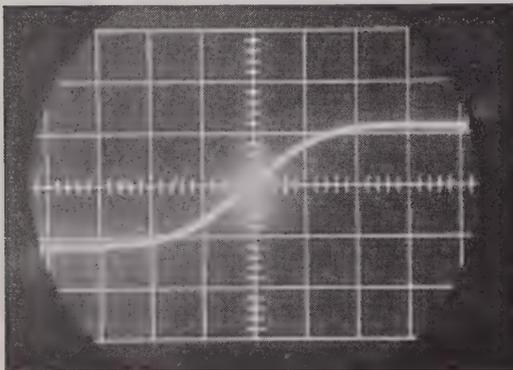


FIG. 17. — Transitoire de 45 ns. Les signaux d'entrée et de sortie sont superposés sur la photo. Echelle horizontale 20 ns par carreau.

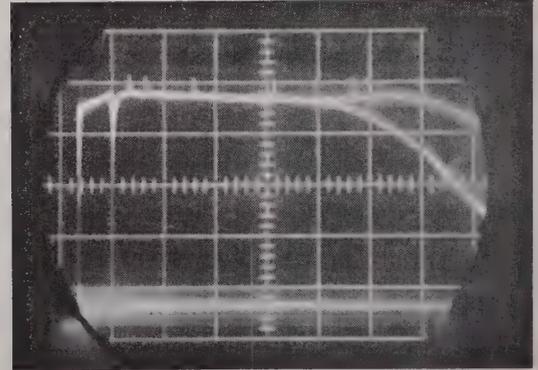


FIG. 18. — Bande passante. Courbes données par un wobblateur et relevées à l'entrée et à la sortie du montage. Marqueurs à 0, 1, 2, 5, 10, 15, et 20 MHz.

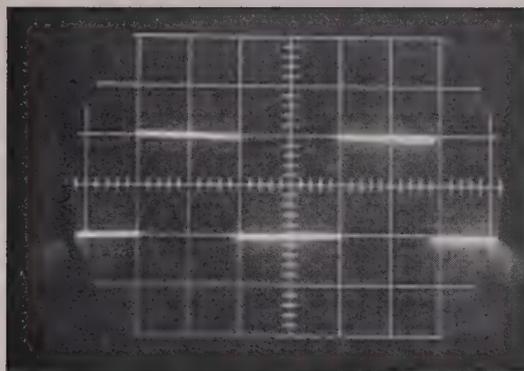


FIG. 19. — Réponse à des créneaux de 50 Hz.

Linéarité : meilleure que 99 % si l'on recherche les valeurs de polarisation convenant le mieux à chaque transistor ; meilleure que 97 % en adoptant simplement des résistances à ± 10 % suivant valeurs du schéma — (demandé 94 %). Figures 16 a et b.

Réponse transistor : sur front à 45 ns aucune distorsion visible. Figure 17.

Bande passante : droite aux précisions de mesure près de 0 à 13 MHz. Figure 18.

Dénivellation 50 Hz : inférieure à 2 %. Figure 19.

Dépassement TBF : inférieur à 12 %.

L'emploi du circuit décrit ci-dessus est envisagé de deux manières :

1° Utilisation en « sonde »

Il s'agit de contrôler le signal passant dans un câble coaxial 75 ohms en effectuant une dérivation à très haute impédance.

On utilise alors le montage décrit ci-dessus, précédé d'un relais à faible capacité, qui coupe le circuit dérivé lorsque la tension continue d'alimentation n'est pas appliquée. Dans ce cas en effet le gain de l'amplificateur s'annulant, les contre-réactions n'agissent plus et l'impédance d'entrée du montage tombe.

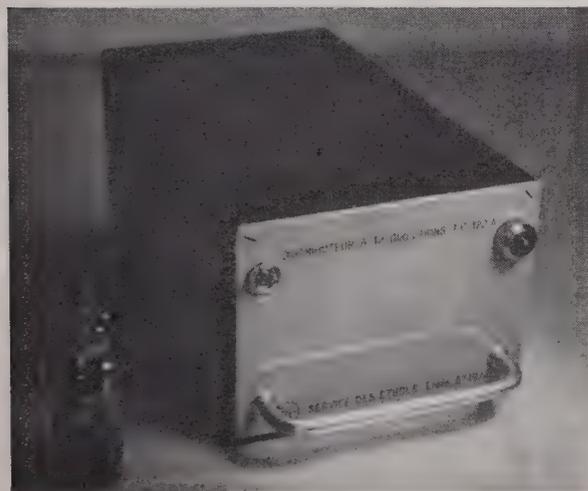


FIG. 20. — Distributeur à 12 directions utilisant le montage décrit. Le tube EC50 placé à côté donne l'échelle.

2° Distributeurs à n directions

On désire prélever sur la voie directe un signal qui sera répété $(n - 1)$ fois. On place alors $(n - 1)$ montages du type précédent en parallèle ; mais la condition relative à un écho sur la voie directe inférieure à -34 dB, réalisée pour $(n - 1) = 1$ ne le sera plus dans les autres cas ; aussi fait-on précéder les $(n - 1)$ répéteurs en parallèle par un autre de même principe, mais réglé pour travailler sur une impédance de sortie élevée, ce qui lui permet de ne présenter que des distorsions négligeables.

Conclusion

Les résultats obtenus démontrent qu'il est possible de réaliser au moyen de semi-conducteurs produits en France la plus grande partie du matériel employé dans les centres de Télévision à haute définition. La distribution des signaux d'image et de synchro n'est pas le seul champ d'application des transistors ; les mélangeurs, les générateurs de signaux de base, les mires électroniques, par exemple, pourraient



FIG. 21. — Une réalisation du montage à transistors.

dès à présent bénéficier de cette technique. A performances égales à celles du matériel à tubes de conception récente, il en résulterait un gain substantiel d'encombrement et de consommation d'énergie ; d'autre part l'élimination des lampes, les basses tensions utilisées et la faible puissance dissipée dans la majeure partie des circuits, devraient conduire à une réduction considérable de maintenance.

La durée de fonctionnement sans pannes est actuellement la principale inconnue ; c'est pourquoi des appareils témoins sont mis en exploitation normale ; leur tenue dans le temps sera un critère déterminant pour la poursuite des efforts dans ce domaine. Parallèlement une formation du personnel est entreprise afin de l'adapter aux nouveaux modes de maintenance et de dépannage, et de lui donner des idées simples et claires sur le fonctionnement des transistors. Si les résultats obtenus continuent à répondre aux espoirs actuellement permis, il est hors de doute que dans un délai très bref, la place des appareils « transistorisés » sera prépondérante en télévision.

LES THERMOÉLÉMENTS A SEMI-CONDUCTEURS ET LEURS APPLICATIONS

PAR

N. THIEN CHI et J. VERGNOLLE
Centre de Recherches Physico-Chimiques de la
Compagnie Générale de T.S.F.

1. Introduction

1.1. RAPPEL DE NOTIONS GÉNÉRALES DE THERMO-ÉLECTRICITÉ

1.1.1. Effet Seebeck

La célèbre expérience de SEEBECK, qui découvrit l'effet thermoélectrique en 1821, est encore décrite dans certains vieux traités de physique pour mettre en évidence ce phénomène d'une façon frappante. Une lame droite d'antimoine et une lame de bismuth en U sont soudées aux deux extrémités, laissant entre elles un intervalle dans lequel peut pivoter une des aiguilles aimantées d'un système astatique. Si l'ensemble est orienté dans le plan du méridien magnétique et si l'on chauffe l'une des soudures, l'aiguille dévie aussitôt sous l'action d'un courant électrique allant du Bi au Sb à travers la soudure chaude. Tel est l'effet SEEBECK : naissance d'une force électromotrice dans un circuit fait de deux conducteurs dissemblables 1 et 2 quand les jonctions entre leurs extrémités sont à des températures différentes. Le pouvoir thermoélectrique $(e_T)_1^2$ du système, siège d'une tension E à la température T , est défini par :

$$(e_T)_1^2 = \frac{dE}{dT} \quad (1)$$

on l'exprime usuellement en microvolts par degré.

Malheureusement, SEEBECK a répugné à adopter cette interprétation naturelle pour établir une curieuse relation entre le magnétisme terrestre et la différence de température entre l'équateur et les pôles. On lui doit néanmoins une somme considérable de données intéressantes sur de nombreux métaux, alliages et minéraux, données purement qualitatives d'ailleurs. Après plus d'un siècle d'oubli, M. TELKES obtenait en 1947 un couple d'un rendement voisin de

3 % en associant le premier et le dernier terme de la série classée de SEEBECK, soit PbS et ZnSb. Relatons encore les mesures approximatives de pouvoirs thermoélectriques par MATAHIASSEN.

Les deux séries de mesures de e les plus récentes, celles de JUSTI (1948) et de MEISSNER (1955) coïncident bien avec celle de SEEBECK.

1.1.2. Effet Peltier

En 1834, PELTIER observa des anomalies de température au voisinage de la jonction de deux métaux formant une chaîne traversée par un courant continu ; il montra que la loi de JOULE ne s'appliquait qu'aux courants forts et que, dans le cas des faibles courants, les propriétés individuelles des conducteurs entraînent en jeu, mais cela sans y voir une liaison avec les caractéristiques thermoélectriques des corps. Quatre ans plus tard, LENZ, en congelant une goutte d'eau à une jonction bismuth-antimoine, démontrait de façon spectaculaire l'effet PELTIER.

A la jonction de deux conducteurs 1 et 2 traversée par un courant I se dégage une quantité de chaleur Q_p donnée par :

$$Q_p = (e)_1^2 TI, \quad (2)$$

et dont le signe change avec ceux de $(e)_1^2$ et de I .

Les deux effets précédents font intervenir le paramètre $(e)_1^2$ caractéristique de la jonction des matériaux 1 et 2. En réalité, chaque matériau possède un pouvoir thermoélectrique absolu e , et :

$$(e)_1^2 = e_2 - e_1. \quad (3)$$

Il y a là une analogie tout au moins formelle entre ces pouvoirs et les potentiels électrochimiques, mais

les théories thermodynamiques permettent de définir, comme nous verrons sommairement plus loin, le pouvoir absolu e .

1.1.3. *Effet Thomson*

Si un conducteur homogène, le long duquel règne un gradient thermique, est traversé par un courant I (assez faible pour que l'on néglige l'effet JOULE), la quantité de chaleur dégagée par unité de longueur est :

$$Q_T = TI \frac{de}{dT} \text{ grad. } T. \quad (4)$$

Le signe de Q_T , ou chaleur de THOMSON, qui découvre son existence en 1857, est fonction de ceux des éléments du second membre de (4).

1.1.4. *Lois importantes*

Tant l'expérience que des considérations thermodynamiques ont conduit à formuler les trois lois générales suivantes :

— *Loi du circuit homogène* : Sous la seule intervention de la chaleur, la somme des forces électromotrices est nulle dans un circuit formé d'un seul métal homogène.

Lois de Becquerel

— *Loi des métaux intermédiaires* : Aux extrémités d'une chaîne isotherme de métaux, la f.é.m. est la même que si les deux métaux extrêmes étaient joints directement et à la même température.

— *Loi des températures successives* : La f.é.m. d'un couple dont les jonctions sont aux températures T_1 et T_2 est égale à la somme de la f.é.m. de ce couple soumis aux températures T_1 et T' et de la f.é.m. du même couple soumis aux températures T' et T_2 .

Les trois lois précédentes peuvent être englobées dans un seul énoncé qui est à la base de l'emploi des couples.

La somme algébrique des f.é.m. dans un circuit formé d'un nombre quelconque de métaux homogènes dissemblables est uniquement fonction des températures des jonctions.

1.2. LES PARAMÈTRES THERMOÉLECTRIQUES DES MATÉRIAUX ET LES PHÉNOMÈNES A L'ÉCHELLE ÉLECTRONIQUE

Il n'entre pas dans notre dessein de faire une incursion profonde dans la Physique des solides en vue d'établir le lien entre les phénomènes thermoélectriques et la structure de la matière, cela dépasserait le modeste cadre de cet article. Nous voulons néanmoins donner un bref aperçu de ce lien en relation avec les principes qui régissent le choix et la préparation des matériaux thermoélectriques en vue d'obtenir leur maximum d'efficacité.

Dans une première approximation déduite de l'effet PELTIER, on pourrait égaler le pouvoir e_1^2 à la différence des entropies de l'unité de charge électrique à son passage à la jonction des deux conducteurs considérés. Mais, par suite de la distribution statistique des vitesses électroniques, on ne peut rigoureusement égaler le flux d'entropie d'un corps dans l'autre à la différence des entropies dans chacun avant l'échange d'électrons. Un calcul complet, tenant compte des énergies cinétiques des électrons, conduit à la formule :

$$e = \frac{k}{\alpha} (\bar{\mathcal{E}}^* - U^*) = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{\bar{\mathcal{E}}}{T} - \frac{U}{T} \right), \quad (5)$$

- avec k = constante de Boltzmann,
- α = charge de l'électron,
- $\bar{\mathcal{E}}$ = énergie moyenne des électrons,
- U = potentiel chimique.

La théorie statistique conduit à des formules pratiquement utilisables pour calculer le pouvoir e des métaux et des semi-conducteurs. Elle part du fait que dans un corps siège d'un gradient thermique, les porteurs de charge électrique tendent à diffuser dans le sens du gradient ou dans le sens opposé selon que leur coefficient de diffusion D croît ou décroît avec la température ou, ce qui revient au même, avec l'énergie cinétique \mathcal{E} . Le développement de la théorie, qui fait intervenir les variations avec la température de la concentration n des porteurs et du potentiel chimique U , établit la valeur des trois composantes du pouvoir e : celle due à la variation de D avec \mathcal{E} , soit e_D , celle due à la variation de n avec T , soit e_n et enfin celle due à la variation de U avec T soit e_U ; les trois composantes s'ajoutent algébriquement :

$$e = e_D + e_n + e_U. \quad (6)$$

Si t est une constante caractéristique du réseau cristallin du corps, liée au libre parcours moyen des électrons,

$$e_D = \frac{k}{\alpha} \left(t + \frac{1}{2} \right) \quad (7)$$

$$e_n = \frac{k}{\alpha} T \frac{\partial \ln n}{\partial T} \quad (8)$$

$$e_U = \frac{k}{\alpha} \left(\frac{3}{2} + \frac{U}{kT} - T \frac{\partial \ln n}{\partial T} \right). \quad (9)$$

Finalement :

$$e = \frac{k}{\alpha} \left(t + 2 + \frac{U}{kT} \right). \quad (10)$$

Selon qu'un semi-conducteur présente une conduction prédominante par électrons ou par trous, e est négatif ou positif ; il peut atteindre des valeurs

voisines du $mV.deg^{-1}$, alors qu'à l'opposé, le pouvoir thermoélectrique absolu des métaux est très faible, le zéro étant pratiquement atteint pour le plomb et l'étain ; il est usuellement de quelques $\mu V.deg^{-1}$.

L'expression la plus générale du pouvoir thermoélectrique des semi-conducteurs à conductivité mixte est :

$$e = k\rho \sum \left[u_i n_i \left(C + L \frac{2 (2\pi m_i^* k T)^3}{h^3 n_i} \right) \right] \quad (11)$$

avec $C = t + 2$ $h = Cte$ de Planck.

C'est la formule de PISSARENKO, qui fait intervenir la résistivité ρ , la mobilité u_i de chaque type de porteurs et leur masse effective m_i^* . En présence d'un seul type elle devient :

$$e = \frac{k}{\alpha} \left[C + L \frac{2 (2\pi m^* k T)^3 \alpha u}{h^3} + L\rho \right]. \quad (12)$$

Nous voyons apparaître pour la première fois un nouveau paramètre thermoélectrique important, la résistivité ρ . Pour un corps où la concentration des porteurs est assez faible pour justifier les bases de la statistique de BOLTZMANN, e est fonction linéaire de $L\rho$. Si cette concentration augmente assez pour que :

$$U > -2kT. \quad (13)$$

le semi-conducteur tend à se rapprocher d'un métal et devient dégénéré ; alors la formule simplifiée de PISSARENKO doit être remplacée par une expression plus complexe faisant appel aux intégrales de FERMI.

Les calculs conduits dans l'étude générale du fonctionnement d'un thermocouple feront intervenir, comme nous le verrons, un troisième et dernier paramètre thermoélectrique, la conductivité thermique λ . Cet élément est fait de deux composantes, l'une liée à la conductance de chaleur par les électrons, λ_e , l'autre due à la propagation mécanique des ondes de chaleur dans le réseau cristallin et appelée conductivité phonique λ_p :

$$\lambda = \lambda_e + \lambda_p. \quad (14)$$

La première suit la loi générale de WIEDEMANN-FRANZ et est inversement proportionnelle à ρ :

$$\rho\lambda_e = \left(\frac{k}{\alpha}\right)^2 CT \quad (15)$$

Les calculs auxquels il vient d'être fait allusion feront apparaître un facteur caractéristique global d'un matériau thermoélectrique, Z , qui englobe les trois autres selon la relation :

$$Z = \frac{e^2}{\rho\lambda}. \quad (16)$$

Etant donné un corps de structure donnée, l'introduction de substances dites « dopantes » y libérera des porteurs de charges en nombre n , qui influenceront directement sur e et, à un degré moindre, sur λ . Le calcul montre que Z doit passer par un maximum lorsque e vérifie la relation :

$$e = 172 \left(1 + \frac{\lambda_e}{\lambda_p} \right) \mu V. \text{ degré}^{-1} \quad (17)$$

A l'essor des semi-conducteurs en thermoélectricité, et, pour bien dire, au réveil de cette branche de la physique après un siècle ou presque de léthargie, reste attaché le nom du physicien russe A. IOFFE, qui établit les bases des théories modernes dès 1929 et montra les voies à suivre. A l'heure actuelle encore, son nom reste solidaire des réussites les plus spectaculaires en matière de thermoélectricité. Si les semi-conducteurs sont d'un intérêt particulier à cause de leurs fortes valeurs de e , ils peuvent avoir de faibles λ_p s'ils sont composés d'éléments de base à fort poids atomique, combinés pour réaliser des associations de semi-conducteurs isomorphes, dont la conductivité phonique est plus faible que celle de chacun des composants. La recherche des matériaux thermoélectriques consiste essentiellement à trouver des corps présentant une largeur de bande interdite en relation avec la gamme des températures d'utilisation et une forte valeur du rapport u/λ_p , et à les doper de façon à maximiser Z .

Dans la gamme des concentrations de dopants usuelles, e et ρ diminuent ordinairement avec cette concentration, tandis que λ augmente légèrement. Comme il y a intérêt à utiliser des semi-conducteurs à conductivité électrique de type unique pour maximiser u , les matériaux de base doivent être parfaitement épurés, et les composés, vérifier une stoechiométrie absolue ; les porteurs seront alors seulement contrôlés par les dopants. Ce raisonnement est seulement valable pour les monocristaux ou les corps tels que les électrons et les phonons n'y rencontrent, au cours de leurs déplacements, aucune discontinuité cristalline (corps à cristaux orientés) ; les corps frittés renferment des centres donneurs et accepteurs supplémentaires, souvent difficilement contrôlables, par suite des dislocations et des contacts inter-grains ; il s'ensuit une réduction de la mobilité u et un accroissement de la résistivité ρ sans compter l'anisotropie propre des cristaux composants.

Nous étudierons successivement, dans les lignes qui suivent, la théorie générale du fonctionnement d'un thermocouple connaissant les paramètres thermoélectriques de ses constituants, puis la réalisation effective des couples et leurs applications, dans les laboratoires de la Compagnie Générale de TSF.

2. Etude générale du fonctionnement d'un thermocouple en régime permanent

2.1. GÉNÉRALITÉS

Nous supposons un thermocouple constitué de deux barreaux cubiques de dimension unité, de résistivité ρ , de conductivité thermique λ , de pouvoirs

thermoélectriques opposés, mais égaux en valeur absolue à e . Nous nous limiterons tout d'abord, dans les calculs, à ce cas idéal, nous réservant d'examiner ensuite comment, dans la pratique, il est possible de s'y ramener.

Le couple est fermé sur un circuit de résistance r , siège d'une force électromotrice v . Nous y fixerons un sens positif, celui des aiguilles d'une montre, sur la figure 1, par exemple. Soit I le courant traversant le

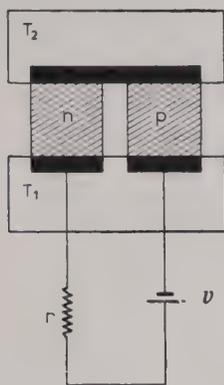


FIG. 1

circuit, compté positivement dans le sens indiqué. Les jonctions des barreaux sont supposées parfaites (sans résistance); celles du bas sont dans une enceinte isotherme à la température absolue T_1 , tandis que le pont supérieur est à une température absolue T_2 ; il échange avec son enceinte une puissance q , comptée positivement quand elle tend à l'échauffer, alors que les deux jonctions inférieures peuvent céder à leur enceinte une puissance W , comptée positivement quand elle tend à les refroidir. Nous appellerons w l'énergie électrique cédée par le couple au circuit. Enfin, tout l'ensemble est supposé adiabatique.

Notons dès maintenant la transformation simple qui permet d'appliquer les calculs suivants à un couple de dimensions quelconques (aire de section A et longueur l). Les quantités q , W , w , et I sont à multiplier par la « dimension caractéristique » :

$$a = \frac{A}{l}, \tag{18}$$

et r , à diviser par a .

Introduisons, pour terminer, un facteur M , défini par :

$$r = 2 \rho M. \tag{19}$$

2.2. EQUATIONS GÉNÉRALES DU SYSTÈME

Les équations générales reposent sur les principes suivants :

a — Les barreaux, soumis dans leur masse à l'effet JOULE, sont le siège d'un gradient thermique parabolique en fonction de l'abscisse longitudinale x , ce qui a pour corollaire une répartition égale à chaque extrémité, de la puissance de JOULE évacuée.

b — A ces extrémités, le bilan énergétique se fait compte tenu de la demi-puissance de JOULE, de l'effet PELTIER, de la conduction thermique passive des barreaux et des puissances échangées avec les sources T_1 et T_2 .

c — La loi d'Ohm s'applique naturellement au circuit.

On aboutit ainsi à :

$$W = 2eT_1 I + 2\lambda (T_2 - T_1) + \rho I^2 \tag{20}$$

$$q = 2e T_2 I + 2 \lambda (T_2 - T_1) - \rho I^2 \tag{21}$$

$$w = q - W \tag{22}$$

$$v = 2 \rho (1 + M)I - 2 e (T_2 - T_1). \tag{23}$$

Bien que les deux effets soient indissociables, nous conviendrons, dans un but de clarté en pratique, de dire que le couple travaille en effet PELTIER quand $w < 0$, et en effet SEEBECK quand $w > 0$.

2.3. DÉTERMINATION DE T_2

Des équations précédentes, on tire facilement :

$$T_2 = T_1 - \frac{2 e T_1 I - \rho I^2 - q}{2 (\lambda - e I)}. \tag{24}$$

La courbe correspondante (fig. 2), d'un intérêt

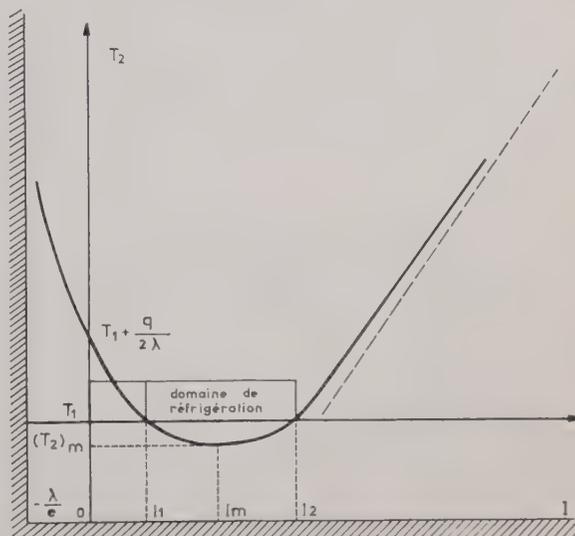


FIG. 2

pratique considérable, présente, à gauche, une asymptote verticale quand I tend vers $-\frac{\lambda}{e}$ (soit I_e cette intensité dite « d'emballage ») et un minimum :

$$(T_2)_m = \sqrt{\frac{\rho^2 \lambda^2}{e^4} + \frac{e^2}{\rho} (q + 2 \lambda T_1)} - \frac{\rho \lambda}{e^2}, \tag{25}$$

qui prend la forme très simple suivante quand $q = 0$:

$$[(T_2)_m]_{q=0} = \frac{2 T_1}{1 + \sqrt{1 + 2 T_1 Z}} \quad (26)$$

expression qui ne dépend plus que de Z , facteur de qualité défini par (16).

Lorsque :

$$q \leq \frac{e^2 T_1^2}{\rho}, \quad (27)$$

le minimum $(T_2)_m$ est inférieur à T_1 et la courbe reste sous la droite $T = T_1$ dans un domaine d'intensités appelé « domaine de réfrigération », exploitable pratiquement. Lorsque $T_2 > T_1$ dans la partie gauche, le système fonctionne en pompe de chaleur.

Notons que la tension aux bornes du couple, V , prend, au minimum de T_2 , la valeur très simple :

$$V = 2 e T_1 \quad (28)$$

Il est à remarquer que, lorsque I croît par valeurs négatives, en tendant vers I_e , les valeurs infiniment croissantes de T_2 perdent tout sens physique (on observerait pratiquement une destruction des jonctions au-delà d'un certain seuil). De même, les valeurs de I supérieures en valeur absolue à I_e sont physiquement impensables, du fait qu'elles conduiraient à des valeurs négatives de T_2 ; elles ne pourraient d'ailleurs être atteintes sans franchir le seuil de destruction.

2.4. VARIATIONS DE q (COURBE 3)

La puissance q (cf. équation 21) varie selon une

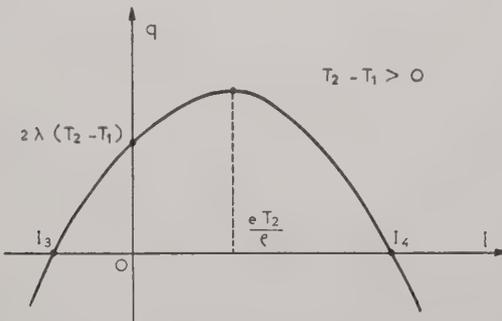


FIG. 3

loi parabolique avec I . Elle présente un maximum positif si :

$$Z \geq 2 \frac{T_1 - T_2}{T_2^2}. \quad (29)$$

Cette condition est celle que doit remplir le facteur de qualité pour que le couple soit apte à absorber de la chaleur en produisant un certain abaissement de température $T_1 - T_2 = \Delta T$

2.5. VARIATIONS DE w (COURBE 4)

La puissance w , donnée par (22), suit également une loi parabolique et présente toujours un maximum positif :

$$w_m = \frac{e^2 (T_2 - T_1)^2}{2 \rho}, \quad (30)$$

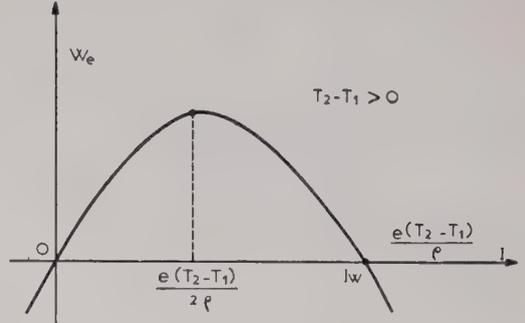


FIG. 4

lorsque le couple, selon une loi classique, travaille sous une tension V égale à sa demi-force électromotrice.

Les points où la fonction $w(I)$ change de signe constituent les frontières des zones de fonctionnement en effet SEEBECK et en effet PELTIER (cf. § 2-2). Le domaine de l'effet SEEBECK est situé, suivant les cas, dans l'intervalle :

$$\left(0, \frac{e (T_2 - T_1)}{\rho} \right), \text{ ou } (0, I_e) \text{ si } I_e > e \frac{T_2 - T_1}{\rho} = I_w \quad (31)$$

2.6. NOTIONS DE RÉGIONS DE FONCTIONNEMENT ET DE RENDEMENT

Sans entrer dans le détail des calculs, assez fastidieux, nous allons examiner les différents modes de fonctionnement utilisables d'un thermocouple, cela en fonction de la position d'un point caractéristique dans un plan rapporté à des axes OT_1 et OT_2 (cf. fig. 5).

Les courbes qui y figurent séparent chacune deux régions distinctes, dans chacune desquelles les variations de l'une des fonctions q , W ou w s'opèrent selon un mode déterminé. On délimite ainsi 6 régions.

Nous avons encore à définir préalablement deux rendements :

le rendement SEEBECK : $\eta_s = \frac{w}{q} \quad (32)$

le rendement PELTIER : $\eta_p = \frac{q}{w} = \frac{1}{\eta_s} \quad (33)$

Le rendement SEEBECK est le rapport de la puissance électrique utilisable fournie par le couple à la puissance calorifique dépensée.

Le rendement PELTIER est le rapport de la puissance évacuée (à la température T_2) à la puissance électrique dépensée. A l'encontre des rendements usuels,

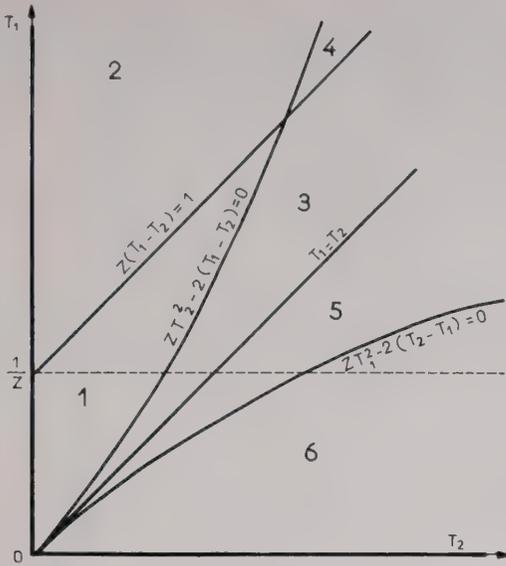


FIG. 5

ce dernier n'est pas forcément limité supérieurement par l'unité.

Ces deux rendements peuvent être positifs ou négatifs.

Dans le paragraphe suivant, nous sélectionnerons les régions de fonctionnement compte tenu de l'intérêt qu'elles présentent. Par définition, une zone d'utilisation est « intéressante » lorsque le couple y assume une fonction d'échange énergétique irréalisable par un simple conducteur passif ($Z = 0$) sans dépense d'énergie électrique. Ainsi, si $T_2 > T_1$, $q > 0$ et $w < 0$, la zone n'est pas intéressante, car un conducteur passif, convenablement calculé, pourrait toujours drainer q de T_2 à T_1 sans dépense d'énergie électrique ; par contre, si $T_2 < T_1$, il est impossible de se passer de l'effet PELTIER, et la zone est intéressante.

2.7. ETUDE DU COUPLE PAR RÉGIONS

Région 1

Il y a une zone intéressante en effet SEEBECK inversé pour les valeurs de I comprises entre I_w et 0 ; c'est-à-dire que le couple fonctionne en générateur de courant avec $T_2 < T_1$.

Le rendement η_s est maximum quand :

$$I = I_s = 2 \frac{\lambda}{e} \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1} \left(\sqrt{1 + Z \frac{T_1 + T_2}{2}} - 1 \right) \quad (34)$$

Pour cela le circuit extérieur doit vérifier la condition :

$$2 \rho (1 + M) I_s = v + 2 e (T_2 - T_1), \quad (35)$$

valable quel que soit le circuit d'utilisation (résistance passive, batterie de f.é.m. égale à v , etc.).

Le circuit passif doit être tel que :

$$M = \sqrt{1 + Z \frac{T_2 + T_1}{2}} = R \text{ (facteur de rendement)} \quad (36)$$

On voit incidemment que la condition (36) de maximisation du rendement ne correspond pas à celle de maximisation de w , ($M = 1$).

$$(\eta_s)_M = \frac{e (T_2 - T_1) - 2 \rho I_s}{e T_2 - \rho I_s} \quad (37)$$

Posant :

$$\eta_c = \frac{T_2 - T_1}{T_2} \text{ (rendement de CARNOT)} \quad (38)$$

nous arrivons à la forme simplifiée :

$$(\eta_s)_M = \eta_c \cdot \frac{R - 1}{R + 1 - \eta_c} \quad (39)$$

Le rendement $(\eta_s)_M$ est uniquement lié au rendement de CARNOT et au facteur de rendement R du couple ; quand ce dernier augmente, il est clair que η_s se rapproche de η_c .

Si, à la condition (36), on substitue la condition arbitraire $M = 1$ (résistance du circuit extérieur égale à celle du couple), le rendement devient alors

$$\eta'_s = \frac{2 Z (T_2 - T_1)}{Z (3 T_2 + T_1) + 8} \quad (40)$$

Les deux expressions (39 et 40) ne diffèrent d'ailleurs pas notablement :

$$\frac{(\eta_s)_M}{\eta'_s} = 1 - \frac{(R - 1)^2 (T_2 + T_1)}{2 (R + 1) (R T_2 + T_1)} \quad (41)$$

Si, par exemple, $Z = 2.10^{-3} \text{ deg}^{-1}$, $T_1 = 300 \text{ °K}$ et $T_2 = 600 \text{ °K}$, $\eta_s \simeq 0,1$ ($\eta_s)_M / \eta'_s = 1 - 0,024$.

Région 2

Les considérations précédemment développées restent valables, à cela près que la zone intéressante est limitée à gauche, non par I_w mais par $I_e > I_w$.

Région 3

A côté de la zone d'utilisation en effet SEEBECK inversé, apparaît une autre zone intéressante réservée à la réfrigération PELTIER, pour les valeurs de I comprises entre

$$e T_2 + \frac{\sqrt{e^2 T_2^2 + 2 \rho \lambda (T_2 - T_1)}}{\rho}$$

et

$$e T_2 - \frac{\sqrt{e^2 T_2^2 + 2 \rho \lambda (T_2 - T_1)}}{\rho}$$

Région 4

Les zones d'utilisation sont encore les mêmes, mais, comme dans la région 2, la zone SEEBECK est limitée inférieurement par $I_e > I_w$.

Région 5

Avec la région 5, les modes de fonctionnement changent complètement. De gauche à droite, on rencontre une première zone intéressante, lorsque

$$I < \frac{e T_2 - \sqrt{e^2 T_2^2 + 2 \rho \lambda (T_2 - T_1)}}{\rho}$$

là s'opère le chauffage par effet PELTIER ; cette pompe de chaleur est vraiment valable si le rendement est supérieur à 1, sinon, l'effet JOULE pourrait lui être avantageusement substitué : cela est vrai pour les valeurs de I comprises entre

$$\frac{-e T_1 - \sqrt{e^2 T_1^2 - 2 \rho \lambda (T_2 - T_1)}}{\rho}$$

et

$$\frac{-e T_1 + \sqrt{e^2 T_1^2 - 2 \rho \lambda (T_2 - T_1)}}{\rho}$$

Dans la zone suivante, limitée par 0 et I_w , l'effet SEEBECK normal ($T_2 > T_1$) est régi par les formules déjà exposées.

Enfin, la dernière zone correspond au chauffage par effet PELTIER, lorsque I est supérieur à

$$\frac{e T_2 + \sqrt{e^2 T_1^2 + 2 \rho \lambda (T_2 - T_1)}}{\rho},$$

mais le rendement y reste inférieur à 1/2.

Le rendement du chauffage dans la première zone passe par un maximum :

$$(\eta_p)_M = \frac{R - 1 + \eta_c}{\eta_c (R + 1)} \quad (42)$$

Région 6

Dans cette dernière région, la zone de chauffage PELTIER à rendement supérieur à l'unité est rejetée au-delà de I_c . Il ne subsiste alors comme seule zone intéressante que celle à effet SEEBECK direct.

En résumé on a mis en évidence :

La génération de courant par effet SEEBECK direct (régions 5, 6).

La génération de courant par effet SEEBECK inverse (régions 1, 2, 3, 4) (peu courante en pratique).

La réfrigération par effet PELTIER direct (régions 3, 4).

Le chauffage par effet PELTIER inverse (utilisable avec rendement supérieur à 1 dans la région 5).

2.8. DIAGRAMMES PRATIQUES D'UTILISATION

Un premier diagramme fondamental est celui qui figure les variations de $(\eta_s)_M$ (cf équation (39)) avec T_2 pour différentes valeurs de Z . Dans la figure 6 on a supposé $T_1 = 300^\circ\text{K}$ et pris deux valeurs de

$Z : 10^{-3}$ et $2.10^{-3} \text{ deg}^{-1}$. Dans la figure 7. T_2 a été laissée fixe à 600°K , tandis que T_1 croit de 300° à 400°K , pour les mêmes valeurs de Z .

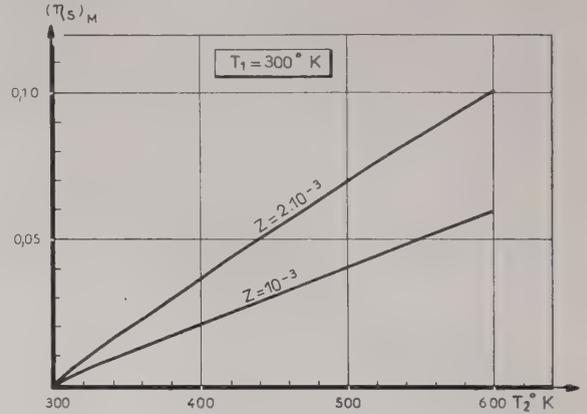


FIG. 6

En réfrigération et chauffage PELTIER, il est commode d'utiliser un réseau de courbes $(T_2 I)$

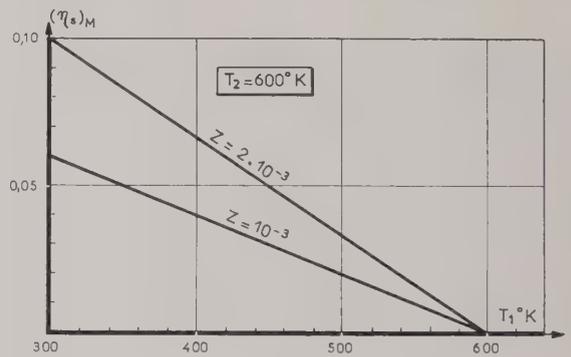


FIG. 7

pour différentes valeurs de la charge thermique q , ce qui exige la connaissance des éléments e, ρ et λ . Les courbes (8) montrent les variations de $[(T_2)_M]_{q=0}$

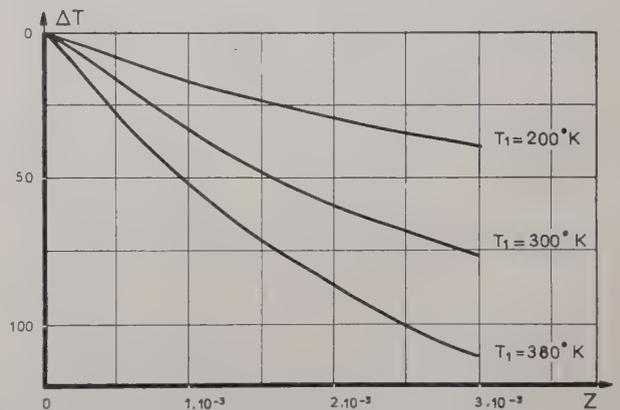


FIG. 8

avec Z pour trois valeurs de $T_1 : 200^\circ\text{K}, 300^\circ\text{K}, 380^\circ\text{K}$. On y voit combien les abaisséments de

température limites augmentent avec T_2 . Une autre catégorie de diagrammes offrant un intérêt pratique relate les variations de T_2 avec q ; le minimum de T_2 peut s'écrire (cf. équations (25) et (26), en posant pour simplifier

$$q = 2 \lambda \tau, \tag{43}$$

$$(T_2)_m = \frac{\sqrt{1 + 2(T_1 + \tau) Z} - 1}{Z} \tag{44}$$

Nous fixant, par exemple, un Z de $2.10^{-3} \text{ deg}^{-1}$, nous avons tracé, sur la figure 9 les variations de

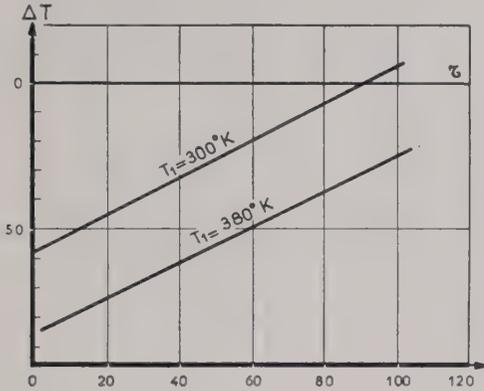


FIG. 9

$(T_2)_m$ avec τ pour des valeurs de T_1 respectivement égales à 300°K et 380°K . Si $\lambda = 2.10^{-2} \text{ W/cm}^2$, un τ de 100° correspond à une charge thermique q de 4 watts, soit 2 watts par cm^2 de pont de jonction.

Enfin un autre diagramme important relie les variations du rendement η_p avec la température T_2 .

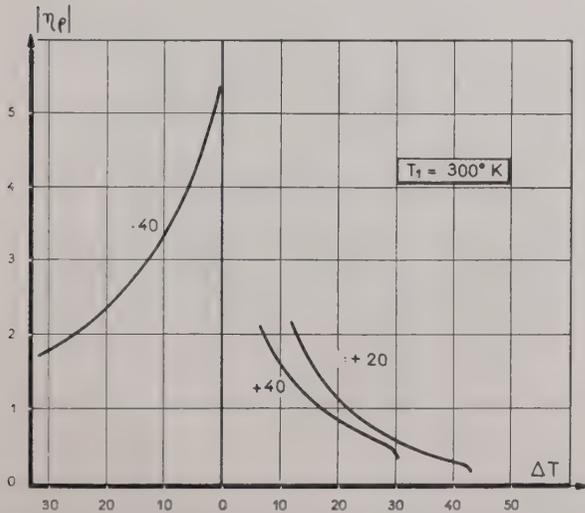


FIG. 10. — Courbes établies pour $\tau = -40$, $\tau = +40$ et $\tau = +20$.

Tenant compte du fait que, pour chaque valeur de T_2 , deux valeurs de I sont possibles, la seule intéressante étant la plus faible, on établit la relation suivante :

$$\tau_p = \frac{\tau}{(T_1 + T_2)(\sqrt{Z^2 T_2^2 + 2Z(T_2 - T_1 - \tau) - Z T_2} + 2(T_1 - T_2 - \tau))} \tag{45}$$

Supposant encore $Z = 2.10^{-3} \text{ deg}^{-1}$, nous avons tracé sur la figure 10, le diagramme $(\eta_p, \Delta T)$ pour des

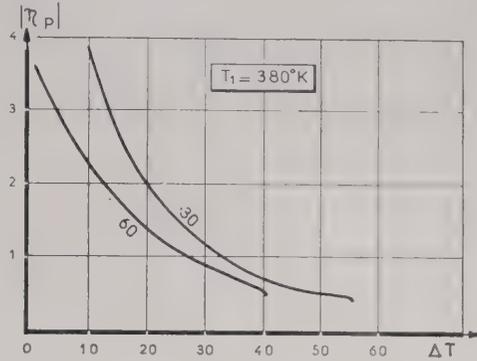


FIG. 11. — Courbes établies pour $\tau = 30$ et $\tau = 60$.

valeurs de τ égales à 40 , 20 , -40 avec $T_1 = 300^\circ \text{K}$ et, sur la figure 11, un diagramme analogue pour $\tau = 60$ et 30 avec $T_1 = 380^\circ \text{K}$. Le premier serait utilisable pour un dispositif de régulation de température au voisinage de l'ambiante, par exemple.

2.9 COUPLES EN SÉRIE THERMIQUE.

Nous signalerons qu'il est possible de disposer de plusieurs étages de couples en série thermique.

En effet PELTIER, par exemple, la chaleur évacuée aux jonctions chaudes d'un couple (ou d'une série de couples) peut l'être, non à la température T_1 , mais à la température $T'_1 < T_1$ en profitant de l'abaissement déjà obtenu par un premier couple; on a ainsi la série $T_2 < T'_1 < T_1$, ce qui permet dans certains cas d'accroître notablement l'écart utile ΔT .

En effet SEEBECK, la chose est également possible si l'on dispose d'un couple dont, pour des raisons physiques, la zone de fonctionnement correct s'étend entre T_2 et T'_2 et d'un autre, qui s'accommode de l'intervalle T'_2, T_1 .

On pourra trouver quelques calculs sur ces cas dans la bibliographie donnée à la fin de cet article.

3. Application de la théorie aux thermocouples réels

Les thermocouples réels ne correspondent que très imparfaitement aux définitions qui ont servi de base aux calculs. Ainsi, les deux branches ne possèdent pas, en général, le même facteur Z , les mêmes paramètres thermoélectriques; ces derniers varient largement avec T , ce qui entraîne surtout de graves difficultés dans les calculs d'effet SEEBECK, si $T_2 \gg T_1$. Les jonctions des barreaux avec les autres éléments du circuit ne sont pas exemptes de

résistance électrique, voire thermique, et il est quasi impossible d'établir un contact thermique parfait entre ces jonctions et les enceintes avec lesquelles elles échangent de la chaleur. Enfin, l'adiabaticisme absolu d'un couple ne peut qu'être une fiction.

3.1. DISSYMMÉTRIE DES DEUX BRANCHES

Lorsque les éléments « p » et « n » des couples possèdent les paramètres suivants

$$e_+, \rho_+, \lambda_+ \qquad e_-, \rho_-, \lambda_-$$

$$e = \frac{e_+ - e_-}{2}. \tag{36}$$

Si les aires de section A_+ et A_- sont égales,

$$\rho\lambda = \frac{1}{4} (\rho_+ + \rho_-) (\lambda_+ + \lambda_-); \tag{47}$$

$\rho\lambda$ aura une valeur minimale

$$(\rho\lambda)_m = \frac{1}{4} (\sqrt{\rho_+\lambda_-} + \sqrt{\rho_-\lambda_+})^2 \tag{48}$$

si les aires sont choisies dans le rapport :

$$\frac{A_+}{A_-} = \sqrt{\frac{\rho_+\lambda_-}{\rho_-\lambda_+}}. \tag{49}$$

D'ailleurs les expressions (47) et (48) de $\rho\lambda$ diffèrent peu, en général :

$$\frac{\rho\lambda}{(\rho\lambda)_m} \simeq 1 + \frac{(\sqrt{\rho_-\lambda_+} - \sqrt{\rho_+\lambda_-})^2}{4\rho\lambda}. \tag{50}$$

3.2. VARIATION DES PARAMÈTRES AVEC LA TEMPÉRATURE

Nous traiterons le cas de l'effet SEEBECK, lorsque le gradient thermique dans les barreaux est essentiellement imposé par la loi $\lambda = f(T)$; quand λ est indépendante de T , on a simplement un gradient constant si I reste assez faible.

Des lois usuelles ont la forme :

$$\rho = \rho_0 T^m \quad \text{et} \quad \lambda = \lambda_0 T^m. \tag{51} \tag{52}$$

Le calcul donne alors la valeur des paramètres apparents $(\lambda)_{T_1}^{T_2}$ et $(\rho)_{T_1}^{T_2}$:

$$(\lambda)_{T_1}^{T_2} = \frac{\lambda_0}{m+1} \left(\frac{T_2^{m+1} - T_1^{m+1}}{T_2 - T_1} \right); \tag{53}$$

$$(\rho)_{T_1}^{T_2} = \frac{(m+1)\rho_0}{m+n+1} \left(\frac{T_2^{m+n+1} - T_1^{m+n+1}}{T_2^{m+1} - T_1^{m+1}} \right); \tag{54}$$

$$(\rho\lambda)_{T_1}^{T_2} = \frac{\rho_0 \lambda_0}{m+n+1} \left(\frac{T_2^{m+n+1} - T_1^{m+n+1}}{T_2 - T_1} \right); \tag{55}$$

$$\frac{(\rho\lambda)_{T_1}^{T_2}}{(\rho\lambda)_{T_1}} = \frac{T_2^{m+n+1} - T_1^{m+n+1}}{(m+n+1) T_1^{m+n} (T_2 - T_1)}. \tag{56}$$

Si, par exemple $m = -\frac{1}{2}$ et $n = \frac{3}{2}$, le rapport

(56) vaut $\frac{3}{2}$ lorsque $T_2 = 600$ °K et $T_1 = 300$ °K.

Enfin, si le pouvoir thermoélectrique varie avec T , le couple est le siège d'un effet THOMSON, mais tout se passe comme si le pouvoir effectif utilisé dans les formules précédentes était

$$(e)_{T_1}^{T_2} = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} e_T dT. \tag{57}$$

C'est d'ailleurs le plus souvent une donnée directe des mesures.

3.3. NATURE DU COURANT ÉLECTRIQUE (EFFET PELTIER).

Le cas du courant continu pur a été traité dans les calculs précédents. Mais s'il s'agit de courant alternatif redressé, il faut, pour atteindre le Z apparent, multiplier le Z théorique par

$$\left(\frac{\bar{I}}{I_e} \right)^2; \tag{58}$$

\bar{I} = valeur moyenne de l'intensité,

I_e = valeur efficace de l'intensité.

Ce facteur de correction est, par exemple, de 0,81 pour du monophasé à deux alternances redressées, et de 0,405 lorsqu'une seule alternance est redressée.

3.4. IMPERFECTIONS DES JONCTIONS

Nous touchons ici l'un des problèmes les plus épineux de la technologie des thermoéléments. Si la jonction est caractérisée par une résistance parasite j par unité d'aire, Z doit être multiplié par :

$$1 - \frac{2j}{\rho l}. \tag{59}$$

3.5. IMPERFECTIONS DES CONTACTS THERMIQUES

Les sources de chaleur T_1 et T_2 sont le plus souvent des conducteurs électriques et, lorsque l'on doit associer plusieurs couples en série électrique, on doit assurer les échanges thermiques sans court-circuit, en interposant, entre les jonctions et les enceintes, des feuilles isolantes d'épaisseur ϵl et de conductivité thermique μ .

Le calcul montre alors que les équations précédemment établies restent valables pourvu qu'à la charge thermique q , on substitue

$$q' = q \left(1 + \frac{2 \varepsilon \lambda}{\mu} \right); \quad (60)$$

le facteur Z devient

$$Z' = Z \left[1 - \frac{\varepsilon \lambda}{\mu} \left(2 + \frac{eI}{\lambda} \right) \right]. \quad (61)$$

Il faut reconnaître d'ailleurs que, bien souvent les paramètres ε et μ sont quasi inaccessibles, surtout en présence d'une lame d'air.

3.6. DÉFAUT D'ADIABATISME DE L'ENCEINTE

Lorsqu'un thermocouple — ou une thermopile (association de couples en série électrique) — est plongé dans une ambiante à température T_0 , le système n'est plus adiabatique ; c'est le cas usuel, où les échanges thermiques parasites échappent le plus souvent à toute évaluation. Toutefois, nous traiterons le cas où l'on connaît le coefficient d'échange σ_0 entre l'enceinte supérieure et l'ambiante, et le coefficient σ_1 entre les deux enceintes.

Tout se passe alors comme si la charge q devenait :

$$q + 2 \sigma_0 T_0, \quad (62)$$

et si le facteur Z était multiplié par :

$$\frac{\lambda}{e^2} \cdot \frac{\left(e + \frac{\sigma_0}{I} \right)^2}{\lambda + \sigma_1} \simeq 1 + \frac{2 \sigma_0}{eI} - \frac{\sigma_1}{\lambda}. \quad (63)$$

Un cas typique est celui où des fils conducteurs de courant doivent nécessairement aboutir à l'enceinte réfrigérée T_2 , ce qui matérialise σ_1 (transistors réfrigérés par exemple).

Le fil de longueur d , de section S , de conductivité thermique χ et de résistivité ψ , traversé par un courant i , présentera une charge thermique parasite minimale

$$\mathcal{Q}_m = 2 i \sqrt{\frac{\psi \chi (T_1 - T_2)}{2}}, \quad (T_1 > T_2) \quad (64)$$

si :

$$S = S_m = i d \sqrt{\frac{\psi}{2 \chi (T_1 - T_2)}} \quad (65)$$

Il est à noter que, pour les métaux purs, tels que le cuivre, le produit $\psi \chi$ est constant et minimum (loi de WIEDMANN).

Si i est du courant continu, il pourra être intéressant d'utiliser un conducteur offrant de bonnes

propriétés thermoélectriques ; alors \mathcal{Q}_m pourra s'annuler si le facteur de qualité vérifie la relation

$$Z' = 2 \frac{T_1 - T_2}{T_2^2}. \quad (66)$$

3.7. CALCUL DES THERMOPILES

Nous donnons ci-après quelques formules pratiques utilisables pour les thermopiles.

On supposera un ensemble de $2N$ barreaux de section carrée de côté c , entourés d'une feuille isolante d'épaisseur $b/2$ de conductivité thermique \varkappa , soumis à une charge thermique Q .

L'aire de la pile :

$$A^* = 2N (c^2 + 2bc). \quad (67)$$

La charge spécifique de couple est :

$$q = \frac{Ql}{Nc^2} \quad (68)$$

et celle de la pile :

$$q_p = \frac{qc}{2(c + 4b)} \simeq \frac{q}{2}. \quad (69)$$

La conductance relative permanente de déperdition est :

$$\sigma_1 = 2 \cdot \frac{\varkappa}{\lambda} \cdot \frac{b}{c}. \quad (70)$$

et celle de la pile totale :

$$L = \frac{2Nc}{l} (\lambda c + 2b\varkappa) \quad (71)$$

La résistance électrique totale est enfin :

$$R = 2N \frac{\rho l}{c^2}. \quad (72)$$

Si la pile est utilisée en réfrigération PELTIER, la puissance électrique consommée au point optimum sera :

$$P_m = 2 e T_1 I \frac{Nc^2}{l}; \quad (73)$$

cette expression est le produit de deux termes principaux, l'un $2 e T_1 I$ est une constante caractéristique des matériaux du couple, l'autre $\frac{Nc^2}{l}$ une constante caractéristique de la géométrie de la pile. On en tire cette règle fondamentale en pratique :

La puissance d'une thermopile est proportionnelle

à sa surface et inversement proportionnelle à son épaisseur.

On en déduit cette autre :

La puissance d'une thermopile est proportionnelle à sa masse et, à masse constante, inversement proportionnelle au carré de son épaisseur.

Ces règles générales, énoncées à propos de la formule (73) particulière à l'effet PELTIER, demeurent valables pour toutes les applications : en effet SEEBECK il s'agira de la puissance électrique utile.

4. Réalisations des laboratoires de la CSF

En 1956, le Centre de Recherches Physico-Chimiques de la Compagnie Générale de TSF, à PUTEAUX suivant les conseils du Professeur P. AIGRAIN, abordait l'étude des semi-conducteurs à effet thermoélectrique en vue de la réalisation de thermopiles (¹). Immédiatement, le laboratoire s'orientait vers la mise au point d'un appareillage de contrôle pour déterminer les paramètres fondamentaux ϵ , ρ , et λ . Ayant axé ses efforts sur la préparation des semi-conducteurs dérivés du tellure de bismuth Bi_2Te_3 et de l'antimoniure de zinc SbZn , il en arrivait bientôt au frittage systématique des matériaux en vue d'aboutir à leur production industrielle ultérieure. Maintenant, pour atteindre des facteurs de qualité élevés, il met au point la production de matériaux à cristaux orientés à base de Bi_2Te_3 .

4.1. CONTROLE DES MATÉRIAUX

4.1.1. Mesure de ϵ

L'échantillon est soudé entre deux blocs d'argent nickelé pouvant, à volonté, être chauffés par des résistances incorporées ou refroidis par des boîtes à circulation d'eau capables de s'adapter exactement sur eux (cf. fig. 12). Deux couples cuivre-constantan, montés en opposition, indiquent l'écart de température entre les blocs, respectivement portés aux températures T_1 et T_2 . La mesure de la tension thermoélectrique entre eux fournit $(\epsilon)_{T_1}^{T_2}$ par rapport à l'argent.

4.1.2. Mesure de ρ

Il convient de faire *a priori* une réserve sur la définition de ρ eu égard à l'anisotropie des cristaux (cf. 1.3). Si le corps est polycristallin, et que les axes des cristaux aient des directions quelconques, les surfaces équipotentielles présentent de grosses perturbations et des discontinuités ; la notion de *résistivité* devient dépourvue de sens et il faut alors mesurer la *résistance* de l'échantillon dans des conditions correspondant à son utilisation. Si les cristaux ont une orientation privilégiée, ou si le corps est monocristallin, on mesurera ρ en utilisant un courant électrique traversant l'échantillon dans le même sens que lors de l'utilisation, et ce, de préférence dans la direction de moindre ρ . Si le corps résulte du frit-

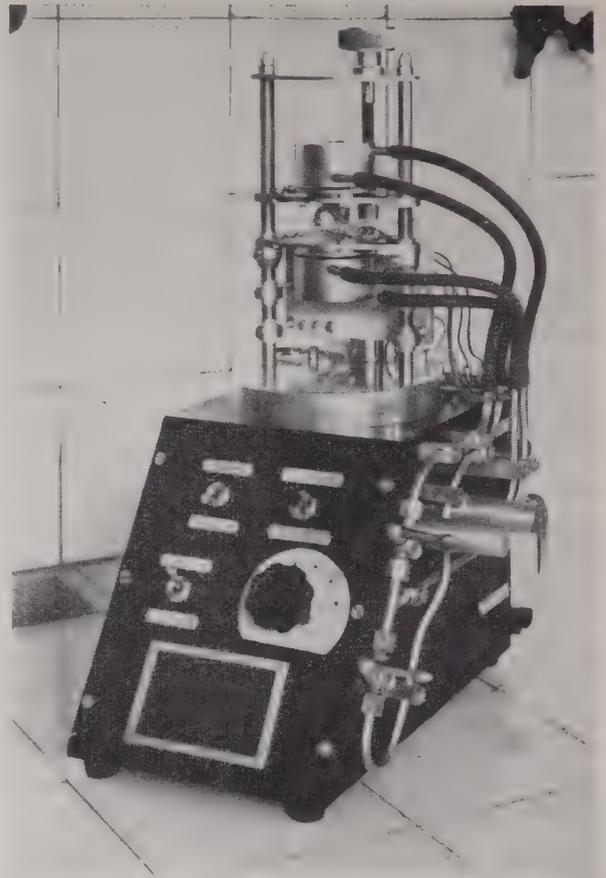


FIG. 12

tage d'une infinité de petits cristaux, il est, en général, isotrope à l'échelle microscopique, et aucun problème ne se pose.

La résistivité de longs lingots de section à peu près constante peut être approximativement déterminée en déplaçant selon leur axe un ensemble rigide de deux pointes, entre lesquelles on mesure la tension avec un millivoltmètre, lorsque le barreau est traversé par un courant alternatif.

Une mesure plus précise s'opère en soudant deux sondes en deux points d'un échantillon définissant deux équipotentielles. Le barreau, en série avec une résistance étalon variable, est traversé par un courant alternatif : la résistance étalon est ajustée de façon à égaler les deux déviations données par le millivoltmètre, branché successivement sur les deux éléments à comparer.

4.1.3. Mesure de Z

La mesure la plus couramment opérée maintenant au Laboratoire fournit directement Z avec une précision acceptable (cf. notice bibliographique).

Considérons un barreau adiabatique, que l'on fait traverser par un faible courant continu tel que l'effet JOULE soit négligeable devant l'effet PELTIER. Entre deux sondes fines, on recueille une tension comprenant une composante ohmique V_0 et une composante thermoélectrique du même signe, due à l'écart de température provoqué entre les extré-

¹) Etude entreprise pour le compte du Service Technique des Télécommunications de l'Air (Contrat STTA 8544/55).

mités par effet Peltier, soit V_p . Un calcul simple établit que

$$ZT = \frac{V_p}{V_0} \tag{74}$$

Lorsque l'échantillon est en équilibre thermique on atteint facilement $V_0 + V_p$; V_0 peut être connue par une mesure en courant alternatif. Pratiquement, on opère comme pour la mesure précise de ρ : en courant continu, la résistance étalon prend une valeur R_+ ; en courant alternatif une valeur R_- ; alors

$$ZT = \frac{R_+ - R_-}{R_-} \tag{75}$$

Si l'on dispose d'un enregistreur à faible inertie, on peut atteindre directement V_p , lorsque l'on coupe le courant continu, la tension chute brutalement jusqu'à V_p , puis tend vers 0.

Naturellement, les questions relatives à l'isolement thermique de l'échantillon sont essentielles (diamètre des fils d'aménée de courant, milieu ambiant: isolant plastique ou vide poussé).

4.1.4. Mesure de la densité des porteurs de charge

Les recherches théoriques sur les matériaux requièrent souvent la connaissance du nombre n des porteurs de charge, électrons ou trous. Dans le cas particulier des semi-conducteurs à effet thermoélectrique, où n avoisine 10^{19} cm^{-3} , on utilise l'effet HALL en courant alternatif. On sait que, si un échantillon plat d'épaisseur c , traversé par un courant \vec{I} , se trouve soumis à un champ magnétique \vec{H} normal à la fois à \vec{I} et au plan de l'échantillon, il apparaît dans la direction normale au plan $(\vec{I} \cdot \vec{H})$ une tension v_H , telle que :

$$n = \frac{R_H}{v_H} \frac{I}{c}, \quad (\vec{v} = K \vec{I} \wedge \vec{H}), \tag{76}$$

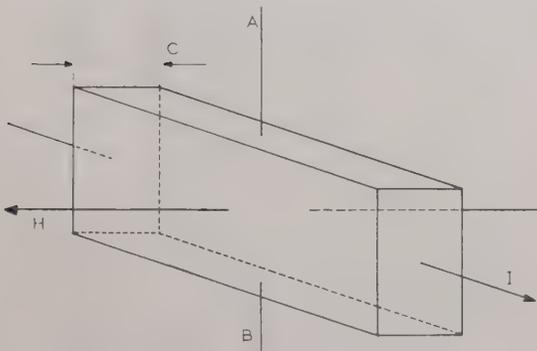


FIG. 13

R_H étant un facteur égal à 74.10^{17} pour les semi-conducteurs non dégénérés et à 63.10^{17} pour les semi-conducteurs dégénérés (cf. fig. 13).

On opère pratiquement en courant alternatif, pour éviter les tensions thermoélectriques parasites. Un microvoltmètre, branché successivement entre les deux sondes A et B et aux bornes d'une résistance étalon variable en série avec l'échantillon permet de déterminer la résistance équivalente à $v_H / \vec{I} = r_H$.

Alors :

$$n = \frac{1}{c} \cdot \frac{R_H}{r_H} \tag{77}$$

4.2. PRÉPARATION DES MATÉRIAUX

Le matériau actuellement connu pour présenter le plus fort facteur Z (sinon le plus fort R) répond à la formule :



dans laquelle, d'ailleurs $x \simeq 2$. $y \simeq 3$.

Cette association d'éléments est déterminée en vue d'obtenir des corps à faible conductivité thermique, doués d'une mobilité de porteurs satisfaisante et d'une bande interdite correspondant au domaine de températures à couvrir.

La Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques, associée à la CSF, commence à produire par frittage des matériaux d'un Z compris entre 15 et $20.10^{-4} \text{ deg}^{-1}$, tandis que la CSF étudie la production des corps à cristaux orientés, dont le Z est environ 40 % plus élevé.

Dans tous les cas, la préparation commence par l'épuration des constituants de base par distillation

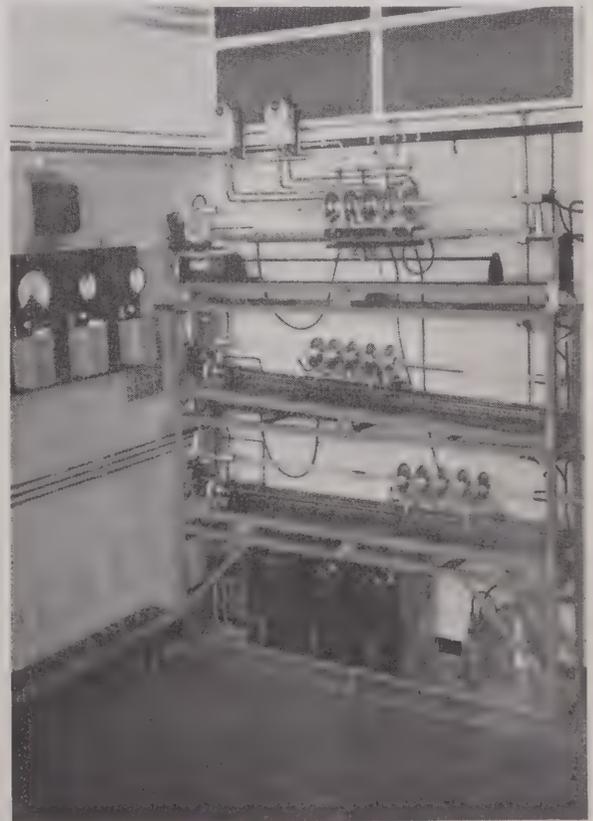


FIG. 14

sous vide et fusion de zone. Ce dernier processus est maintenant assez largement connu pour qu'il nous soit dispensé de nous y étendre. Disons simplement que l'épuration s'opère dans des tubes de silice, où l'élément, coulé dans une nacelle, est chauffé, sous gaz neutre, par des zones à concentration de rayonnement infra-rouge (cf. photo 14).

Le contrôle des éléments Bi et Sb se fait périodiquement par spectrographie; celui du tellure se réduit à une mesure de résistivité. Quant au sélénium, qui entre en proportion très faible, on peut se fier à la pureté du corps commercial.

Les éléments, soigneusement dosés, sont alors fondus avec une petite quantité de dopant dans une ampoule scellée sous vide, et ce vers 650 °C.

On obtient ainsi un matériau polycristallin, relativement peu homogène, d'ailleurs, qui est la matière première des matériaux définitifs.

4.2.1. Matériaux frittés

Le corps polycristallin est broyé et tamisé, en vue d'obtenir une poudre de composition granulométrique bien définie.

La poudre est alors pressée en barreaux, que l'on fritte sous ampoule scellée en atmosphère confinée, de façon à prévenir la sublimation des éléments volatils (Te et Se) qui entraîne un défaut de stœchiométrie.

4.2.2. Matériaux à cristaux orientés

Le corps polycristallin est coulé dans un tube allongé, scellé, que l'on suspend ensuite verticalement dans un four électrique à résistance ou à induction.

Le passage dans un sens ou dans les deux sens de zones chauffantes fournit, en définitive, un corps assez homogène, et présentant, par suite de l'orientation de ses cristaux, un minimum accusé de résistivité dans le sens longitudinal. L'enchevêtrement des cristaux lui confère une solidité mécanique, peut-être légèrement inférieure à celle des matériaux frittés, mais nettement supérieure à celle des monocristaux, qui ont tendance à se cliver comme le mica.

4.2.3. Mise en œuvre des barreaux

Selon les applications visées, les barreaux sont rectifiés en vue de leur utilisation individuelle ou de

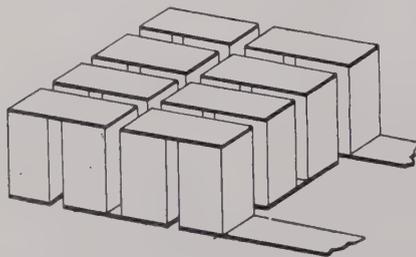


FIG. 15

leur groupement en thermopiles. Ces dernières, quel qu'ait été le processus d'assemblage, affectent l'aspect d'un damier de barreaux alternativement « n » et « p », séparés par des isolants (cf. § 3.7). Les faces terminales de jonction sont métallisées et l'on

y soude ensuite les ponts métalliques ou les pièces d'échange thermique par un procédé qui est fonction du domaine des températures de service (cf. fig. 15).

4.3. RÉALISATIONS PRATIQUES

4.3.1. Nous publions ci-après, à titre documentaire, les performances pratiques d'un couple à barreaux frittés, d'une dimension caractéristique *a* de 0,3 cm, soudés par un procédé ancien, essayé en effet Peltier dans une enceinte à l'ambiante *T*₁ bourrée de laine de verre. Le facteur *Z* était compris entre 14 et 17.10⁻⁴ deg⁻¹.⁽²⁾

Les courbes (16) et (17) montrent les variations de ΔT avec *I* et *q* pour *T*₁ = 24 °C et *T*₁ = 100 °C.

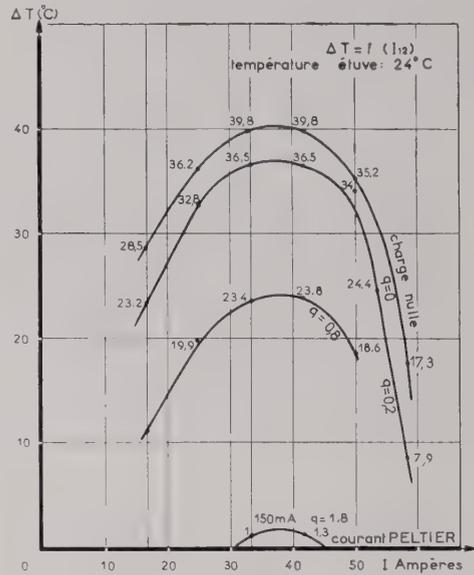


FIG. 16

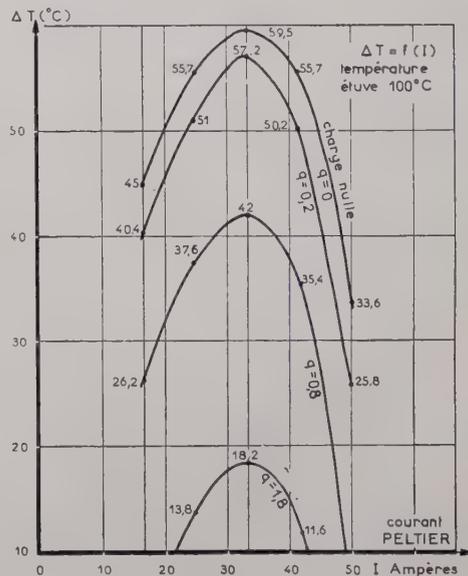


FIG. 17

(2) Etude menée en collaboration avec les ingénieurs de la " Section Recherches et Essais du STTA " (Contrat 8686/57).

Les courbes (18) et (19) correspondent aux précédentes en montrant les variations corrélatives de

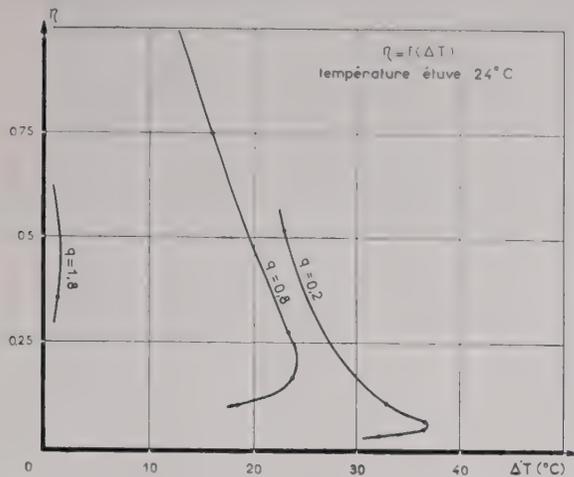


FIG. 18

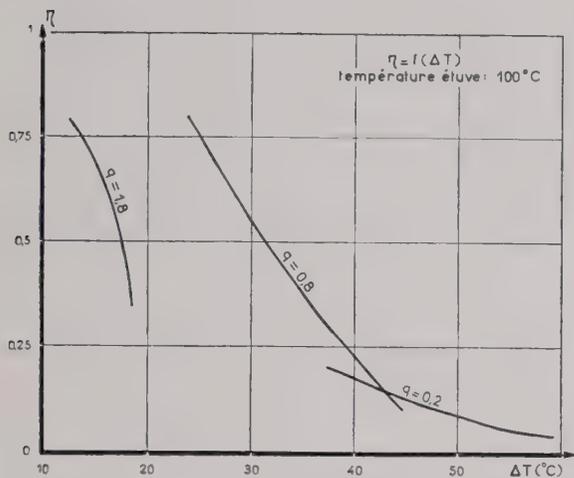


FIG. 19

η_p avec ΔT . Il apparaît clairement qu'il peut être souvent intéressant de sous-alimenter le couple pour améliorer η_p dans une proportion considérable, cela au prix d'une perte légère sur ΔT .

La courbe (20) montre les variations avec T_2 de

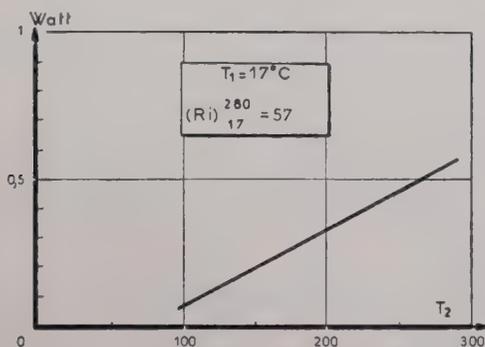


FIG. 20
 R_i en milliohms (57 mΩ)

l'énergie maximale utilisable d'une thermopile montée avec des matériaux équivalents ($A^* = 2 \text{ cm}^2$, $l = 5 \text{ mm}$). T_1 restant au voisinage de l'ambiante normale. La courbe (21) a été établie en maintenant T_2 à 278° et en faisant varier T_1 .

A côté de ces performances, les matériaux à cristaux orientés moyens peuvent donner des abaisse-

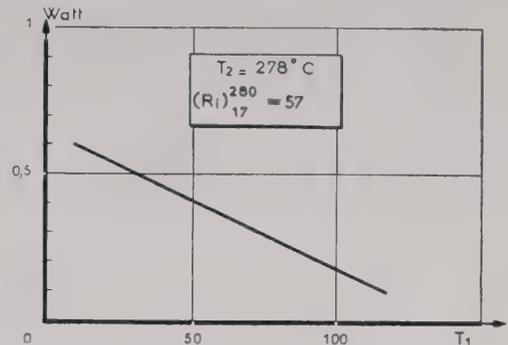


FIG. 21
 R_i en milliohms (57 mΩ)

ments ΔT voisins de 55° à partir de 20° , et de 75° à 90° à partir de 100°C .

4.3.2. Les matériaux frittés ont déjà donné naissance à de multiples applications pour démontrer leurs possibilités.

Dans le domaine de l'effet PELTIER, un couple unitaire assure le refroidissement d'une cellule détectrice d'infra-rouge ; un ensemble de piles permet de convertir en glace quelques centilitres d'eau ; il a déjà été présenté, dans des expositions scientifiques, des transistors de puissance réfrigérés par thermopile, et fonctionnant dans une ambiance de 100°C .

De toute façon, si l'effet PELTIER ne peut rivaliser encore avec les moyens classiques de réfrigération de grande puissance, il doit s'imposer pour produire un froid très localisé.

Dans le domaine de l'effet SEEBECK, la CSF a déjà équipé un certain nombre de petites lampes d'éclairage domestique à pétrole avec des thermopiles, ce qui permet le fonctionnement d'un train électrique miniature ou d'un poste radio à transistors.

Surtout, des générateurs à fuel de plus grande puissance sont à l'étude. Les thermoéléments à semi-conducteurs ont déjà permis la construction de générateurs solaires, qui reçoivent leur chaleur de surfaces collectrices en aluminium spécialement traité, protégées par des plaques transparentes. Le rendement doit avoisiner 1 % lorsque le rayonnement solaire est à son maximum. Il est déjà sérieusement envisagé d'utiliser de grandes surfaces de tels appareils pour alimenter, avec le secours de batteries-tampons, des appareils radioélectriques au milieu de grands espaces désertiques.

Conclusion

Depuis quelques années, à la suite des substantiels travaux du Professeur A. JOFFE, de grands laboratoires se sont activement consacrés à l'étude de la

thermoélectricité, jusque là domaine mineur de la physique. Tous les efforts portent sur la recherche de nouveaux matériaux à rendement énergétique élevé et de nouvelles méthodes de jonction, pour accélérer l'utilisation industrielle de l'effet SEEBECK et de l'effet PELTIER. Des spéculations théoriques et de bons résultats déjà obtenus ont provoqué un véritable engouement pour les semi-conducteurs, qui sont ainsi devenus le pôle d'attraction des chercheurs. Certains composés sont dès maintenant assez bien connus, tels les combinaisons de Bi Te Se Sb Pb, mais la préparation, même semi industrielle, de matériaux frittés parfaitement reproductibles n'est pas encore parfaitement au point, et, de ce point de vue, les matériaux à cristaux orientés offrent de sérieuses promesses.

L'emploi de matières premières de pureté connue est une condition essentielle et, devant les perspectives d'ouverture d'un marché relativement important pour des éléments jusqu'alors simples sous-produits à faibles débouchés, il n'est pas impensable que de grosses firmes puissent fournir des produits directement utilisables, dans un avenir plus ou moins rapproché. Des exemples récents (Ge, Ta) seraient de nature à renforcer cette hypothèse.

Même si l'on dispose de matériaux semi-conducteurs valables, la réalisation en série de pièces élémentaires « n » et « p » et leur montage sous forme de thermopiles posent des problèmes technologiques majeurs, auxquels les laboratoires d'essai de la CICE, à la suite de la CSF, sont en voie d'apporter des solutions originales.

Quoiqu'il en soit la limite supérieure d'emploi des matériaux actuels est imposée par les modes de jonction (moins de 300 °C) et par la bande interdite propre des matériaux. Tels qu'ils sont, nous avons donné un sommaire aperçu des réalisations auxquelles ils ont pu donner naissance, et qui ne constituent qu'un simple commencement, au regard des marchés d'étude de l'avenir.

L'étude de semi-conducteurs pour températures plus élevées (jusqu'à 750 °C) reste à faire et c'est dans ce domaine que leur utilisation industrielle connaîtra un nouvel essor. Toute considération de résistance aux radiations nucléaires mise à part, la conversion directe d'un flux de chaleur en électricité dans un réacteur atomique paraît extrêmement séduisante: ni la spéculation, ni l'expérience ne peuvent actuellement nous suggérer quels composés il y aurait lieu d'employer. L'étude systématique de nouveaux semi-conducteurs s'impose donc d'urgence, avec de nouvelles techniques d'élaboration, des tracés de diagrammes thermiques, des mesures complètes des paramètres thermiques et thermoélectriques, enfin des expositions prolongées dans un réacteur d'essai; cela dans le but d'accroître soit Z , qui plafonne actuellement à 2.10^{-3} pour les matériaux frittés et à 3.10^{-3} pour les matériaux à cristaux orientés, soit R , en élevant la température T_2 .

Nous sommes au stade où un redoublement d'efforts s'impose et c'est pourquoi nous remercions vivement les organismes officiels qui ont bien voulu s'intéres-

ser à nos travaux et qui continuent à nous encourager chaleureusement (Service Technique des Télécommunications de l'Air, Bureau d'Investissements en Afrique).

BIBLIOGRAPHIE

- TELKES M., Rendement des générateurs thermoélectriques, *J. of Applied Physics*, Vol. 18, p. 1116, déc. 1947.
- GEILING L., Le thermocouple transformateur d'énergie. *Bull Schweiz Electrotechn. Ver.*, Vol. 41, n° 14, p. 536, 1950.
- GALKINE G., DOLGUICH G., JURKOV V., Propriétés électriques de Sb_2S_3 et Bi_2S_3 . *J. de Phys. Techn.* T. XXII, n° 10, p. 1533, 1952.
- GEILING L., La pile thermoélectrique transformatrice d'énergie solaire, *Rev. Gén. d'Electricité*, p. 575, déc. 1953.
- GOLDSMID H.J., DOUGLAS R.W., Utilisation des semi-conducteurs dans la réfrigération thermoélectrique. *Br. J. of Applied Physics*, Vol. 5, p. 386, nov. 1954.
- VLASOVA R.M., STIL'BANS L.S., Etude des propriétés thermoélectriques du Tellure de Bismuth, *Zh. Tekh. Fiz. SSSR*, Vol. 25, n° 4, p. 569, avr. 1955.
- VASENIN F.I., Les propriétés thermoélectriques d'alliages du système bismuth-tellure, *Zh. Tekh. Fiz. SSSR*, Vol. 25, n° 3, p. 397, mars 1955.
- CHERNJAKOVA M.A., CHUDNORSKIJ A.F., Un nouveau procédé de mesure des caractéristiques thermiques des semi-conducteurs, *Zh. Tekh. Fiz. SSSR*, Vol. 25, n° 6, p. 1013, juin 1955.
- GOLDSMID H.J., Utilisation des semi-conducteurs dans les générateurs thermoélectriques, *J. of Research*, p. 172, nov. 1955.
- BOLTAX B., Diffusion de l'étain et de l'antimoine dans les composés semi-conducteurs Bi_2Se_3 et Bi_2Te_3 , *J. de Phys. Techn.*, T. XXV, n° 4, p. 767, 1955.
- BOLTAX B., KONOROV P., MATVEJEV O., Propriétés électriques du tellure de Cadmium, *J. de Phys. Techn.*, T. XXV, n° 13, p. 2329, 1955.
- SEMILETOV S., PINSKER Z., Oxydation des échantillons de Bi_2Se_3 et de Bi_2Te_3 au recuit à l'air, *J. de Phys. Techn.*, T. XXV, n° 13, p. 2336, 1955.
- JORDANICHVILI E.K., STIL'BANS L.S., Micro réfrigérateurs thermoélectriques, *J. de Phys. Techn.*, T. XXVI, n° 5, p. 945, 1956.
- IOFFE A.F., Sur la conduction thermique dans les semi-conducteurs, *Nuovo Cimento*, Vol. III S. X n° 4, p. 702, 1956.
- LINDENBLAD N.E., Matériaux thermoélectriques et leurs dispositifs d'utilisation, Brevet US 2.762.857, 1956.
- IOFFE A.F., Générateurs thermoélectriques, *Doklady Akad. Nauk Ser. Fiz.*, 1956.
- STIL'BANS L.S., JORDANICHVILI E.K., STAVITSKAIA T.S., Réfrigération thermoélectrique, *Doklady Akad. Nauk Ser. Fiz.*, 1956.
- O'BRIEN B.J., WALLACE C.S., LANDECKER K., Mise en cascade de couples Peltier pour la réfrigération thermoélectrique, *J. of Appl. Phys.*, Vol. 27, n° 7, p. 820, juil. 1956.
- LINDENBLAD N.E., Eléments et matériaux thermoélectriques, Brevet US N° 2.758.146, 1956.
- IOFFE A., STIL'BANS L., JORDANICHVILI E., FEDOROVITCH A., La réfrigération thermoélectrique dans la technique du froid, *Kolodilnaia Technica* 33, p. 5, 1956.
- IOFFE A., Propriétés thermoélectriques et thermiques des semi-conducteurs, *J. de Physique et de Radium*, T. 18, n° 4, p. 209, avr. 1957.
- LINDENBLAD N.E., Alliage pour élément thermoélectrique, Brevet US, 2.793.243, 1957.
- SHILLIDAY T.S., Performance des jonctions Peltier composites de Bi_2Te_3 , *J. of Applied Physics*, Vol. 28, n° 9, p. 1035, sept. 1957.
- GERSHTEIN E.Z., STAVITSKAIA T.S., STIL'BANS L.S., Etude des propriétés thermoélectriques de PbTe, *Soviet Physics, Technical Physics*, Vol. 2, n° 1, p. 2302, nov. 1957.
- SATTERTHWAITE C.B., URE R.W. Jr, Propriétés électriques et thermiques de Bi_2Te_3 , *Physical Review*, Vol. 108, n° 5, p. 1164, déc. 1957.
- IOFFE A.F., Thermoéléments à semi-conducteurs et réfrigération thermoélectrique, *Infosearch Ltd.* 1957.
- GORDIAKOVA G.N., KOKOSH G.V., SINANI S.S., Recherche des propriétés thermoélectriques des solutions solides $Bi_2Te_3 - Bi_2Se_3$, *Soviet Physics, Technical Physics*, Vol. 3, n° 1, p. 1, janv. 1958.
- WRIGHT D.A., Propriétés thermoélectriques du Tellure de Bismuth et de ses Alliages, *Nature*, Vol. 181, p. 834, mars 1958.

- NITIKIN E.N., Conductivité électrique et FEM thermique des siliciures des métaux de transition, *Soviet Physics Technical Physics*, Vol. 3, n° 1, p. 23, janv. 1958.
- SEMENKOVICH S.A., ASTASHEV N.N., Sublimation du Tellure, *Soviet Physics Technical Physics*, Vol. 3, n° 4, p. 677, avr. 1958.
- GORDIAKOVA G.N., SINANI S.S., Les propriétés thermoélectriques de Bi_2Te_3 allié à des additifs, *Soviet Phys. Technical Physics*, Vol. 3, n° 5, p. 908, mai 1958.
- PLANK R., Du nouveau concernant la production électrothermique du froid, *Kaltetechnik*, T. 10, n° 1, p. 2, 1958.
- DRABBLE J.R., GOODMAN C.H.L., Liaison chimique dans Bi_2Te_3 , *Phys. Chem. Solids*, Vol. 5, p. 142, 1958.
- KANAI Y., NII R., Etudes expérimentales sur la conductivité thermique dans les semi-conducteurs, *Proceedings 1958, Int. Conf. on Sem. Cond.*, p. 338.
- NITIKIN E.N., Etude de la variation avec la température de la conductivité électrique et de la F.E.M. thermique des Siliciures, *Soviet Phys.*, Vol. 3, n° 1, p. 20, janv. 1958.
- IOFFE A.F., Propriétés de semi-conducteurs divers, *Proceedings 1958, Int. Conf on Sem Cond.*, p. 6.
- BARDEEN J.M., CHANDRASEKHAR B.S., Chaleur Peltier à l'interface entre solidus et liquidus d'un métal, *J. of Applied Physics*, Vol. 29, n° 9, p. 1372, sept. 1958.
- FUSCHILLO N., BIERLY J.N., DONAHOE F.J., Propriétés de transport de l'alliage pseudo binaire $\text{Bi}_2\text{Te}_{3-y}\text{Se}_y$, *Proceedings, 1959, Int. Conf on Sem. Cond.*, p. 430.
- HARMAN T.C., Techniques spéciales pour la mesure des propriétés thermoélectriques, *J. of Applied Physics*, Vol. 29, n° 9, p. 1373, sept. 1958.
- GOLDSMID M.J., Conductivité électrique et pouvoir thermoélectrique du Tellure de bismuth, *Proc. Phys. Society*, Vol. 71, n° 460, p. 633, 1958.
- NASLEDON D.N., SLOBADCHIKOV S.V., Etude des propriétés électriques et thermoélectriques de AlSb , *Soviet Physics Technical Physics*, Vol. 3, n° 4, p. 669, avr. 1958.
- GOLDSMID H.J., SHEARD A.R., WRIGHT D.A., Performances des thermojonctions au tellure de bismuth, *Br. J. of Applied Physics*, Vol. 9, n° 9, p. 365, sept. 1958.
- O'BRIEN B.J., WALLACE C.S., Effet Ettingshausen et refroidissement thermomagnétique, *J. of Applied Physics*, Vol. 29, n° 7, p. 1010, juillet 1958.
- FRANCOMBE M. H., Données sur la structure élémentaire et coefficients de dilatation de Bi_2Te_3 , *Br. J. of Applied Physics*, Vol. 9, p. 415, oct. 1958.
- HARMAN T.C., Générateurs thermoélectriques multi étages, *J. of Applied Physics*, Vol. 29, n° 10, p. 1471, oct. 1958.
- HORNE R.A., Action des impuretés d'oxyde sur les pouvoirs thermoélectriques et les résistivités électriques de Bi, Sb, Te et des alliages Bi, Te, *J. of Applied Physics*, Vol. 30, n° 3, p. 393, mar. 1959.
- Yates B., La conductivité électrique et le coefficient de Hall de Bi_2Te_3 , *J. of Electronics and Control*, Vol. 6, n° 1, p. 26, janv. 1959.
- HERINCKX C., MONFILS A., Détermination électrique des paramètres thermiques des thermoéléments à semi-conducteurs, *Br. of Applied Physics*, Vol. 10, n° 5, p. 235, mai 1959.
- FREDRICK R.E., MAUSER C.R., Eléments conducteurs électriques, méthode de fabrication et contacts y afférents. Brevet US 2.890.260, 1959.
- BAKER P.D., Améliorations relatives aux unités de réfrigération thermoélectrique. Brevet Angl. 817.076, 1959.
- SHEARD A.B., Améliorations relatives au tellure de bismuth, Brevet Angl., 824.189, 1959.
- MYERS W.C., BATE R.T., Propriétés thermoélectriques des alliages $\text{Bi}_2\text{Te}_3 - \text{Bi}_2\text{Se}_3$. *Bull. Amer. Phys. Soc.*, Vol 4, N° 7, p. 409, 1959.
- ROSE F.W.G., BILLIG E., PARROT J.E., Un calcul simple de la tension thermoélectrique dans un semi-conducteur non dégénéré. *J. of Electronics and Control*, Vol. 3, n° 5, p. 481, nov. 1957.
- RITTNER E.S., Théorie de la pompe de chaleur Peltier. *J. of Applied Physics*, Vol. 30, n° 5, p. 702, mai 1959.
- WRIGHT D.A., Propriétés thermoélectriques des semi-conducteurs. *Electronics*, p. 70, juin 1959.
- THIEN CHI N., VERGNOLLE J., DONNADILLE B. Conversion d'énergie par effet Seebeck et réfrigération par effet Peltier. *Ann. Rad.*, TXIV, n° 58, p. 275, oct. 1959.

LES RÉSISTANCES A COUCHE MÉTALLIQUE ÉVAPORÉE SOUS VIDE EXTENSION AUX PISTES POUR POTENTIOMÈTRES

PAR

J. VERMANDÉ

*Ingénieur E.P.C.I.
Laboratoire Central de Recherches
M.C.B. et Véritable Alter*

1. Introduction

La course aux hautes températures dans l'utilisation des pièces détachées pour l'électronique a conduit les constructeurs de résistances à étudier la fabrication de pièces capables d'entrer dans des ensembles devant fonctionner correctement dans un domaine de température de plus en plus vaste. Actuellement, il semble que ce domaine s'étende raisonnablement entre -65 et $+200$ °C, les plus hautes températures de 400 et même 600 °C concernant des techniques d'avant-garde que nous n'examinerons pas ici.

En ce qui concerne les résistances, ceci amène à définir ce qu'on appelle la température maximum d'emploi, les normes ont l'habitude d'appeler ainsi la température correspondant au point extrême de la courbe de réduction de puissance, c'est-à-dire le point correspondant à une dissipation nulle ; il en résulte que cette température ainsi définie ne fournit pas de renseignement pour une utilisation possible de la résistance, mais seulement une limite théorique d'emploi et un moyen de calcul de la puissance permise en fonction d'une température ambiante inférieure. Il nous semble plus utile de définir la température maximum d'utilisation alors que la résistance dissipe encore un certain pourcentage non négligeable de sa puissance nominale. Il faudra également définir la durée de vie moyenne de la résistance dans ces conditions en fonction de la dérive permise. Il est évidemment difficile de déterminer des normes d'essais compatibles avec les nombreux cas différents d'utilisation. Il n'est pas certain que les mêmes résistances conviendront par exemple à un ensemble calculateur électronique où l'on demandera une dérive faible pendant un temps très long pour des températures voisines de l'ambiante et à un équipement pour engin spatial où l'on demande aussi une dérive faible mais pendant des temps beaucoup plus courts et dans des conditions de température pouvant passer très rapidement de -60 à $+200$ °C ou plus. C'est ainsi que les deux types de résistances à couche métallique

dont il va être question ont été étudiés pour des températures d'utilisation de 150 et 200 °C sous une dissipation égale au $1/3$ de la puissance nominale, la température maximum correspondant à une puissance nulle n'étant pas définie ; la température ambiante à laquelle est définie la puissance nominale étant 85 ou 125 °C, il est également facile de déterminer la courbe de réduction de puissance (fig. 1)

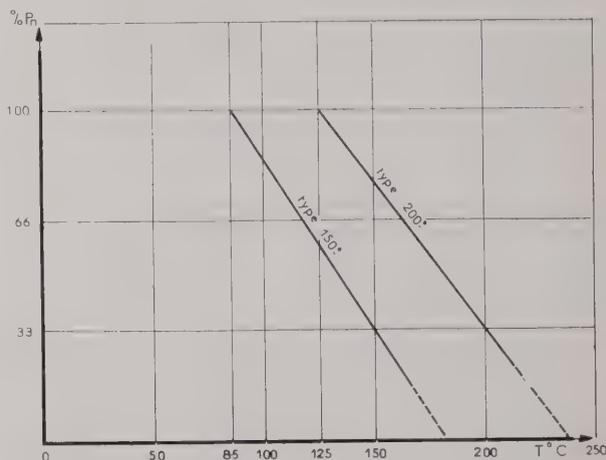


FIG. 1. — Réduction de puissance des résistances Stabilis 15 et 200°.

mais celle-ci s'arrêtera à 150 ou 200 °. Au-delà de ces températures, il est vraisemblable d'ailleurs que la courbe n'est plus linéaire car les phénomènes chimiques et électrochimiques deviennent prépondérants et la couche évolue peu à peu de façon irréversible en augmentant généralement de valeur ohmique.

2. Couches d'oxydes et couches métalliques

Cette distinction provient surtout des procédés différents d'élaboration de ces deux types de couches conductrices minces car leur constitution physique varie peu d'un type à l'autre.

Dans les deux cas on a, en fait, affaire à des couches hétérogènes dont la structure évolue de façon continue entre celle d'un métal dont la conductibilité est purement électronique et celle d'un semi-conducteur dont la conductibilité est de type *p* ou *n*. Les couches de basse valeur ohmique sont en général à structure métallique, en particulier leur coefficient de température est positif comme celui des métaux purs, les couches de haute valeur sont à structure semi-conductrice et leur coefficient de température est négatif comme la plupart des semi-conducteurs. Entre ces deux états il existe une succession d'états intermédiaires et les couches sont constituées d'un mélange de métal et d'oxyde dont la plus ou moins grande proportion donne des couches de valeur ohmique variant d'une fraction d'ohm à plusieurs milliers de mégohms. Cette structure est d'ailleurs confirmée par des observations en diffraction électronique. L'épaisseur de ces couches est extrêmement faible, quelques angströms à quelques milliers d'angströms, et leurs propriétés sont très différentes de celles des métaux massifs dont elles sont issues.

2.1. COUCHES D'OXYDES

Elles sont élaborées par réduction chimique d'un ou plusieurs sels métalliques à la surface d'un support en verre ou en céramique réfractaire à une température telle qu'il y ait combinaison avec la surface du support ; pour le verre la température de réduction est voisine de son point de ramollissement. La réaction peut se faire en milieu aqueux par vaporisation d'un aérosol du sel utilisé ou en milieu gazeux quand le sel est suffisamment volatil pour être introduit sous cette forme dans le four d'élaboration, dans ce but on a souvent recours à des composés organo-métalliques. On peut également opérer par dépôt d'une solution visqueuse réduite ensuite à haute température. Le trait caractéristique essentiel de ces procédés est l'épaisseur relativement importante (1 000 à 5 000 Å) des couches obtenues par rapport au procédé d'évaporation sous vide, ce fait est dû vraisemblablement à la combinaison par diffusion du dépôt avec le support, il en résulte la formation d'un semi-conducteur dont la résistivité est beaucoup plus grande que celle du métal massif initial et dont le coefficient de température est en général beaucoup plus faible. Les métaux utilisables dans ce procédé sont choisis parmi ceux des III, IV et V^e colonnes de la classification surtout l'étain, l'antimoine, l'indium et le bismuth auxquels on peut ajouter comme « impuretés » : cadmium, zinc, fer, cuivre, chrome et même Terres rares dont l'effet est de réduire le coefficient de température ; on peut également utiliser des sels de métaux précieux comme l'or et le platine qui ont l'avantage de présenter une bonne stabilité sous de très hautes températures. Les sels utilisés sont surtout des halogénures ou des oxydes facilement réductibles.

Il s'agit là de techniques assez délicates à appliquer car toutes ces réactions ont lieu à la pression atmosphérique, soit à l'air, soit en atmosphère contrôlée et l'homogénéité des mélanges gazeux est difficile

à réaliser, il en résulte une assez grande dispersion des coefficients de température qui varient entre ± 250 ou 300 ppm.

Le signe du coefficient de température du semi-conducteur est fonction du rapport des conductibilités de type *n* et *p* qui y coexistent et, ainsi que les techniques « Transistors » l'ont montré, les impuretés jouent un rôle prépondérant dans cet équilibre. On pense aussi qu'il existe au sein du semi-conducteur des noyaux métalliques libérés par réduction qui y introduisent des électrons libres dont l'effet est de compenser, parfois entièrement, les propriétés du semi-conducteur et d'obtenir des coefficients de température pratiquement nuls (quelques ppm).

2.2. COUCHES ÉVAPORÉES SOUS VIDE — FABRICATION

Connue depuis le début du XX^e siècle, la métallisation sous vide prit un essor industriel nouveau en même temps que le développement de la technique du vide pendant et après la guerre 39-45. C'est leur très faible épaisseur qui fit utiliser les couches métalliques évaporées sous vide comme résistances en haute fréquence dans les atténuateurs de guide d'onde. On tend maintenant de plus en plus à les utiliser à la place des résistances bobinées de précision.

On constate que les propriétés physiques et chimiques des couches métalliques minces sont très différentes de celles du métal massif dont elles sont issues, et ce d'autant plus que la couche est plus mince, en particulier la résistivité atteint des valeurs 10 fois supérieures à celle du métal massif et le coefficient de température passe par un minimum voisin de zéro lorsque l'épaisseur de la couche décroît.

Par contre, les propriétés chimiques de la couche mince sont fortement amplifiées car élaborées à l'état amorphe pendant l'évaporation elles tendent à s'organiser plus ou moins rapidement sous l'influence des conditions physiques et chimiques qu'on leur fait subir et la valeur ohmique définitive de la couche après stabilisation diffère souvent beaucoup de la valeur après évaporation. Une suite de traitements thermiques est indispensable pour obtenir la valeur définitive et la couche reste très sensible aux agents atmosphériques contre lesquels il faut la protéger. Une façon certaine d'y parvenir est de la garder sous vide en l'introduisant dans une ampoule de verre munie de 2 passages de courant. Ce procédé est malheureusement incompatible avec une présentation pratique, des dimensions réduites et les conditions d'utilisation qui sont imposées. Il faut donc utiliser une protection de type classique, moulage ou mise sous enveloppe suffisamment étanche, et également choisir les métaux à évaporer donnant les couches les plus stables.

2.2.1. Support

On choisira des céramiques réfractaires chimiquement neutres, des verres durs ou du quartz car le support doit pouvoir supporter les températures

élevées des traitements thermiques successifs sans influencer la stabilité de la couche mince déposée, la nature du support doit être compatible avec le métal résistant, une forte adhérence de la couche est indispensable et les traitements successifs permettent de réaliser une diffusion de la couche à la surface du support. Les supports sont actuellement de forme rectangulaire.

2.2.2. Contacts

Ils sont déposés avant métallisation par réduction pyrolytique à haute température aux deux extrémités de la plaquette support, le métal déposé doit être compatible avec le film métallique résistant ; on utilise l'Argent, l'Or et le Platine. Les fils de sortie seront soudés sur ces contacts à l'aide d'une soudure à point de fusion élevé.

2.2.3. Dépôt du film résistant

Les métaux utilisés seront ou des alliages capables de donner en couche relativement épaisse des coefficients de température faibles ou des métaux purs plus stables chimiquement que les alliages mais dont la résistivité est beaucoup plus faible.

2.2.3.1. Alliages. Ils présentent les avantages d'une forte résistivité alliée à des coefficients de température faibles, utilisés pour ces raisons dans les résistances bobinées ; ils ne sont utilisables sous forme de film que si leur composition reste inchangée après la vaporisation sous vide, c'est-à-dire si les tensions de vapeur des composants sont suffisamment voisines à la température d'évaporation ou si le taux de concentration d'un composant dans l'autre compense la différence entre les tensions de vapeurs. C'est le cas du Nickel-chrome (Nichrome 80/20) pour lequel on retrouve à peu près la même composition sur le film évaporé. Cependant cette composition du film est fonction de nombreux autres paramètres. L'avantage présenté par les alliages est que l'on peut obtenir même avec des couches relativement épaisses (500 à 1 000 Å) des valeurs ohmiques suffisamment élevées et des coefficients de température du même ordre que celui du métal massif. Les autres alliages déposables sous vide sont le Monel (Cu Ni), le Chromel (Ni Cr), l'Inconel (Fe Ni Cr), etc.

Tous ces alliages sont malheureusement composés d'éléments suffisamment réactifs pour qu'on ne puisse les utiliser en couche très mince, dans ce cas la valeur ohmique augmente avec le temps et la température et on doit, obligatoirement, avoir recours aux métaux purs.

2.2.3.2. Métaux purs. Pour la raison énoncée plus haut, ils ne sont utilisables qu'en couche très mince (50 à 500 Å), on profite de l'accroissement de résistivité et de la baisse du coefficient de température. Il est vraisemblable que l'accroissement de résistivité est dû en partie à la faible épaisseur de la couche quand celle-ci devient très inférieure au libre parcours moyen des électrons de conduction, mais aussi à un changement de structure dû aux

impuretés, à l'absorption de gaz résiduels ou à une combinaison avec le support, on tend alors vers le semi-conducteur à coefficient de température négatif et à forte résistivité. Un fait expérimental semble confirmer cette théorie : les couches minces de métaux monovalents, les alcalins conservés sous vide, les métaux précieux, l'or, le platine, qui ne possèdent qu'un électron périphérique présentent des coefficients de température toujours positifs même pour de très faibles épaisseurs ; au contraire des métaux des groupes IV, V et VI donnent des coefficients négatifs au-dessous d'une valeur critique de l'épaisseur qui est une fonction très variable du métal déposé. Il faudra donc choisir le métal à évaporer en fonction de la valeur ohmique et du coefficient de température désirés (fig. 2).

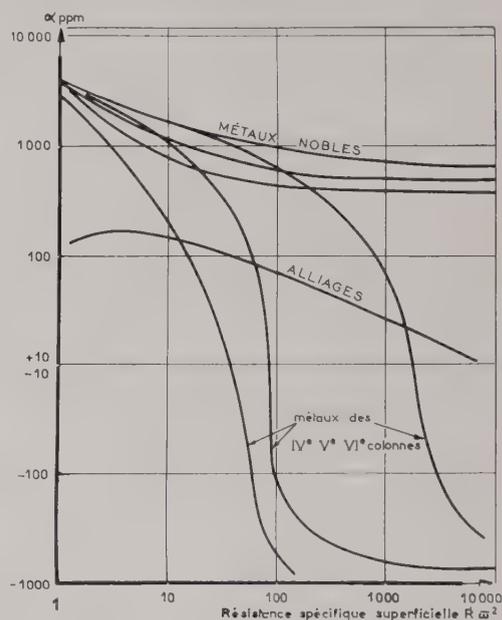


Fig. 2. — Coefficients de température des métaux purs et alliages résistants.

Les métaux purs les plus couramment utilisés sont les métaux précieux : or, platine, iridium, rhodium, palladium ; les métaux réfractaires : molybdène, tungstène, tantale, niobium ; des métaux peu oxydables comme le chrome, le titane, le nickel.

2.2.3.3. Technique d'évaporation. Les métaux sont fondus ou chauffés par effet joule dans un vide de 10^{-6} mm Hg jusqu'à une température suffisamment élevée pour atteindre une tension de vapeur capable d'assurer une bonne évaporation, soit 10^{-3} à 10^{-2} mm Hg. Les supports sont disposés à l'intérieur de l'enceinte vis-à-vis des évaporateurs et seront animés avantageusement d'un mouvement de rotation capable de régulariser le dépôt de la couche. Un dépôt protecteur de monoxyde de silicium ou de fluorure de magnésium pourra être appliqué à la fin de la métallisation à l'aide d'un évaporateur supplémentaire, il protégera la couche au moment de l'entrée d'air en attendant une autre protection plus efficace. La valeur ohmique sera ajustée à volonté à l'aide d'un support repère dont on mesurera la résistance au cours de la métallisation (fig. 4).

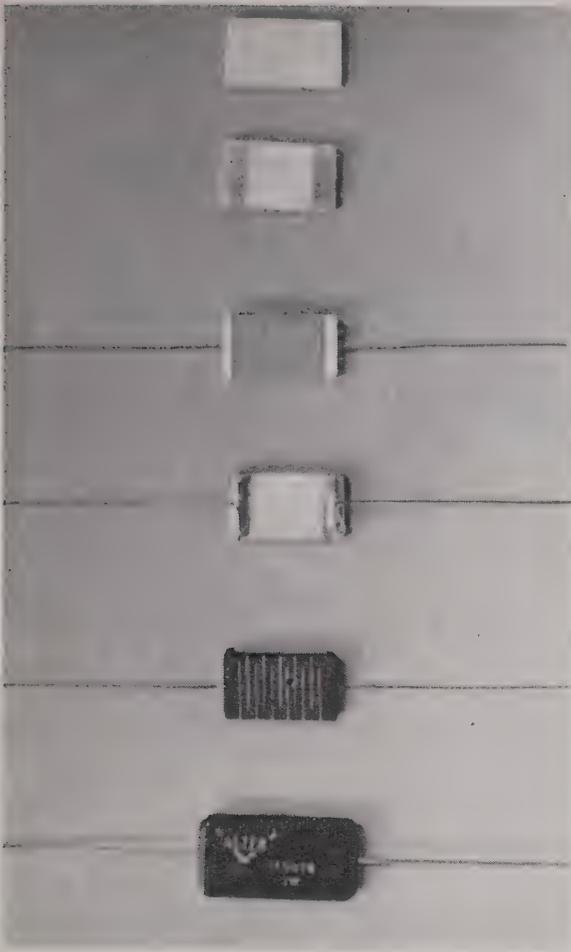


FIG. 3. — Etats successifs d'une résistance Stabilis 150 ° 1 watt.



FIG. 4. — Stand de métallisation.

2.2.3.4. *Traitements de stabilisation.* Au sortir de la cloche les fils de sortie sont soudés sur les contacts et un premier enrobage protecteur : vernis silicone, époxy ou polyester, est appliqué. Après cuisson de cet enduit les résistances sont mises en traitement thermique à l'air, sous vide ou en atmosphère contrôlée suivant le type du métal déposé. Leur valeur ohmique est mesurée périodiquement jusqu'à stabilisation suffisante.

2.2.3.5. *Ajustage à la valeur définitive.* L'ajustage se fait par découpage de la couche. Sur les résistances cylindriques on réalise une rainure hélicoïdale comme pour les résistances à couche de carbone, l'opération se fait à la meule diamantée sur une machine rotative. Sur les résistances plates on peut réaliser un découpage linéaire en forme de grecque (fig. 5) ou procéder par photogravure comme pour les circuits imprimés, dans ce dernier procédé il faudra utiliser des décapants spéciaux car les couches minces sont souvent très difficiles à attaquer. Il est bon de ménager dans le découpage des shunts qui serviront à un dernier ajustage de précision.

2.2.3.6. *Présentation définitive.* Après ajustage on procède au dépôt d'une dernière couche protectrice suivie d'une cuisson, puis après un dernier ajustage définitif :

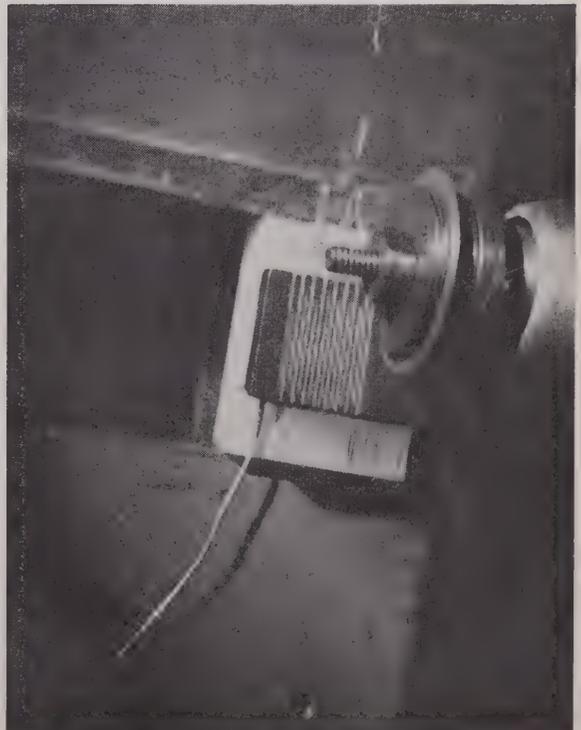


FIG. 5. — Rainurage en « Grecque ».

1° pour les résistances dites 150°, au surmoulage en résine époxy ou polyester.

2° pour les résistances dites 200°, à la mise en boîtier silicone tropicalisé par un vernis de même nature.

Les dimensions sont les suivantes :

TYPE 150°

moulage	Pn (à 85 °C)	Dmm	Lmm	Valeur maxi
époxy	0,25 W cyl.	7	18	100 K Ω
	0,5 W cyl.	8	18	200 K Ω
1 W rect.		larg.	= 17 mm	
		long.	= 33 mm	500 k Ω
		ép.	= 6 mm	

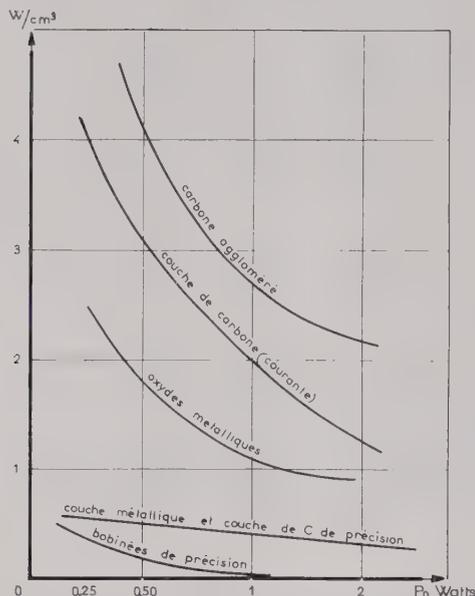


FIG. 6. — Encombrement (Puissance nominale par cm³).

TYPE 200°

boîtier	Pn (à 125 °C)	valeur ohmique	10 à 500 k Ω
silicone	0,5 W	larg.	= 16 mm
		long.	= 25 mm
		ép.	= 6 mm

2.2.3.7. Contrôle et tri. Après la mise en boîtier et la cuisson des matières de moulage les résistances

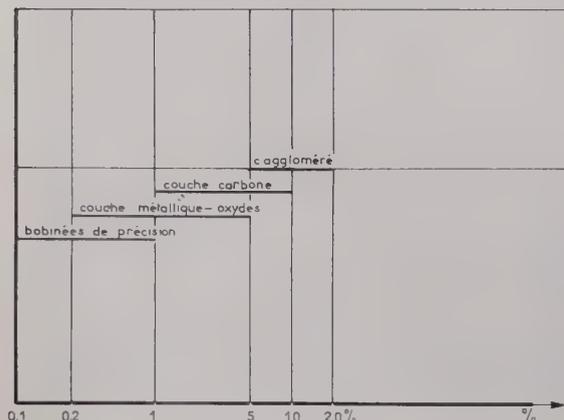


FIG. 7. — Tolérance.

sont mesurées en valeur ohmique et marquées en valeur normalisée avec les tolérances $\pm 1\%$ $\pm 2\%$ et $\pm 5\%$; les tolérances inférieures à 1% sont fournies sur demande. On procède ensuite au tri en coefficients de température, ceux-ci sont mesurés entre 25 à 150 °C et par prélèvement entre - 60 et + 150 °C. On peut alors les répartir en 3 groupes :

- 1° $\alpha \leq \pm 25$ ppm
 - 2° $\alpha \leq \pm 50$ ppm
 - 3° $\alpha \leq \pm 100$ ppm
- Le signe de α peut être précisé.

3. Propriétés et performances des résistances à couche métallique. Comparaison avec les autres types

3.1. ENCOMBREMENT

Les résistances à couche métallique se situent entre les bobinées de précision et les résistances à couche d'oxydes, leur dissipation nominale est de l'ordre de 0,5 W/cm³ pour les résistances 150° et 0,25 W/cm³ pour les résistances 200° (fig. 6). La différence d'encombrement avec les autres catégories, agglomérées ou couche de carbone courantes, tient surtout à la présence indispensable d'une enveloppe étanche, moulage ou boîtier, qui isole la couche de l'atmosphère alors que dans les autres types plus petits la couche constitue elle-même la surface de dissipation extérieure ; d'autre part les résistances miniature dissipent la plus grande partie de leur énergie par les fils de sortie.

3.2. TOLÉRANCE ET STABILITÉ

Ces deux caractéristiques seront en général concomitantes ; on conçoit mal une résistance de grande précision qui aurait une mauvaise stabilité ; pourtant dans certains cas, appareils de mesure, où les résistances dissipent peu, la précision peut l'emporter sur la stabilité. On peut dire cependant que tolérance et stabilité doivent être du même ordre ; la figure 7 donne une idée du domaine couvert par les résistances à couche métallique. Il rejoint, d'un côté celui des bobinées de précision et, de l'autre,

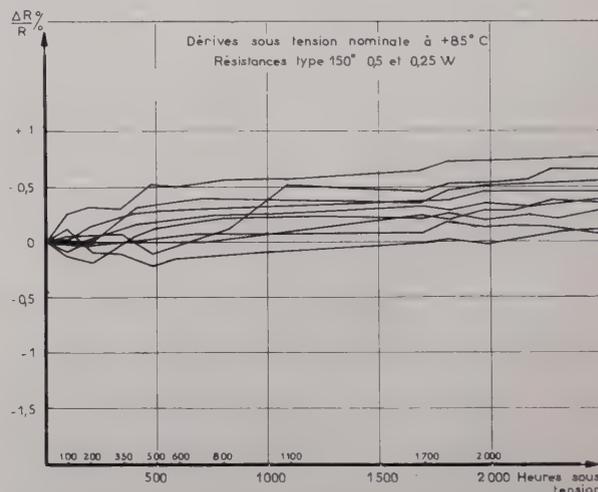


FIG. 8

couvre une partie de celui des résistances à couche carbone. On peut dire, en résumé, que ce domaine gravite autour de la valeur 1 % en tolérance comme en stabilité. La fig. 8 donne une idée des dérives obtenues au cours d'un essai de durée de 2 000 heures à 85° d'ambiante sur des résistances Stabilis de 50 kΩ-0,5 W.

3.3. COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE (fig. 9)

C'est bien là que triomphent les résistances à couche métallique car elles rejoignent facilement les bobinées en fil spécialement conçu pour arriver à

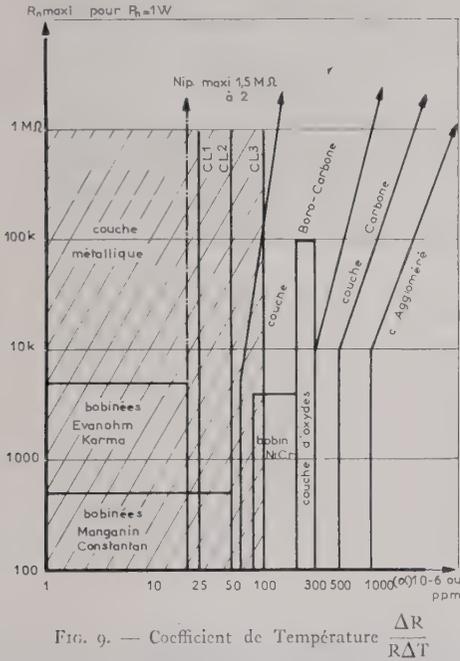


Fig. 9. — Coefficient de Température $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$

un coefficient voisin de zéro, manganin, constantan, evanohm, karma, etc. mais elles couvrent un domaine de valeur beaucoup plus vaste compte tenu de leur encombrement plus faible.

L'avantage déjà vu des résistances à couche métallique est l'alternance du signe de leur coefficient de température au voisinage d'une valeur critique de résistance superficielle, ceci permet par accouplement de résistances triées d'obtenir des coefficients pratiquement nuls, ou de valeur connue et stable avantageuses dans le cas d'association avec d'autres éléments variant avec la température, par exemple des condensateurs ou des selfs induction.

3.4. COEFFICIENTS DE TENSION ET BRUIT

Là encore, les résistances à couche métallique rejoignent les bobinées avec des valeurs extrêmement faibles, la nature électronique de la conductibilité explique ces faibles valeurs ; les fig. 10 et 11 donnent la position par rapport aux autres types. Il est à signaler que le coefficient de tension est assez difficile à mesurer car il faut s'affranchir de l'action du coefficient de température ; on y parvient en utilisant un Pont de Wheatstone alimenté en impulsions de courte durée répétées à cadence lente avec

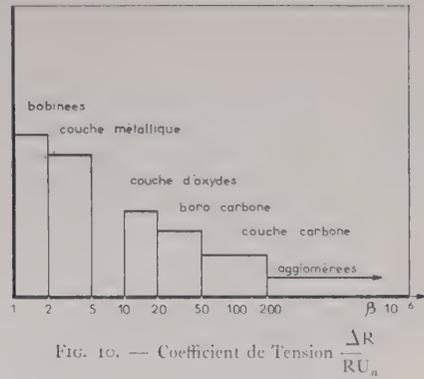


Fig. 10. — Coefficient de Tension $\frac{\Delta R}{R U_n}$

un galvanomètre balistique comme indicateur de zéro. Quant au bruit, sa mesure est encore plus délicate, seuls des laboratoires très spécialisés peuvent l'entreprendre correctement en comparaison avec des sources étalon dans des bandes de fréquences déterminées.

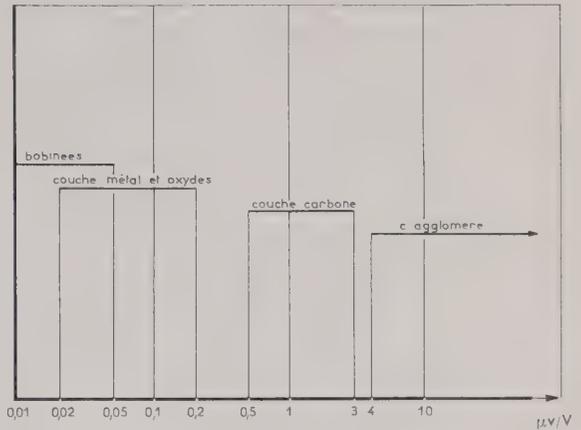


Fig. 11. — Bruit de fond.

3.5. PROPRIÉTÉS HAUTE FRÉQUENCE

En haute fréquence, on peut dire que seules les résistances à couche sont utilisables, la faible épaisseur des couches résistantes rend l'effet de peau négligeable, seules conditionnent la valeur de l'impédance, la capacité ou le coefficient de self induction de la résistance. C'est pour cette raison que la valeur ohmique intervient pour beaucoup dans les propriétés HF, les valeurs faibles, jusqu'à 100 Ω sont

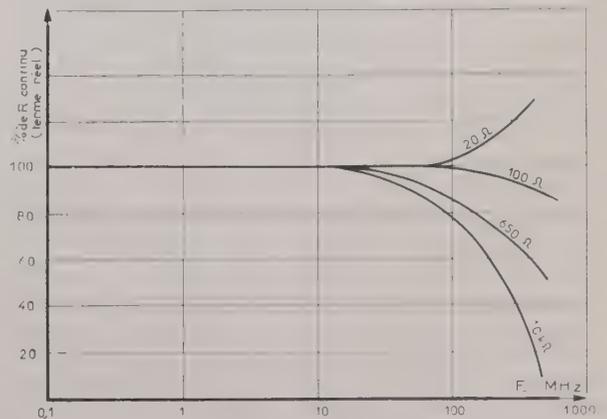


Fig. 12. — Coefficient de fréquence.

surtout selfiques, alors que les valeurs plus élevées 1 000 Ω et au-dessus, sont surtout capacitives.

D'autre part, la structure et la forme de la résistance influe énormément sur ses propriétés en HF, une résistance cylindrique à rainure hélicoïdale sera plus « selfique » qu'une forme plate rainurée en « Grecque » ; la valeur de la fréquence influe également ; certaines résistances voient leur composante dévattée changer de signe en fonction de la fréquence. La fig. 12 montre que c'est surtout au-delà de 100 MHz que les variations de la valeur ohmique sont importantes (plus de 10 %).

3.6. RÉDUCTION DE PUISSANCE EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE (Derating)

La fig. 13 donne un aperçu du comportement des différents types de résistances en fonction de la température. Pour les bobinées de précision la tem-

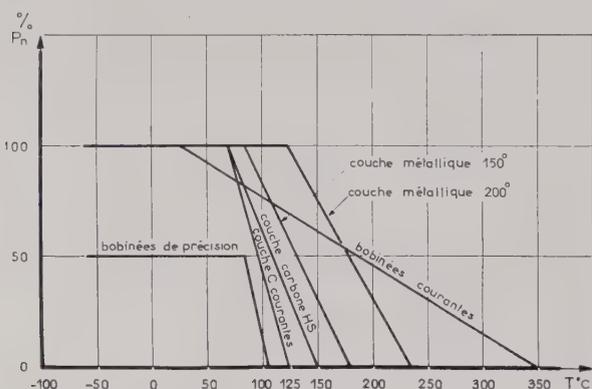


FIG. 13. — Réduction de puissance.

pérature limite pratique est 100°, encore faudra-t-il lui faire subir un certain nombre de cycles à cette température pour arriver à une stabilité suffisante, d'autre part on recommande (normes) de ne les utiliser qu'à 50 % de leur puissance nominale.

Les résistances au carbone (à couche) haute stabilité ont leur courbe limitée à 125 ou 150° ce qui donne pratiquement une température maxima d'utilisation de 100 ou 125°.

Les bobinées courantes peuvent être poussées beaucoup plus loin, elles doivent pouvoir travailler à 300 ou 400° dans certaines conditions mais leurs valeurs restent très limitées et leur stabilité est médiocre. Les couches métalliques résistent bien aux hautes températures à condition d'avoir été stabilisées, c'est-à-dire pratiquement oxydées à des températures supérieures à celles qu'on leur fera subir.

D'autre part, la nature du métal influe énormément sur la vitesse d'oxydation ; certains métaux réfractaires déposés en couche mince résistent à des traitements de plusieurs heures à 600°.

Les courbes de derating de la fig. 1 sont relatives à des couches dont la dérive est inférieure à 1 % pendant un traitement de 50 h à $\frac{P_n}{3}$ et 150° ambiante pour une résistance moulée époxy et 200° ambiante

pour une résistance sous boîtier verre-silicone. Cette dérive constitue un maximum et il n'est pas rare dans ces conditions, de descendre aux environs de 1 ‰.

3.7. CONDITIONS CLIMATIQUES

Les résistances moulées époxy ont donné les performances suivantes :

3.7.1. Essai de froid

Après 24 heures à -60° moyenne des dérives < 0,05 ‰.

3.7.2. Chaleur sèche

Après 50 H. à 155 °C moyenne des dérives < 0,5 ‰.

3.7.3. Chaleur humide de longue durée

Après 24 jours à 40 °C 98 % HR moyenne des dérives < 1 ‰.

3.7.4. Variations rapides de température

-55 + 85 °C 5 cycles moyenne des dérives ≤ 0,3 ‰.

4. Extension des couches métalliques aux pistes de potentiomètres : (fig. 14)

La dureté des couches métalliques minces laisse présumer une utilisation possible pour réaliser des pistes de potentiomètres pouvant subir de fortes variations de température et présentant sur les bobinés l'avantage d'une résolution infinie. Les supports employés sont les mêmes que pour les résistances, mais doivent pouvoir subir une rectification

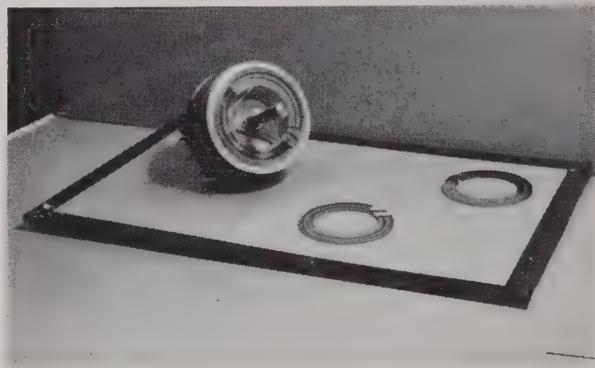


FIG. 14. — Potentiomètre et pistes métallisées

de surface tendant vers le poli optique, les verres durs, le quartz, les céramiques frittées très réfractaires pourront être utilisés.

Le choix des métaux à déposer est cependant plus restreint que pour les résistances car la couche ne peut évidemment pas être protégée et restera en contact plus ou moins direct avec l'atmosphère ; on doit donc prendre des métaux purs très peu oxydables, les alliages résistants courants sont exclus par leur oxydabilité, sauf en couche épaisse, ce qui élimine les valeurs ohmiques élevées. L'utilisation

des métaux purs conduira à des couches très minces dont l'épaisseur sera fonction de la valeur ohmique désirée.

La durée de vie, nombre de rotations permis pour une dérive déterminée dans des conditions données, sera un compromis à établir entre la nature de la couche, son épaisseur, l'état de surface du support, le curseur utilisé et sa pression mécanique sur la piste.

Compte tenu de toutes ces conditions pour un potentiomètre de diamètre 25 mm les performances qu'on peut attendre sont les suivantes :

Valeur maximum : 50 à 100 k Ω

Gamme de température — 60 + 200°

Dissipation : 2 W à 85 °C 1 W à 125 °C

Linéarité : 0,5 %

Durée de vie : 1 million de cycles pour une dérive < 10 %

Coefficient de température : < 200 ppm

Crachement : approx. 1 % de la valeur

Stabilité sous puissance nominale : 1 % en 1000 h.

5. Conclusion

Qu'il s'agisse de résistances ou de piste de potentiomètres, les couches métalliques minces sont appelées à un développement considérable. Les progrès accomplis ces dernières années par la Technique du Vide et la mécanisation des équipements de métallisation sous vide permettent dès maintenant une production en grande série, les équipements capables de métalliser 5 000 résistances en une seule opération de moins d'une heure sont très répandus ; de ce fait les résistances à couche métallique peuvent concurrencer sinon les résistances agglomérées, du moins les résistances à couche de carbone dont les performances sont largement dépassées.

De même pour les potentiomètres ; sauf pour les modèles de haute précision et de grandes dimensions, la piste métallisée peut remplacer presque partout la piste bobinée courante et même fournir une extension de celle-ci vers les grandes valeurs ohmiques.

PIÈCES DÉTACHÉES

LES SPÉCIFICATIONS C.C.T.U. ET L'HOMOLOGATION

Sous l'égide du Comité de Coordination des Télécommunications (C.C.T.), le Comité de Normalisation, en liaison étroite avec les représentants qualifiés de la profession, poursuit une action de longue haleine tendant à développer une industrie nationale des Pièces Détachées de haute qualité.

Dans son organisation actuelle, qui diffère à quelques égards de celle indiquée dans le numéro de février 1959 de l'Onde Electrique, le Comité de Normalisation du Comité de Coordination des Télécommunications comprend trois Commissions dont les attributions sont rappelées ci-après :

— établissement d'un programme et coordination des Etudes (Commission n° 1).

— élaboration et publication de spécifications périodiquement révisées en fonction de l'évolution de la technologie des Pièces Détachées (Commission n° 2).

— mise en application de ces spécifications après des essais officiellement sanctionnés par l'octroi de l'homologation aux pièces reconnues conformes (Commission n° 3 d'Homologation).

En outre, il a été décidé récemment de créer une quatrième commission qui sera spécialement chargée des Tubes Electroniques.

Nous donnons ci-après les informations pratiques concernant les spécifications C.C.T.U., les organismes chargés de l'homologation, et les formalités à remplir pour présenter des pièces à l'homologation du C.C.T.

I. Les spécifications C.C.T.U.

Les spécifications C.C.T.U. sont appelées à définir les différentes pièces électroniques susceptibles d'être utilisées couramment dans la réalisation des matériels destinés aux Administrations civiles et militaires, et plus généralement, aux besoins professionnels.

On distingue les spécifications générales (groupe 01) décrivant les essais généraux climatiques et mécaniques applicables à toutes les pièces, et les spécifications particulières, réparties par groupe de matériels.

Ces dernières, établies suivant un plan toujours identique, dans des groupes de travail spécialisés, traitent chacune d'un type de matériel déterminé et se présentent sous une forme aussi homogène que le permet la diversité des sujets traités.

On y trouve les rubriques :

1.1. Généralités

- Le domaine d'application de la spécification ;
- L'indication des documents de référence ;
- La terminologie employée ;
- Les éléments d'identification du type de pièce décrit.

1.2. Conditions d'homologation et de réception

— Toutes les indications concernant le nombre et la nature des échantillons à fournir dans les différents cas d'homologation, suivant par exemple, qu'elle est demandée pour un ou plusieurs modèles associés, avec la file d'essais auxquels ces échantillons doivent satisfaire ;

— Mêmes indications concernant les prélèvements et essais de réception d'un ou plusieurs lots de pièces.

1.3. Essais

La description des différents examens visuels, essais électriques, climatiques et divers auxquels les pièces sont soumises avec l'indication des sanctions assorties à chacun d'eux.

1.4. Enfin les *Feuilles particulières* qui sont une particularité des spécifications C.C.T.U.

Ces feuilles, établies en accord avec la profession, explicitent les données des paragraphes précédents. Elles définissent chacune

un modèle particulier de pièce, en fixent les dimensions, le marquage, la classe, les valeurs limites des caractéristiques et tolérances admises avec les conditions spéciales et sanctions particulières des essais applicables.

Cette présentation originale permet d'introduire rapidement les fabrications nouvelles par remplacement des feuilles particulières correspondant aux modèles périmés par les feuilles correspondant aux modèles nouveaux.

L'ensemble conserve la classe internationale qui lui a été donnée à l'origine grâce aux confrontations permanentes entre les divers services utilisateurs et les représentants qualifiés de la profession. Limitant le nombre de spécifications particulières correspondant à des besoins voisins, il contribue efficacement au développement de la Normalisation dans nos Industries de Pièces Détachées.

Il facilite l'établissement des cahiers des Charges des Marchés de l'Etat, de même que des commandes privées, la simple référence à la spécification et à la Feuille Particulière C.C.T. équivalant au plus complet des cahiers des clauses techniques qu'on puisse établir.

II. L'homologation

La procédure d'homologation des Pièces Détachées est définie par le règlement d'homologation approuvé par le Comité de Normalisation du C.C.T.

Ce règlement fixe en outre les attributions des organismes interministériels responsables de son application, à savoir :

— *La Commission d'Homologation* (Commission n° 3), dont font partie toutes les Administrations intéressées par les questions de Télécommunications, le L.C.I.E., et les syndicats professionnels.

La Commission d'Homologation est chargée d'instruire et de traiter, dans le cadre du règlement, toutes les questions d'homologation des Pièces Détachées, tant avec les Industriels qu'avec les organismes professionnels ou les autres Commissions du C.C.T.

Elle est chargée en outre du contrôle d'homologation, et s'intéresse également au contrôle en recette centralisée sur lots de production, et à la bonne « corrélation » des appareils de contrôle.

Son organisme d'exécution est le Bureau d'Homologation.

— *Le Bureau d'Homologation*, organe permanent d'exécution, a été mis en place en 1959, pour assumer les tâches matérielles liées à l'homologation, suivre les essais et régler les litiges de tous ordres suivant les directives de la Commission d'Homologation.

Il est également chargé des prélèvements, inopinés ou non, et des essais prévus par le règlement en matière de contrôle d'homologation.

Il assure enfin, la rédaction, la publication et la mise à jour du Recueil des Pièces Détachées Homologuées, Recueil donnant en permanence aux services intéressés, et aux Industriels utilisateurs ou fabricants, la situation des pièces homologuées suivant les spécifications unifiées C.C.T.U.

III. Procédure pratique de présentation de pièces à l'homologation

3.1. Adresser la demande d'homologation (formule au Bureau d'Homologation) à : Monsieur le Président de la Commission d'Homologation des Pièces Détachées, Fort d'Issy, Issy-les-Moulineaux (Seine). Y joindre un dossier d'identification des modèles présentés à l'homologation.

(Tous renseignements concernant l'établissement de cette demande et la constitution du dossier sont fournies par le Bureau d'Homologation des Pièces Détachées, Fort d'Issy-les-Moulineaux).

3.2. Agrément de la demande

Le Président de la Commission d'Homologation accuse réception des demandes reçues, et saisit pour exécution le Bureau d'Homologation.

Le rapporteur désigné procède à une visite d'usine portant essentiellement sur la nature et l'importance des moyens de production et de contrôle, notamment du contrôle qualité mis en œuvre. Il procède éventuellement à la mise au point du dossier d'identification et présente un rapport à la Commission qui décide de l'agrément de la demande.

3.3. Fourniture des échantillons

La demande étant agréée, le rapporteur prend contact avec

l'industriel pour s'assurer la disposition des échantillons nécessaires et en suivre les essais.

La fourniture des échantillons et pièces témoins en vue de l'homologation est toujours faite à titre gratuit. Par contre le coût des essais est à la charge de l'Administration si les résultats permettent de prononcer l'homologation. Il reste à la charge de l'industriel dans le cas contraire.

3.4. Exécution des essais

Les essais sont généralement effectués au L.C.I.E. mais ils peuvent aussi l'être dans un laboratoire d'Administration disposant des moyens nécessaires.

3.5. Décision d'homologation

A la suite des essais, la décision d'homologation appartient à la Commission d'Homologation sur proposition du Bureau d'Homologation.

En cas de proposition de refus d'homologation, l'industriel dispose d'un délai d'un mois pour présenter ses observations, et peut demander le cas échéant à être entendu par la Commission d'Homologation.

IV. Le contrôle d'homologation

Afin de vérifier dans le temps la conformité des fabrications de série aux spécifications unifiées, à laquelle s'engage le bénéficiaire d'un Certificat d'Homologation, le Comité de Coordination a assorti ce Certificat du Contrôle d'Homologation dont la charge incombe entièrement à l'Administration tant pour la fourniture des échantillons que pour les frais d'essais.

Ce contrôle, dont l'exécution est confiée au Bureau d'Homologation, a lieu généralement à date prévue, mais peut être inopiné.

Portant toujours sur des prélèvements de pièces fabriquées en série en vue de la vente, il est un élément essentiel et caractéristique de la garantie de qualité attachée au certificat d'homologation délivré par le Comité de Coordination des Télécommunications.

Ainsi cette procédure d'homologation, mise au point et appliquée avec le concours des Administrations, des organisations professionnelles et des fabricants, concrétise-t-elle l'effort de tous en vue d'atteindre cette haute qualité de nos fabrications qui peut seule placer, puis maintenir nos industries au premier rang de la compétition internationale.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

LE NOUVEAU CENTRE TÉLÉGRAPHIQUE DE LA S.I.T.A.

Le 13 mai dernier, au cours d'une visite organisée par M. MONNIOT, Directeur Général de la Société Internationale de Télécommunications Aéronautiques (S.I.T.A.) et par la Société Philips-Télécommunications, les représentants de la Presse Technique ont pu examiner avec intérêt le fonctionnement et les installations du nouveau Centre Télégraphique Semi-Automatique de la S.I.T.A. Des explications détaillées sur ce centre, qui, par le trafic traité, est l'un des tout premiers au monde, ont été fournies aux personnes présentes par M. TOUCHARD de la Société Philips-Télécommunications, M. SAMSON, Ingénieur principal à la Compagnie Air-France, Ingénieur Conseil à la S.I.T.A. et par M. BOURGEOIS, Chef du Centre.

Nous signalons à nos lecteurs qu'un article complet sur le système semi-automatique en service dans ce centre sera publié prochainement dans l'*Onde Electrique*. Aussi nous nous contenterons dans ce qui suit, de donner quelques chiffres particulièrement caractéristiques de cette importante réalisation.



FIG. 1. — Centre télégraphique semi-automatique de la S.I.T.A. Salle d'exploitation : positions d'opératrices.

Les deux centres de Londres et de Paris, et plus spécialement celui de Paris, se trouvent être au cœur du réseau de la S.I.T.A. qui, pour le compte de plus de 80 compagnies, exploite aujourd'hui 75 centres dans 37 pays différents. Le premier équipement de central télégraphique semi-automatique a été installé à Londres en mars 1956 par la Société Philips-Télécommunications, mais il ne comporte pas de mémoires magnétiques, alors que ces mémoires constituent l'un des traits essentiels du nouveau système installé à Paris. Le centre de Paris est le plus important du réseau de la S.I.T.A. : sa capacité actuelle est de 6 000 télégrammes à l'heure de pointe ; cette capacité pourra être si besoin doublée par extension de l'équipement. 105 circuits, dont 17 par voie radio, sont raccordés à ce centre et utilisés avec un rendement très élevé sur les principales liaisons. Le nombre de télégrammes retransmis chaque jour est actuellement de l'ordre de 65 000, correspondant à environ 10 000 000 caractères alpha-numériques.

L'exploitation semi-automatique a permis d'augmenter à la fois la qualité et la rapidité du service dans des proportions considérables : le délai de retransmission d'un télégramme est désormais inférieur à une minute (au lieu de 20 minutes auparavant), ce qui a permis de supprimer complètement la notion de télégramme urgent ou prioritaire. Notons également que

l'ensemble du trafic est écoulé seulement par 16 positions d'opératrice : 24 positions sont effectivement prévues ; mais, le rendement de l'installation est tel que ce nombre a pu être abaissé à 16 pour le trafic actuel.

Le système de commutation proprement dit est, en fait, un système semi-électronique comportant aussi bien des relais et des rotatifs que des circuits logiques et des mémoires électroniques. Tous les circuits électroniques sont transistorisés : pour l'ensemble de l'équipement on compte 700 000 tores de ferrite et 17 000 transistors. Malgré ce nombre élevé de pièces détachées, la sécurité de fonctionnement du système est excellente et il ne se produit guère qu'une « anomalie » par jour ce qui correspond à un incident pour quelque 10 000 000 caractères transmis. En ce qui concerne plus spécialement les transistors, il nous a été indiqué que seulement 18 d'entre eux avaient été remplacés depuis la mise en service c'est-à-dire depuis près d'un an et demi. Sous une autre forme, cela veut dire que, jusqu'à présent, la moyenne des rebuts de transistors est de l'ordre d'une unité pour 10 000 000 heures de fonctionnement ce qui montre la sécurité déjà très remarquable à laquelle sont parvenus les éléments à semi-conducteurs. Il convient d'ailleurs d'ajouter que la surveillance technique du central est très réduite, puisqu'une seule personne suffit à assurer la maintenance et l'entretien du commutateur.

Du point de vue alimentation en énergie, tous les transistors sont alimentés par une source centrale unique de 16 volts (continu) stabilisée à $\pm 3\%$. Seuls les équipements de la mémoire centrale qui constitue, avec le marqueur, le cœur du système, sont alimentés sous une tension régulée à $\pm 1\%$ (Tension de l'ordre de 11 volts dérivée de la tension primaire à 16 volts). Le marqueur est un système entièrement à relais : il est doublé par raison de sécurité ; la mémoire centrale, par contre, qui est également un organe unique commun à tout le système, n'est pas doublée. Les autres mémoires magnétiques, caractéristiques de ce nouveau système, sont spécialisées et affectées à des circuits de connexion afin d'emmagasiner les messages qui ne peuvent être retransmis immédiatement (chacune de ces mémoires a une capacité de 1 000 caractères).

Mentionnons en terminant, que la Société Philips-Télécommunications a en cours de réalisation une nouvelle série importante de centraux télégraphiques semi-automatiques, notamment des centres télégraphiques semi-automatiques dits « positions concentrées » (Zurich par exemple) qui utiliseront des mémoires tampons pour recevoir les télégrammes en provenance des différents circuits et permettront d'accélérer et de concentrer encore plus le trafic, tout en réduisant le travail des opératrices.



FIG. 2. — Équipements du central télégraphique semi-automatique de la S.I.T.A.

VISITE DE LA NOUVELLE USINE A.C.R.M.

Les ATELIERS DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES DE MONTRouGE, Société plus connue sous le sigle A.C.R.M., ont fait construire rue de Chateaubriand à Montrouge, une nouvelle installation, conçue spécialement pour le montage de relais électromagnétiques. Elle constitue une importante extension des moyens de production des A.C.R.M., qui conservent par ailleurs leurs autres usines de l'Avenue Jean-Jaurès et de la rue de Saisset, également situées à Montrouge. L'usine de la rue de Chateaubriand, outre les différents Services de la Direction, ne comporte que des Laboratoires et des Ateliers de bobinage et de montage, à l'exclusion de toute production de pièces mécaniques. Ce sont les anciennes usines qui assurent ces fabrications, cette spécialisation ayant pour but d'éviter la pollution de l'atmosphère de la nouvelle usine par des poussières métalliques en suspension. A l'intérieur des Ateliers et Laboratoires de la rue de Chateaubriand, l'air ambiant, sans cesse renouvelé et filtré, possède une légère surpression par rapport à l'extérieur, ce qui facilite l'élimination des poussières éventuelles.



FIG. 3. — Contrôle entrée des pièces mécaniques.

Les relais électromagnétiques ont suivi la tendance générale en électronique, vers la miniaturisation et la subminiaturisation, et des types de relais sont actuellement réalisés sous ces formes nouvelles. A.C.R.M. produit actuellement 23 types différents de relais, constituant au total plus de 900 variétés distinguées par un code mnémotechnique. La plupart de ces matériels sont agréés par les Services Techniques de l'AIR, de la MARINE et de la GUERRE. Une importante fraction de la production est vendue à l'Étranger.

Au cours de la visite, nous avons remarqué notamment les Ateliers de bobinage avec machines automatiques. Certaines d'entre elles peuvent réaliser jusqu'à 6 bobines simultanément, avec des fils à partir d'un diamètre de 20 microns.

En cours de bobinage, les valeurs des résistances des bobines sont constamment contrôlées. Ainsi sortent-elles avec une précision de $\pm 5\%$, sans avoir à subir de retouche après bobinage. Toutes les bobines sont ensuite contrôlées *unitairement* :

- par leur valeur ohmique,
- par contrôle détectant les spires en court-circuit,
- par mesure de la rigidité diélectrique des enroulements par rapport au noyau.

Dans cet atelier est situé un banc d'imprégnation complété par une étuve de cuisson régulée en température. Ces installations sont placées en dépression, et possèdent une évacuation des composés volatils dans une cheminée spéciale.

Dans les Ateliers de montage de relais spéciaux sont assemblés les relais destinés à l'Aéronautique et les relais subminiature. Le serrage des pièces est effectué au moyen de clés dynamométriques. Les contrôles en cours de fabrications sont réalisés à la loupe.

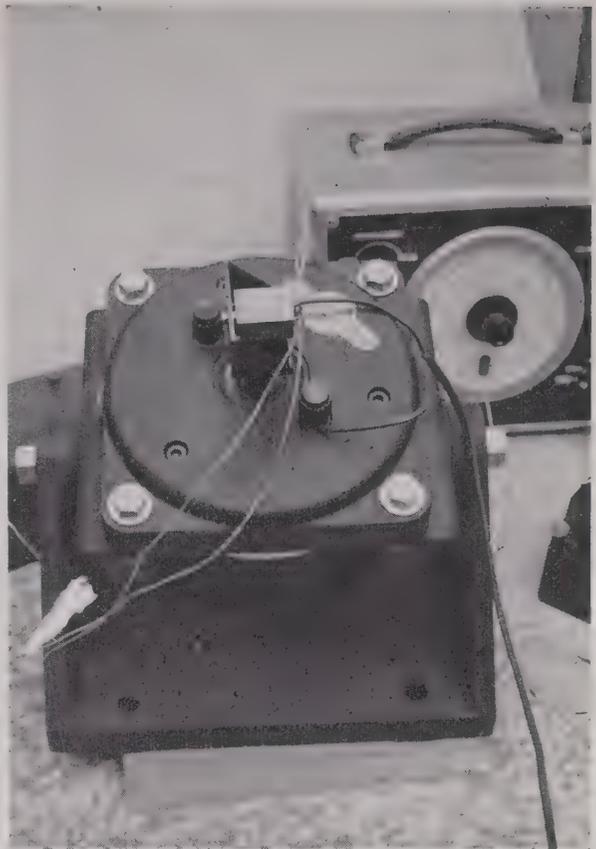


FIG. 4. — Table vibrante électrodynamique pour la vérification de la tenue mécanique des relais en régime de vibrations.
Capacité : 100 g de 10 à 2000 Hz.

Les Ateliers de montage des relais miniature d'usage industriel comprennent aussi les postes de sertissage automatique et de soudure électrique. Une étuve est utilisée pour la stabilisation thermique des éléments de relais en cours de fabrication et de contrôle.

Le Laboratoire de contrôle de sortie contrôle la totalité de la production et a toute liberté quant à l'acceptation ou au refus des pièces.

Dans le Laboratoire de chimie et de photographie sont réalisés les nettoyages des pièces métalliques par ultra-sons. Cette salle sert également de chambre noire pour les essais stroboscopiques. Un banc d'essais d'herméticité par immersion, dans lequel est testée la totalité de la production des relais hermétiques, s'y trouve également.

Le Laboratoire d'essais physiques exécute les essais de pouvoir de coupure, d'endurance, de chocs et de vibrations, etc. On y trouve aussi un banc de pompage des relais hermétiques, équipé d'un dispositif de remplacement de l'air contenu dans les boîtiers, par de l'Azote deshydraté.

Le Laboratoire de réglage des relais possède une grande étuve de stabilisation thermique. Un tableau central de distribution électrique, permet à chaque régleur de disposer sur sa table de toutes les tensions de service.

Les relais A.C.R.M. peuvent se classer, d'après les utilisations, en :

- 1° Relais de télécommande plus spécialement adaptés à l'électronique ;
- 2° Relais pour usages aéronautiques ;
- 3° Relais pour fusées et engins ;
- 4° Relais industriels.

COMPRESSEUR DE BANDE DE TÉLÉVISION

La C.S.F. (COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL) a récemment présenté au Salon International d'Aéronautique de Hanovre un dispositif de compression de bande, associé au transformateur d'images bien connu TI 440, et qui autorise l'emploi de câbles téléphoniques pour transmettre à distance, en télévision, des images radar.

Pour se rendre compte des avantages apportés par ce nouvel appareil, il convient de se rappeler que, pendant longtemps, les images radar n'ont pu être exploitées que *sur place* (ou à très faible distance) et dans l'*obscurité* d'une salle de contrôle spécialement aménagée.

Mais les progrès techniques de l'aviation (nombre d'avions à contrôler plus élevé, vitesse et altitude plus grandes, rayon d'action accru) sont venus rapidement modifier les données du problème. La rotondité de la terre et la propagation rectiligne des ondes employées limitant nécessairement la couverture des radars de contrôle, il a fallu augmenter leur nombre en organisant le recouvrement de leurs zones utiles de couverture.

Dès ce moment, il était nécessaire de prévoir le transfert de l'information radar soit de zone à zone (préavis de prise en charge d'un avion), soit de plusieurs zones à des centres opérationnels civils ou militaires devenus indispensables.

Il était naturel que la transmission d'une image fût faite par télévision. Après les premiers essais, entrepris d'une façon un peu primitive par la simple association d'une caméra de TV et d'un indicateur (ou « scope ») de radar, la C.S.F. apportait, en 1955, à ce problème de grande importance pour la navigation aérienne, une solution rationnelle par la réalisation du tube « Transformateur d'Images » TMA 403.

Rappelons que ce tube, de conception et de réalisation françaises, dont la « mémoire » est électriquement réglable, est l'élément essentiel des ensembles transformateurs d'images C.S.F. type TI 440 qui équipent de très nombreux centres de contrôle d'aérodromes en France et à l'Étranger où ils ont largement contribué à augmenter la facilité et la sécurité de l'exploitation.

Quels sont les avantages de l'association radar/TI 440 ? Enumérons les pour ceux qui ne sont pas familiers avec ces problèmes :

- utilisation, pour le déport de l'image, de tous les équipements TV normaux : émetteurs, relais, récepteurs... et de tous les « moyens » TV : mixage, superposition d'images, diffusion simultanée,
- visibilité des écrans de récepteurs en lumière directe,
- adaptation du temps de mémoire aux nécessités de l'exploitation,
- possibilité de projection sur grand écran,
- enfin, reprise, sur les tables individuelles de plotting, par une caméra auxiliaire, des marqueurs ou renseignements divers locaux permettent la diffusion d'une image parfaitement « renseignée » d'une très grande valeur synoptique.

Cependant, la largeur de bande nécessaire à la transmission de cette image est celle de la TV au standard de définition choisi. Or, dans certains cas, l'exploitation n'a pas besoin d'une cadence d'information aussi élevée. C'est en partant de cette constatation que la C.S.F. vient de mettre au point un dispositif original associé aux équipements TI 440 et qui — agissant sur la cadence de lecture — réduit la bande nécessaire à la transmission dans une proportion telle que l'on peut dorénavant utiliser à cette fin des câbles téléphoniques capables de « passer » 10 kHz.

À la réception, on peut obtenir l'image directement sur un téléviseur à balayage lent, ou sur un téléviseur normal après passage par un ensemble « Transformateur d'image/expandeur » qui restitue les signaux vidéo au standard d'origine. Dans les deux cas, la qualité de l'image est la même.

Ainsi, le compresseur de bande TV C.S.F. conserve les avantages fondamentaux des équipements de transformation d'image TI 440 et permet le déport de ces images par câbles téléphoni-

ques simplifiant considérablement les équipements de transmission. Il en résultera une nouvelle extension de cette technique parfaitement adaptée aux besoins opérationnels actuels et futurs. On peut aussi raisonnablement prévoir que le « compresseur de bande » C.S.F. pourra convenir à d'autres applications dont il sera fait mention en temps utile.

RELAIS AMEC-STOMM

L'adoption d'un type de relais électromécanique pour une fonction donnée impose une longue étude dont beaucoup de facteurs ne peuvent être déterminés que par l'expérience. C'est pourquoi il existe très peu de littérature technique générale. Cependant les solutions adoptées pour un type de relais donné permettent son adoption dans un assez grand nombre de cas, le problème résolu se retrouvant parfois dans des applications très diverses de télécommande, d'asservissement de mécanismes, de contrôles automatiques, etc.

Le relais doit rester sensible aux impulsions très faibles qui le commandent ; mais il doit, d'autre part, pouvoir ouvrir ou fermer un ou plusieurs circuits électriques à l'aide de contacts capables de supporter une intensité parfois élevée ; la vitesse d'exécution entre l'émission du signal de commande et la fermeture du relais doit être rigoureusement contrôlée : soit rapide, soit retardée dans le temps d'une quantité fixée, etc.

Nous donnerons ici en exemple les caractéristiques de types de relais AMEC-STOMM.

Relais extra-sensibles SE

C'est un relais à palette dont la sensibilité peut être inférieure à 10 milliwatts, grâce à la qualité du circuit magnétique et à la précision de son assemblage. Les valeurs standardisées de résistance en courant continu pour la bobine de commande sont 33, 100, 390, 1 200, 3 900, 6 800, 10 000 et 16 000 ohms.

Les contacts, sauf spécification, sont en argent palladié. Les contacts des relais SE sont essayés jusqu'à 1 A par pôle ; deux pôles peuvent être commandés. Le poids est de 80 g, la présentation normale sur culot noval, ou avec sorties sur perles à souder.

Ces relais SE peuvent comporter un transistor intégré amplifiant le courant de commande (Transrelais).

Relais de télécommande GE

Ce type comporte jusqu'à 4 pôles inverseurs ou contacteurs simples. La puissance de commande est de 250 mW. La bobine est réalisée dans les valeurs suivantes : 33, 120, 390, 1 200, 5 000, 9 000 et 15 000 ohms, pour les types standard. Coupure jusqu'à 2 A non inductifs. Les contacts, sauf spécification, sont à argent-oxyde de cadmium. Poids : 130 g. Culot octal, ou sorties sur 11 ou 14 broches selon le type. Ces relais existent en type hermétique.

Relais thermique type UR. I

Il s'agit d'un relais thermique à bimétal, permettant d'obtenir économiquement une temporisation variant de 12 secondes à 2 minutes.

Ce relais sera particulièrement utilisé dans tous les cas où l'on désire l'application ou la coupure différée d'une tension, par exemple en électronique industrielle pour commander le préchauffage des thyristors de moyenne puissance, ou pour retarder d'un certain délai la mise en sécurité d'un dispositif quelconque. Une autre application intéressante est le cas du branchement d'un relais dans un circuit pouvant présenter certaines instabilités. Dans ce cas en effet le relais UR.I, par son inertie, corrige de lui-même l'inconvénient.

Le relais thermique UR.I a une importante capacité de coupure, inhabituelle pour ce genre d'appareil ; il est capable de contrôler des circuits allant jusqu'à 10 ampères 220 volts (sur circuit non inductif) ; compensé très efficacement vis à vis de la température ambiante, il est prévu pour rester constamment sous tension.

Puissance d'alimentation :

- de 12 secondes à 45 secondes : 1,5 watt env. ;
- de 50 secondes à 2 minutes : 1 watt env.

Tensions standard d'alimentation : 6, 12, 24, 110, 220 volts CC ou CA (à préciser).

Pouvoir de coupure : 10 ampères maximum 220 V alternatifs (sur circuit non inductif).

Gamme de temporisation : de 12 à 120 secondes.

Voici différentes versions :

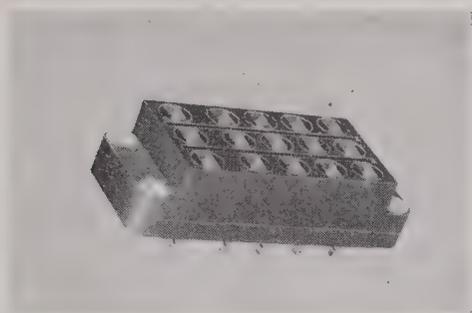
URI Type D.358 : Relais thermique embrochable sur culot octal standard, 1 pôle inverseur 10 ampères 220 volts non inductifs, capot métallique démontable, temporisation ajustable par réglage interne.

URI Type H.358 : Relais thermique embrochable sur culot octal standard, 1 pôle inverseur 10 ampères 220 volts non inductifs sous boîtier hermétique scellé, appareil tropicalisé, temporisation fixe réglée en usine.

URI Type H.535 : Relais thermique de mêmes caractéristiques que ci-dessus mais avec sorties sur perles à souder.

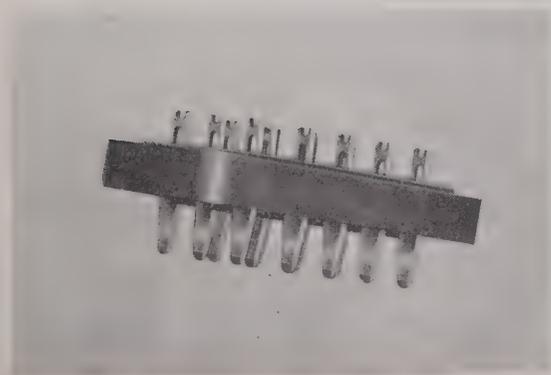
NOUVEAU TYPE DE CONNECTEUR

La Société CEMEL (Constructions Electriques, Mécaniques et Electroniques, 51 bis, rue Piat, Paris-XX^e) lance sur le marché un nouveau type de fichiers à 15 contacts plats (3 rangées de 5 contacts) type RP 15 ; l'originalité de ce nouveau fichier tient à la nature des contacts qui ne sont plus assurés par déformation d'une lame métallique élastique : les lames du fichier femelle traversent des blocs en « élastomère silicone » encastrés dans des alvéoles ménagées dans le socle en isolant moulé.



Ce dispositif promet des avantages certains, résultant de la nature du matériau élastique utilisé : grande surface de contact entre les parties mâle et femelle, faible dispersion des pressions de contact, pression de contact invariable dans le temps quel que soit le nombre d'enfichages.

Ces qualités mécaniques sont complétées par d'excellentes caractéristiques électriques sanctionnées par un certificat d'essai



du L.C.I.E. La Société CEMEL développe également une intéressante série de connecteurs et fichiers plats de 2 à 5 broches. Les connecteurs (type limande) moulés sur fils en nappe et les fichiers assemblables permettent de réaliser une multitude de combinaisons.

POTENTIOMÈTRES WIRELESS-THOMAS

WIRELESS-THOMAS développe cette année à côté des démultiplicateurs de construction très sérieuse déjà connus, des potentiomètres bobinés hélicoïdaux ainsi que les boutons compteurs associés.

Citons en particulier :

- le potentiomètre 10 tours avec prises intermédiaires réalisable dans la gamme de valeurs 10 ohms à 100 000 ohms pouvant dissiper 5 W (modèle 10 B inter). Il est en effet muni en fin de course d'un contact inverseur.
- le potentiomètre comparable de dimensions plus réduites (modèle 10 C) réalisable dans la gamme de valeurs 1 000 ohms à 50 000 ohms et pouvant dissiper 1,5 W.

WIRELESS-THOMAS produit également sous licence U.S.A. les résistances STABILOHM ayant un coefficient de température faible, une haute stabilité et capables de fonctionner jusqu'à 175°.

UN GÉNÉRATEUR ÉLECTRIQUE EXPÉRIMENTAL D'UN TYPE NOUVEAU

La WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION (Pittsburgh, U.S.A.) annonce la construction d'un générateur magnétohydrodynamique expérimental de puissance, qui est le premier à produire des puissances se chiffrant par kilowatts de façon permanente sur une durée de plusieurs minutes. Il est aussi le premier appareil important de ce type à produire de l'électricité par combustion de produits naturels. Le gaz ionisé chaud, émis par la flamme produite par une huile brûlant dans de l'oxygène, est accéléré



dans un champ magnétique jusqu'à des vitesses pouvant atteindre 1 800 miles par heure.

Le générateur a déjà fait l'objet d'essais sous une puissance de 2,5 kilowatts ; il est prévu pour fournir une puissance électrique de 10 kilowatts environ. Le Docteur Stewart Way, de la Compagnie Westinghouse, que le cliché ci-joint montre tenant dans la main une électrode de l'appareil expérimental, estime que, dans le futur, la puissance des générateurs commerciaux de ce type pourra dépasser 100 000 kilowatts.

COMMUNIQUÉS

LE SERVICE DE LA RECHERCHE DE LA R.T.F.

Le 12 mai 1960, au cours d'une conférence de presse, M. Pierre SCHAEFFER, Chef du Service de la Recherche de la R.T.F., a présenté les activités de son Service et annoncé le Festival de la Recherche 1960.

Après les tentatives préliminaires du Club d'Essai dont il est issu, le Service de la Recherche s'est orienté résolument vers la recherche fondamentale, cherchant à combler le gouffre qui existe entre la recherche artistique et la recherche technique, à la fois dans le domaine sonore (Groupe de Recherches Musicales) et dans le domaine visuel (Groupe de Recherches Images). Les travaux du Service de la Recherche ne s'adressent donc pas en principe au grand public, mais plutôt à un petit nombre de spécialistes, artistes et techniciens, réalisateurs, qui, eux, travaillent pour le grand public, et constitueront en quelque sorte le stade de « recherche appliquée » en utilisant dans leurs œuvres les nouveaux moyens d'expression audio-visuels mis à leur disposition, ou en utilisant différemment ceux dont ils disposent déjà.

C'est principalement pour soumettre les résultats de ses travaux à ces spécialistes, et pour permettre entre eux des échanges et des confrontations que le Service de la Recherche a pris l'initiative d'organiser un Festival biennal, le premier Festival de la Recherche qui a eu lieu à Paris du 26 mai au 30 juin 1960 et a comporté des concerts, des projections, et aussi des rencontres comportant des leçons d'initiation et des débats.

ASSOCIATION FRANÇAISE DE RÉGULATION ET D'AUTOMATISME

Le Conseil d'Administration de l'ASSOCIATION FRANÇAISE DE RÉGULATION ET D'AUTOMATISME (A.F.R.A.), qui s'est tenu le 27 avril 1960, à la suite de l'Assemblée Générale Ordinaire, siégeant en l'Hôtel de la Société des Ingénieurs Civils de France, a procédé à l'élection de son nouveau Président.

A été élu à l'unanimité M. Max NAMY, Contrôleur Général de l'Équipement à ÉLECTRICITÉ DE FRANCE, particulièrement connu dans le monde de l'Automatisme par la Mission Constructeurs-Électricité de France, qu'il a dirigée aux États-Unis en 1958 sur l'Automatisme dans les grandes centrales électriques modernes.

Il est rappelé que l'année 1960 sera marquée par la réunion à Moscou du 1^{er} Congrès International de l'Automatisme organisé par l'INTERNATIONAL FEDERATION OF AUTOMATIC CONTROL (I.F.A.C.) et par le COMITÉ NATIONAL DE L'AUTOMATISME de l'U.R.S.S.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DE L'AÉRONAUTIQUE

Stages de perfectionnement pour les ingénieurs en fonction

L'École Nationale Supérieure de l'Aéronautique (32, boulevard Victor, Paris-15^e) organise en 1960-1961 des enseignements postsecondaires destinés aux ingénieurs sortis des écoles depuis un certain nombre d'années et désireux de se mettre au courant des progrès récents des sciences et des techniques. Les enseignements prévus sont énumérés ci-après avec indication de la date approximative de début du stage. Les stages durent en principe une semaine mais peuvent avoir, dans certains cas, une durée supérieure ou inférieure.

Programme des stages

A — MÉTHODES MODERNES DE MATHÉMATIQUES ET DE CALCUL

A.1 — Méthodes mathématiques modernes (M. ABELES) mi-avril 1961.

A.2 — Le calcul analogique (M. DANLOUX-DUMESNILS) fin septembre 1960.

A.3 — Calculatrices arithmétiques (M. Claude DURAND) fin septembre 1960.

A.4 — Techniques arithmétiques appliquées au calcul et à l'automatisme (M. PELEGRIN) mi-octobre 1960.

A.5 — Programmation et méthodes numériques sur machines (MM. KUNTZMANN et PELEGRIN) début mars 1961.

B — AUTOMATIQUE APPLIQUÉE A L'AÉRONAUTIQUE

B.1 — Introduction aux asservissements (M. COLONNA) mi-septembre 1960.

B.2 — Asservissements linéaires (M. Michel CARPENTIER) octobre 1960.

B.3 — Organes des systèmes asservis (M. PELEGRIN) mi-décembre 1960.

B.4 — Compléments sur les asservissements linéaires et non linéaires (MM. DECAULNE et SENOUILLET) début janvier 1961.

B.5 — Tubes électroniques et transistors en basse fréquence (M. BETTEMBOTS) début juin 1961.

B.6 — Les gyroscopes (M. CHOMBARD) début février 1961.

B.7 — Guidage à inertie (M. Jean CARPENTIER) mi-avril 1961.

B.8 — Le guidage des missiles (M. CHAMOUTON) mi-mars 1961.

C — AÉROTHERMODYNAMIQUE

C.1 — Les écoulements gazeux (M. LEBRUN), fin septembre 1960.

C.2 — Thermodynamique de l'ingénieur (M. R. MARCHAL) mi-octobre 1960.

C.3 — Combustion et dissociation (M. BRODIN) fin novembre 1960.

C.4 — Supersonique (M. REBUFFET) mi-avril 1961.

C.5 — Aérothermique (M. BRUN) fin février 1961.

C.6 — Hypersonique et aérodynamique des gaz ionisés et gaz raréfiés (M. SIESTRUNCK) mi-mai 1961.

C.7 — Vibrations aéroélastiques (M. MAZET) mi-février 1961.

D — MISSILES

D.1 — Performances des missiles (M. POGGI) mi-avril 1961.

D.2 — Missiles balistiques et pseudobalistiques (M. DORLEAC) fin avril 1961.

D.3 — Compléments sur la propulsion par poudre (M. VERDIER) mi-janvier 1961.

D.4 — Propulsion par liquides (M. MERIGUET) début janvier 1961.

E — TECHNOLOGIE AÉRONAUTIQUE

E.1 — Technologie moderne d'atelier par enlèvement de copeaux (M. BRUET), mi-avril 1961.

E.2 — Mécanismes électromagnétiques (M. AUCLERC) début octobre 1960.

Conditions d'admission

Ces stages sont réservés, par priorité, aux ingénieurs appartenant à l'industrie aéronautique, mais on y admettra également, dans la mesure des places disponibles, des ingénieurs appartenant à d'autres spécialités.

Une notice détaillée donnant tous renseignements sur le programme des cours, la durée des stages, leur niveau, leur prix et les formalités d'inscription sera envoyée à tout ingénieur qui en fera la demande à M. le Directeur de l'École Nationale Supérieure de l'Aéronautique (Direction des stages), 32 boulevard Victor, Paris (15^e) (VAUgirard 68.83).

SYMPOSIUM INTERNATIONAL SUR LA TRANSMISSION DE DONNÉES NUMÉRIQUES (Delft, 1960)

La Section du Benelux de l'I.R.E., en collaboration avec Het Nederlands Radiogenootschap et The IRE Professional Group on Communications Systems, organise un Symposium International consacré aux problèmes posés par la Transmission de Données Numériques. Ce symposium se tiendra à Delft, Pays-Bas les 19, 20 et 21 septembre 1960.

Les principaux sujets abordés seront les suivants :

- choix des systèmes de modulation,
- détection des signaux télégraphiques,
- taux d'erreurs sur les circuits terrestres et les liaisons radio-électriques,
- calculatrices utilisées dans les systèmes de transmission de données numériques,
- systèmes de transmissions en boucles,
- systèmes détecteurs et correcteurs d'erreurs.

Parmi les communications prévues un certain nombre ont déjà été reçues des Etats-Unis, du Royaume Uni, des Pays-Bas et de France.

Tous les renseignements complémentaires peuvent être demandés à :

B.B. BARROW, Secretary, The Benelux Section, I.R.E.
Postbus 174 - Den Haag - Nederland

ENTRETIENS EUROPÉENS SUR « MESUCORA »

L'exposition MESUCORA, consacrée à la Mesure, au Contrôle, à la Régulation et à l'Automatisme, se tiendra à Paris du 9 au 17 mai 1961 sous la voûte du Centre National des Industries et des Techniques.

Le Comité Intersyndical « Mesure - Contrôle - Régulation » — qui a fondé l'Association MESUCORA dont le Président est le professeur A. LEAUTE, Membre de l'Institut, — a invité le 6 mai à la Maison des Polytechniciens à Paris une vingtaine d'industriels européens représentant des fédérations ou chambres Syndicales de différents pays : Allemagne, Grande-Bretagne, Suisse, Belgique, Pays-Bas, Suède, les représentants de l'Italie s'étaient fait excuser.

Cette conférence, faisant suite à des réunions analogues organisées depuis plusieurs années dans différents pays européens, a traité de l'organisation de MESUCORA 61 qui, rappelons-le, englobera l'exposition annuelle de la Société Française de Physique en 1961.

Elle s'est également préoccupée du programme et du calendrier des autres expositions Européennes analogues, en particulier Interkama 1960 à Dusseldorf et I.E.A. 1962 à Londres. Un comité commun a été constitué pour suivre l'organisation de ces manifestations.

Il ressort de ces conversations que les pays étrangers se montrent très intéressés par MESUCORA 61 et leur participation s'avère déjà importante. Cette exposition présentera véritablement un panorama mondial des matériels et dispositifs de Mesure, Contrôle, Régulation et Automatisme.

Les Industriels français auraient intérêt à profiter de cette occasion unique pour mettre en valeur leurs techniques et leurs réalisations dans le cadre de cette confrontation internationale.

Renseignements au Siège de l'Association MESUCORA, 37 av. de Breteuil ou 40, rue du Colisée, BAL. 34.92.

FOIRE INDUSTRIELLE DE HANOVRE

Pour la quatorzième fois, la Foire Industrielle d'Allemagne a eu lieu cette année, à Hanovre du 24 avril au 3 mai. Citons quelques chiffres sur cette manifestation internationale où ne sont admis que des producteurs.

La France avec 157 exposants est en tête de la participation étrangère suivie par l'Autriche : 120 exposants, l'Angleterre : 96, les U.S.A. : 91, la Suisse : 83, la Suède : 67, la Hollande : 55, l'Italie : 46, la Belgique : 34, le Danemark : 28. Les 14 autres pays étrangers se partagent 36 exposants,

Le Syndicat Général de la Construction Electrique Française, un des premiers participants (qui n'a pas eu peur d'affronter la Foire Technique en 1952 avec 27 exposants sur 165 m²) tient la première place de la participation française avec 64 exposants et une superficie de stands et d'emplacements à l'air libre de 3 212 m².

En deuxième position, viennent les exposants affiliés à la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux avec 58 exposants occupant une surface dans les halls et sur le terrain à l'air libre de 3 140 m².

Un nouveau participant d'importance, le Commissariat à l'Energie Atomique exposait cette année à Hanovre avec l'Association Technique de l'Energie Nucléaire (A.T.E.N.) qui groupait 11 sociétés industrielles françaises.

Nous informons nos lecteurs que la prochaine Foire Internationale de Hanovre aura lieu en 1961 du dimanche 30 avril au mardi 9 mai inclus.

Les firmes françaises qui désireraient essayer de participer à cette manifestation, sont priées de se faire inscrire dès le premier juin 1960 auprès de :

FOIRE INTERNATIONALE DE HANOVRE
16, rue de Vézelay, Paris-8^e
Tél. EUROPE 51.72 et 35.39

La date limite d'inscription préalable fixée par la Direction de Hanovre est le 1^{er} septembre 1960.

Les superficies disponibles dans les halls et sur le terre-plein à l'air libre étant très limitées, les candidats exposants Français ont intérêt à déposer leur demande au Bureau de Paris dès que possible.

NOUVELLE FILIALE DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F.

On annonce que la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL (C.S.F.) a pris une participation majoritaire dans la Société italienne DUCATI ELETTRONICA dont le siège et les usines sont situés à Bologne.

La DUCATI ELETTRONICA consacre son activité à la production en grande série de pièces détachées pour l'industrie électronique, en particulier de condensateurs, domaine dans lequel son expérience lui a valu une réputation internationale.

Les moyens industriels importants dont dispose cette Société viennent renforcer ceux que la C.S.F. avait déjà constitués tant en France qu'en Italie pour la fabrication de pièces détachées de qualité, et qui ont permis à son groupe de réaliser dans ce domaine, en 1959, un chiffre d'affaires supérieur de 41 % à celui de l'exercice précédent. Cette expansion, qui s'est encore accélérée depuis le début de l'année, puisque les seules ventes des productions françaises pendant le 1^{er} trimestre de 1960 ont marqué une augmentation de 80 % par rapport à la période correspondante de l'année dernière, affirme la position de premier plan prise par la C.S.F. dans les territoires du marché commun européen et sur les marchés extérieurs.

FILIALES EUROPÉENNES DE « TRANSISTRON ELECTRONIC CORP. »

La TRANSISTRON ELECTRONIC CORPORATION, Wakefield, Mass., U.S.A., annonce la création de filiales européennes. La direction pour l'Europe se trouve à Zug, en Suisse ; des bureaux de vente sont prévus, à Londres, Paris, et Munich, et bientôt à Dusseldorf et Milan.

Le chiffre de vente en Europe ne présentait autrefois que 5 % du chiffre d'affaires global. La Compagnie pense pouvoir améliorer sa place sur les Marchés Européens. La possibilité de créations d'usines est à l'étude.

Documentation détaillée sur demande :

Redresseurs au silicium, Diodes au silicium, Diodes Zenner, Transistors au silicium, Diodes au germanium, Montages, Thyristors secs, Transistors de commutation, Condensateurs au silicium, Redresseurs au carbure de silicium, Microdiodes.

Pour tous renseignements s'adresser à :

Transistron Electronic (S.A.R.L.), Monsieur Michel M. Kelton, 70, avenue Kléber, Paris-16^e. (PAS. 02.20).

BIBLIOGRAPHIE

Organisation et fonctionnement des machines arithmétiques, par H. BOUCHER. Un vol. $16,5 \times 24,5$ cm, 428 pages, 223 figures, 3 planches hors texte (Masson et Cie, Paris, 1960). Relié toile : 70 NF.

Cet ouvrage, préfacé par F.H. Raymond, a pour but de faire connaître les méthodes arithmétiques, leurs possibilités ainsi que leurs limites afin de permettre à un utilisateur éventuel d'une « machine à manipuler de l'information discrète » de confronter ses besoins avec les possibilités du matériel existant.

Laissant volontairement de côté les méthodes de calcul qui sont utilisées avec les machines numériques et qui, pour une large part, sont celles du calcul manuel, l'auteur traite dans une première partie de la structure des machines vue sous l'angle le plus général en se laissant guider, par une analogie commode et qui facilite beaucoup le lecteur non averti, par les méthodes de travail du calculateur humain : langage des machines, mémoires, bloc de calcul et organes d'accès sont les sujets des quatre chapitres qui composent cette partie.

La deuxième partie traite du fonctionnement des machines : logique de la machine, c'est-à-dire possibilité d'exécuter des opérations élémentaires, programmation, c'est-à-dire succession des instructions faisant exécuter chacune une opération élémentaire à la machine, qui permet de perfectionner la machine de façon presque illimitée sans avoir à modifier aucun de ses organes mécaniques ou électriques, et sécurité de fonctionnement en sont les têtes de chapitres.

Enfin, une troisième partie traitant de l'évolution historique des calculatrices est complétée par des tableaux résumant les caractéristiques des principales machines actuelles.

Chaque description générale contenue dans ce volume est illustrée d'exemples tirés de machines existantes, ce qui en facilite beaucoup la lecture et la compréhension. La traduction en américain (langue très riche en ouvrages sur ce sujet) de chaque expression technique introduite par l'auteur est systématiquement indiquée, ce qui permettra au lecteur, avec l'aide de la bibliographie, d'approfondir facilement les notions acquises.

J.G.

Ingénieurs et techniciens de l'électronique, par L. CHRETIEN. Un vol. $12 \times 18,5$ cm, 146 pages, nombreuses illustrations photographiques (Presses Universitaires de France, Paris, 1960). Broché : 5 NF.

La collection *Les carrières et la vie* se propose de donner un compte rendu vivant et concret des conditions réelles de travail dans les écoles préparatoires et dans la profession et de montrer les perspectives économiques d'ensemble de chaque branche pour permettre aux jeunes lecteurs, auxquels elle s'adresse, de choisir leur voie en toute connaissance.

Un des premiers volumes de cette collection est consacré à l'électronique et, après l'avoir lu, on est certain que le but fixé est pleinement atteint : après avoir décrit en quelques traits l'atmosphère d'une usine d'électronique, l'auteur montre l'immense domaine de cette industrie clef qu'est maintenant l'électronique en terminant ce tour d'horizon par cette conclusion : l'électronique est partout. Puis, après quelques généralités sur la profession d'électronicien et ses perspectives d'avenir, est décrite la vie de l'étudiant dans le cadre d'une école spécialisée.

Viennent ensuite quatre chapitres qui, sous un jour anecdotique qui les rend très vivants, nous indiquent diverses formes de la vie de l'électronicien : nous voyons tour à tour un débutant, un ingénieur confirmé, un petit patron et le chef d'une grande entreprise dans la vie de chaque jour.

Quelques indications sur les possibilités professionnelles en province et à l'étranger précèdent la conclusion de cet ouvrage attrayant et très bien rédigé : les perspectives qui s'ouvrent devant l'électronicien sont immenses, il a l'avenir devant lui.

J. G.

Phénomènes non linéaires et paramétriques en électronique, par A.A. KHARKEVITCH (traduit du russe par W. MERCOUROFF). Un vol. 11×16 cm, 230 pages, 151 figures (Dunod, Paris, 1960). Relié : 16,50 NF.

Cet ouvrage constitue une introduction théorique et cependant facilement accessible à l'aspect de l'électronique « non linéaire ».

L'auteur y étudie les phénomènes essentiels qui s'y rapportent tels que la multiplication et la démultiplication de fréquence, le redressement du courant et la détection, la modulation d'une oscillation sinusoïdale et le changement de fréquence.

Pour certains sujets, comme les générateurs d'oscillations et les oscillateurs, cet exposé est complété par des schémas qui aident le lecteur à mieux comprendre le fonctionnement de ces divers appareils. R.O.E.

Traité d'électricité théorique. Tome III, Principe de la relativité et lois générales de l'électromagnétisme et de l'électrodynamique, par M. JOUGUET. Un vol. 16×24 cm, 174 pages, 39 figures (Gauthier-Villars, Paris, 1960). Broché : 40 NF.

Après l'étude des états permanents à laquelle sont consacrés les deux premiers volumes de ce Traité, l'auteur aborde, dans le troisième volume, celle des états variables, en se plaçant d'emblée au point de vue relativiste. Il n'est plus possible, en effet, pour le physicien ou pour l'ingénieur désireux d'approfondir les principes fondamentaux de l'Electromagnétisme, de se contenter des exposés traditionnels qui, pour la plupart restent inspirés des conceptions de Maxwell et dans lesquels la Relativité n'est évoquée que de façon épisodique et n'intervient que comme un complément.

Ici, au contraire, la structure essentiellement relativiste de l'Electromagnétisme est mise en évidence et le principe de la Relativité est placé à la base même de l'exposé : le premier chapitre, qui traite de l'Univers de Minkowski et de la transformation de Lorentz, lui est entièrement consacré et la dynamique d'Einstein y est introduite indépendamment de toute considération électromagnétique. C'est des lois de cette dynamique, qui ne se présentent plus comme des conséquences de celles de l'Electromagnétisme et des équations fondamentales des champs permanents, que sont déduites, au second chapitre, les équations générales de Maxwell. Ainsi, si l'ordre historique est inversé, l'ordre logique se trouve-t-il rétabli. En outre, la notion obscure et artificielle de courant de déplacement dans le vide devient inutile. L'intégration des équations de Maxwell donne lieu ensuite à une étude complète des potentiels retardés et les conditions physiques à imposer aux solutions pour que ces équations déterminent le champ sans ambiguïté sont discutées de façon approfondie. Des indications historiques sur les théories de Maxwell et de L. Lorentz complètent ce second chapitre.

Le troisième porte sur l'électrodynamique des corps en mouvement. Grâce à la Relativité, l'exposé, qui serait d'ailleurs fatalement incorrect sans son intervention, se trouve clarifié et considérablement simplifié.

Enfin, deux chapitres qui traitent, l'un des états quasi permanents et de l'induction électromagnétique, l'autre de l'énergie électromagnétique et du rayonnement, et qui sont limités à l'étude des idées fondamentales, servent d'introduction aux deux volumes suivants, où ces questions seront exposées de façon détaillée.

Dans ce troisième volume, comme dans les précédents, l'auteur s'est efforcé, avant tout, d'approfondir les principes fondamentaux. C'est ce qui a inspiré le choix des problèmes traités dans les « compléments et applications » qui terminent chaque chapitre, notamment de ceux, assez nombreux, qui se rapportent à l'électrodynamique des corps en mouvement.

Les unités utilisées sont les unités mixtes de Gauss, beaucoup mieux adaptées que les unités MKSA à un exposé théorique de niveau élevé et de structure vraiment moderne. La vitesse de la lumière apparaît systématiquement avec le rôle privilégié que lui fait jouer la Relativité et l'écriture des tenseurs électromagnétiques est rendue aussi simple que possible. R.O.E.

Dictionnaire de radiotechnique, amplification, modulation, émission et réception, par W.E. CLASON. Un vol. 16 × 23 cm, 804 pages (Dunod, Paris, 1960). Relié toile : 85 NF.

Ce volume de la série des dictionnaires polyglottes « Elsevier » traite de l'amplification, de la modulation, de l'émission et de la réception, et les termes choisis s'appliquent également aux télécommunications. Il complète les dictionnaires d'électronique et guide d'ondes, de télévision, radar et antennes et des télécommunications existant déjà.

Ce dictionnaire de radiotechnique contient une liste de base de 2 924 mots en anglais, avec une distinction entre les usages américains et britanniques. Chaque terme est classé dans son propre domaine et, suivi sur la même ligne, de sa définition rédigée en anglais selon les normes internationales et de ses équivalents dans les cinq autres langues disposées en groupes latin et germanique. Cette disposition ainsi que la typographie, l'index à onglets et le format commode rendent aisée une consultation rapide de l'ouvrage.

R.O.E.

Dictionnaire des télécommunications, par A. VISER. Un vol. 16 × 25 cm, 1011 pages (Dunod, Paris, 1960). Relié toile : 105 NF.

Du fait même des progrès considérables réalisés dans le domaine des télécommunications, la nouvelle édition de ce volume, de la série des dictionnaires polyglottes « Elsevier », traduit pour la première fois en anglais-américain, français, espagnol, italien, allemand et néerlandais, contient environ, nous dit-on, 1 200 termes de plus que l'édition allemande publiée en 1955.

De nombreux mots ou locutions, étant donné cette évolution technique particulièrement rapide, se sont d'ailleurs trouvés périmés et remplacés par ceux consacrés par l'usage.

Les termes techniques en matière de télécommunications ont été classés sous forme d'une liste de base d'après l'ordre alphabétique des termes anglais (l'anglais et l'américain étant nettement distingués) ; leurs équivalents sont donnés dans toutes les autres langues.

En outre, des listes alphabétiques pour chaque langue ont été établies d'après la liste de base, chaque mot étant rattaché à cette liste : ainsi l'utilisateur trouve le terme correspondant en anglais et aussi tous les termes équivalents dans les autres langues.

R.O.E.

Les structures de commutation à m valeurs et les calculatrices numériques, par M.J. GAZALE. Un vol. 16 × 24 cm, 76 pages, 37 figures (Gauthier-Villars, Paris, 1959). Broché : 14 NF.

Si l'on considère les machines à calculer numériques électroniques construites à ce jour, on remarque que la très grande majorité de celles-ci utilisent un « langage » comprenant deux symboles, et deux seulement. Il n'y a toutefois aucune raison, a priori, pour qu'on ne puisse un jour réaliser, et d'ores et déjà concevoir, des ensembles digitaux faisant intervenir des éléments à plus de deux états de stabilité. Dans ce cas, l'algèbre de Boole, ainsi que d'autres structures algébriques susceptibles de rendre de grands services lors de la conception des machines dites « binaires », ne s'appliquent plus. L'auteur aborde ici l'étude de certaines structures algébriques originales, définies dans des ensembles comprenant plus de deux éléments et pouvant éventuellement servir d'outil mathématique lors de la conception de machines nouvelles utilisant un langage comportant *m* symboles.

Une définition précise est donnée de la notion de structure combinatoire, construite à partir de structures élémentaires dites « combineurs », et les règles d'assemblage de ces structures sont énumérées. L'auteur définit ensuite la notion de « fonction de transfert » d'une structure, et sa caractérisation arithmétique. S'appuyant sur des exemples connus, il définit la notion d'ensemble de combineurs « fonctionnement complet », c'est-à-dire pouvant engendrer toutes les fonctions de transfert possibles. Après avoir passé en revue quelques résultats classiques, l'auteur introduit un certain nombre d'ensembles fonctionnellement complets originaux dont il étudie les propriétés en détail. Cette étude étant tout à fait générale, l'auteur retrouve accessoirement, et comme cas particulier pour *m* = 2, l'algèbre de Boole et d'autres structures connues.

Des références bibliographiques complètent cet ouvrage.

R.O.E.

Annuaire O.G.M. 1960 (51^e année), 1910-1960 : Cinquante années au service de la musique et de l'électronique (Horizons de France, 39, rue du Général-Foy, Paris-8^e, 1960). Prix : 18 NF.

La 51^e édition de l'Annuaire O.G.M. vient de paraître. Entièrement recensée et mise à jour, elle offre au chef d'entreprise, au commerçant, au représentant, une documentation indispensable pour leur prospection et leur publicité : toutes les adresses des industries et commerces de musique et instruments, électrophones et disques, radio, télévision, électronique, pièces détachées et accessoires, dans un classement simple et pratique.

OFFRES D'EMPLOI

O. 143. — Directions des Constructions et Armes Navales de Brest

RECHERCHE

pour laboratoires d'études plusieurs ingénieurs, formation grandes écoles ou faculté dans les branches : Electronique, Electricité et magnétisme, Hydraulique. — Logement facile. Ecrire avec C.V. manuscrit à la D.C.A.N. Brest, Section Personnel.

O. 144. — Institut Supérieur d'Electronique de Paris - I.S.E.P. (Enseignement technique supérieur, formation d'ingénieurs électroniciens) recherche pour ses laboratoires d'enseignement :

- un ingénieur confirmé pour direction laboratoire (formation E.S.E. Radio ou équivalent),
- deux jeunes ingénieurs électroniciens pour postes d'assistants,
- deux agents techniques électroniciens (AT 3).

Ecrire ou téléphoner : I.S.E.P., 21, rue d'Arras à Paris-6^e. Tél. BABylone 33.16.

O. 145. C. — **CONTROLEURS-EUSES** appareils de mesure électroniques, niveau exigé équivalent C.A.P. radio électricien. Ecr. N° 4255 Pub-MAILLE 18, r. Volney, Paris.

O. 146. C. — **INGÉNIEUR** — p^r laboratoire de recherches hyper-fréquence nécessaire avoir plusieurs années de pratique. Préfér. donnée à connaiss. de la technique coaxiale.

Ecr. C.I.B. PHILIPS 105, r. Paris Bobigny.

O. 147. C. — **STÉ MORS PARIS** recherche **INGÉNIEUR DIPLOMÉ GRANDE ÉCOLE OU ÉQUIVALENT** 30-40 ans pour

ESSAIS ÉLECTRIQUES — ESSAIS MECANQUES-REGLAGES-MESURES MISE AU POINT D'APPAREILS et ENSEMBLES ELECTROMECHANIQUES Situation intéress. pour candidat expérimenté ayant bon sens du Commandement.

Ecrire sous réf. PL 221 B

ÉTUDE TRAVAIL APPLICAT. PSYCHOTECHNIQUES

E.T.A.P.

4, r. Massenet, Paris-16^e

Discrétion assurée

O. 148. — Deux postes d'ingénieurs ou chercheurs pour études de réalisation de transistors professionnels.

1^o Electricien pour étude de caractéristiques et d'appareillages de mesure,

2^o Physicochimiste pour étude de procédés opératoires de fabrication.

S'adresser Département PCM/CNET, 3, avenue de la République à Issy-les-Moulineaux (Seine). Tél. LECourbe 40.00.

O. 149 C. — **LABORATOIRE DE RECHERCHES HYPER FRÉQUENCE**

créant des postes nouveaux,

recherche

INGÉNIEURS GRANDES ÉCOLES

E. S. E., Grenoble, physique et chimie, Toulouse ou équivalent.

Préférence sera donnée aux candidats orientés vers technique coaxiale.

Ecrire N° 5171 Publi-MAILLE 18, rue Volney, Paris-2^e

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
AATZ Michel, Maurice, Jean, élève à l'E.S.M.E. . .	BOURASSIN FRANÇOIS.	KARTZEFF Jacques, Ingénieur Radio E.S.E. à Nord-Aviation	DE WINTER JEANDEAU.
AMJET Bernard, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	KOREZLIOGLU Hayri, Ingénieur des Télécommunications à la Société T.R.T.	GUIRIMAND DUCAMUS
AUDEBEAU Jean-Pierre, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	KROUK Emmanuel, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT COZENOT.
BEAUZEE Claude, Georges, Ingénieur E.S.O. au L.E.P.	BOUTRY MARCHET.	LAGARDE Pierre, Paul, Yves, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT COZENOT.
BENARD Maurice, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	LAUG Michel, Christian, René, Marie, Officier d'Active	BRAMEL DE CLÉJOUX FRANÇOIS.
BLIN Michel, André, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	LAURENT René, Charles, Léon, Représentant Technico-Commercial	CARMINE VOISIN.
BOSSU Paul, Maurice, Ingénieur à la S.A.C.M. . . .	MOLL PAGET.	LE GALL Alain, Ingénieur E.S.E.	BESSON PORTIER.
BOYEN Gilbert, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme HUTER GAUSSOT.	LEVY Maurice, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
BRADEL Jean-Paul, André, élève à l'E.S.M.E. . . .	BOURASSIN FRANÇOIS.	MACHER Antoine, Jean, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
BUIS Antoine, Marcel, sous-Ingénieur ECTS à la Société T.R.T.	LAURENS KOENIG.	MARTIN Pierre, René, Rémi, Ingénieur à la Société T.R.T.	GUIRIMAND DUCAMUS.
CALONNE Daniel, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	NINET Claude, Alain, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
CANARD Gérard, Jean, André, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme HUTRE GAUSSOT.	PALISSON François, Valentin, Gaston, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
CANDELIER Michel, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	PELLE Jean-Claude, élève au Lycée Chaptal	CARDOT CABESSA.
COMBAUX, Ingénieur Militaire Général, Directeur du Service des Télécommunications d'Armement	ANGOT REVIRIEUX.	PERALTA Roger, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
DARTIGUES, Jean, Paul, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	COZENOT GAUSSOT.	PERCHE Jean-Claude, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
DAUGUET, Ingénieur Radio E.S.E. au L.E.P. . . .	LARDANCHET MARCHET.	PILLET Claude, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
DELALANDE, Jean, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	RAMBAUD Henri, Georges, élève à l'E.S.M.E. . . .	BOURASSIN FRANÇOIS.
DESIGNES François, Ingénieur C.N.A.M., Chef du Service Semi-Conducteurs au L.E.P.	ANGOT BOUTRY.	RIBONI Raymond, Ingénieur à la C.F.T.H.	GOSMAND GODIN.
DOPTER Bernard, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	RICHARD Claude, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
DORIATH Antoine, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	ROY Jean, Jacques, André, Directeur Général adjoint (Chargé des Services Commerciaux à la Société T.R.T.)	ANGOT HUET.
DOUZON Jean, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	SERRE Christian, André, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
DUPIRE Gilles, Ingénieur E.S.M.E. à la Société T.R.T.	DELUGEAU LE DIBERDER.	TAUPIN Dominique, Yves, Marie, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
ÉID Elie, Emile, élève à l'E.S.E. (Section Radioélectricité et Electronique)	COZENOT GAUSSOT.	TERNET Marc, Officier Télémechanicien de l'Armée de l'Air.	CLERGUE LONDE.
ESPOSITO, Jean-Pierre, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	VIALA Pierre, Armand, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
FERRY Bernard, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	VIDEMONT Serge, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
FOUQUET Jacques, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.	WARGON Daniel, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
GAILLARD Jean, Ingénieur à la Société T.R.T. . .	GUIRIMAND DUCAMUS.	WORMS Raymond, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
GAUDRON Michel, Ingénieur I.E.G. et I.R.G. à la Société T.R.T.	LAURENS KOENIG.	ZUPRANER Alain, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.
GOUTERON Georges, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.		
GUILLAUMOT Georges, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN FRANÇOIS.		

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^e • LIT. 79-53 and BAB. 13-03

★ **RADIO CORPORATION
OF AMERICA**

Toute l'Électronique, du transistor,
au radar.

★ **HEWLETT - PACKARD**

La précision et la rapidité des
mesures.

★ **EITEL Mc CULLOUGH, INC.**

Pionnier des tubes d'émission de
puissance.

★ **HUGHES INTERNATIONAL**

Division de Hughes Aircraft Company. Un
nouveau monde par l'Électronique.

★ **INTERNATIONAL RESISTANCE**

Co. Une résistance précise pour
chaque utilisation.

★ **HUGGINS LABORATORIES**

Tubes à ondes progressives -
Amplificateurs - Oscillateurs.

radio-équipements

★ **Mc MILLAN LABORATORIES**

Radômes - Matériaux absorbants.

★ **BRUSH INSTRUMENTS**

Une gamme complète d'enregis-
treurs oscillographiques.

★ **Mc JONES ELECTRONICS**

Micromatch - Le contrôle en ex-
ploitation.

★ **W. H. SANDERS ELECTRONICS**

Guides d'ondes rigides, préfor-
més, flexibles.

★ **MAGNETIC A. B.**

Les mesures des performances en
radar.

★ **MOSELEY Co - F. L.**

Enregistreurs X. Y. - "Autograf".

★ **DYMEC**

Conjugaison opérationnelle des ins-
truments de mesure.



PARIS : 65, RUE DE RICHELIEU - PARIS (2^e)

NEW YORK 20 : SASSOON SOPHER, INC - 630 FIFTH AVENUE



RIC. 49-88
95-41