

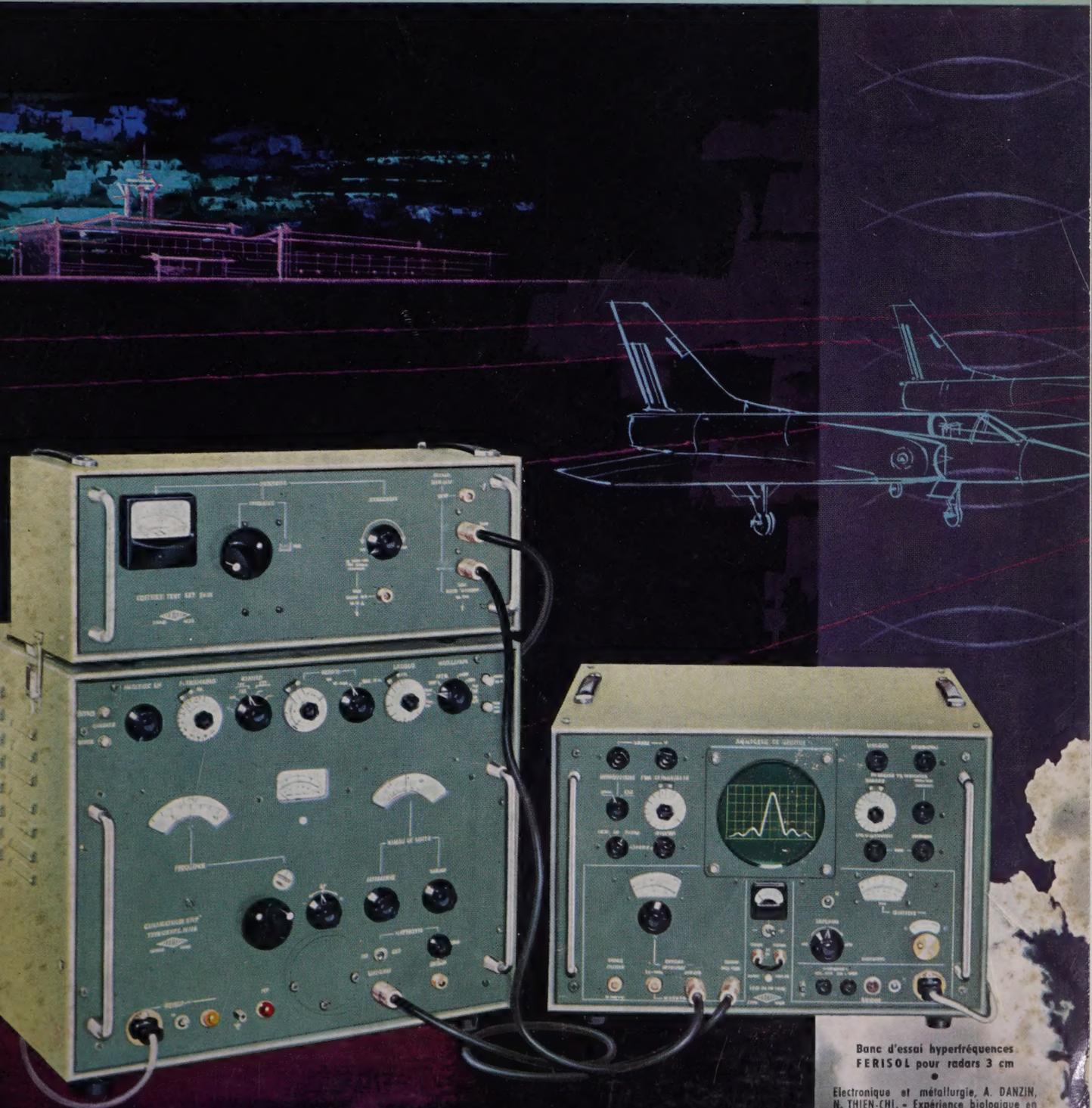
# L'ONDE ÉLECTRIQUE

42<sup>e</sup> ANNÉE - N° 418

JANVIER 1962

PRIX : 5 NF

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



Banc d'essai hyperfréquences  
FERISOL pour radars 3 cm

Electronique et métallurgie, A. DANZIN,  
N. THIEN-CHI. - Expérience biologique en  
fusée, R. GRANDPIERRE, R. ANGIOUST.  
Distorsion non linéaire d'un discriminateur,  
J. MARIQUE. - Mesures thermiques sur un  
transistor, P. THUREAU, J. BENOIS. - Modu-



# Voltmètre digital LM 902-2

**SOLARTRON**

**A 4 DIGITS**

**POUR MESURES DE TENSIONS CONTINUES**

- ★ Affichage numérique par projection optique
- ★ Gamme . . . . . 100  $\mu$ V - 1,599 kV
- ★ Précision 0,1 % — Temps de lecture 280 mSec
- ★ Fonctionnement manuel ou automatique

Documentation sur demande  
**DISPONIBLE SUR STOCK**

SOLARTRON S. A. - 22 bis, RUE DE TERRE-NEUVE - PARIS-20<sup>e</sup> - TÉL.: PYR. 48-40 +

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES - Stand 58-R-22

# L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLII

JANVIER 1962

N° 418

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

Métallurgie et Electronique : les apports de l'Electronique à la Métallurgie	A. DANZIN N. THIEN-CHI	5
Résultats physiologiques de la première expérience biologique française en fusée	R. GRANDPIERRE R. ANGIBOUST	21
Détermination expérimentale de la distorsion non-linéaire d'un discriminateur pour la fréquence modulée	J. MARIQUE	23
Mesures thermiques sur un transistor germanium à jonction P-N-P de puissance	P. THUREAU J. BENOIS	34
Modulation d'un régulateur de tension. Application au tube carcinotron	V. BIGGI A. COURTY	37
Influence de la terre en propagation transhorizon	F. DU CASTEL	48
Informations		
Documentation technique		67
Bibliographie		71
Communiqués		72

### Sur notre couverture :

Banc d'essai et de maintenance FERISOL pour radars 3 cm (Radars de sol ou radars aéroportés)  
Cet ensemble se compose de trois appareils :

- Un générateur hyperfréquences (7 à 11 GHz), permettant les mesures sur le récepteur radar.
- Un coffret complémentaire de test (8,5 à 9,6 GHz), permettant les mesures de la fréquence et de la puissance de l'émetteur radar.
- Un analyseur de spectre, permettant l'examen du spectre du magnétron et le contrôle du fonctionnement du CAF.

Tous ces appareils sont caractérisés par leur très grande facilité d'emploi (monocommandés, indications à lecture directe : tous les cadrans de fréquence, en particulier, sont rigoureusement linéaires), et leur universalité (l'analyseur de spectre est utilisable de 0,8 à 11 GHz sans modifications).

Ces appareils ont été développés sous contrat d'études du Service Technique des Télécommunications de l'Air.

Les modèles LG 401 B et XB 101 sont les versions « civiles » du générateur hyperfréquences et de l'analyseur de spectre.

Etablissements FERISOL

18, avenue Paul-Vaillant-Couturier, Trappes (S.-et-O.)

Tél. 923.08.00.

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

**ÉDITIONS CHIRON**

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

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

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

# SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

## BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

**Président (1961)**

M. le Général de C.A. Jean GUERIN.

**Président désigné pour 1962**

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

**Vice-Présidents**

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

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

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

**Secrétaire Général**

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

**Secrétaires Généraux Adjoints**

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

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

**Trésorier**

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

**Secrétaires**

MM. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

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

## SECTIONS D'ÉTUDES

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

## Rédaction de l'Onde Electrique

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

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

M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications.

M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications.

## GROUPES RÉGIONAUX

### GRUPE D'ALGER

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

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

### GRUPE DE L'EST

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

**Secrétaire.** — M. E. 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 Conférence à la Faculté des Sciences de Grenoble.

### GRUPE DE MARSEILLE

**Président.** — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

**Secrétaire.** — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

### GRUPE DU NORD

**Président.** — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.

**Vice-Présidents.** — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision à la R.T.F.

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

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

## EXTRAITS DES STATUTS

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite

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

2° Etre agréée 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 leur de cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

### MONTANT DES COTISATIONS

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

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

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

## RÉSUMÉS DES ARTICLES

**MÉTALLURGIE ET ÉLECTRONIQUE** par A. DANZIN et N. THIEN-CHI, Directeurs à la Compagnie Générale de T.S.F. Onde Electrique de janvier 1962 (pages 5 à 20).

Pendant une période assez longue dans le passé, l'Electronique a beaucoup emprunté à la Métallurgie pour la préparation des alliages spéciaux utilisés dans l'industrie des tubes à vide et des pièces détachées.

Depuis quelques années, l'Electronique est en mesure de proposer à la Métallurgie des perfectionnements dans la gestion des entreprises, dans la métrologie des phénomènes qui gouvernent les processus d'élaboration des métaux et dans l'automatisation des procédés de fabrication.

L'article analyse les différents apports de l'Electronique à la Métallurgie sous les différents aspects : Télécommunication, Télévision, Calculateurs, Contrôle de procédés, Métrologie, Energie de Haute Fréquence, Instruments scientifiques.

Ces fonctions de l'Electronique ne sont possibles que par l'emploi de métaux spéciaux dont le degré de perfection et les processus de préparation sont en grande partie empruntés à la métallurgie des métaux spéciaux. Une revue est également passée des problèmes ainsi posés par l'Electronique à la Métallurgie.

La conclusion insiste sur l'importance des rencontres du Métallurgiste et de l'Electronicien.

**RÉSULTATS PHYSIOLOGIQUES DE LA PREMIÈRE EXPÉRIENCE BIOLOGIQUE FRANÇAISE EN FUSÉE**, par R. GRANDPIERRE et R. ANGIPOUST. Onde Electrique de janvier 1962 (pages 21 à 22).

Les auteurs rapportent les conditions expérimentales dans lesquelles a été effectuée la première expérience biologique française à bord d'une fusée Véronique en Février 1961. L'animal d'expérience était un rat blanc de race Wistar chez lequel furent recueillis, amplifiés, transmis par télémesure et enregistrés au sol l'activité électrique du cortex cérébral, de la substance réticulée mésencéphalique, des muscles de la nuque, ainsi que les rythmes respiratoires et cardiaques.

L'accélération résultante a varié de + 9,5 à - 4,5 g, on n'a pas obtenu de période notable de non gravité.

L'expérience a permis de s'assurer du bon fonctionnement des systèmes d'amplification, de transmission à distance et d'enregistrement des phénomènes biologiques.

L'étude des enregistrements pose des problèmes intéressants concernant le mode d'action des accélérations complexes que seules de nouvelles expériences permettront de résoudre.

**DÉTERMINATION EXPÉRIMENTALE DE LA DISTORSION NON LINÉAIRE D'UN DISCRIMINATEUR POUR LA FRÉQUENCE MODULÉE**, par J. MARIQUE, Ingénieur A. I. Br et Radio E.S.E., Directeur du C.C.R.M. (Bruxelles). Onde Electrique de janvier 1962 (pages 23 à 33).

On rappelle d'abord que les taux d'harmoniques dus à la distorsion non linéaire peuvent avantageusement être déterminés expérimentalement à partir de la courbe  $dv/df$ , dérivée par rapport à la fréquence de la courbe caractéristique  $v = \varphi(f)$  du discriminateur. On montre que si l'on emploie un montage à balayage de fréquence, on peut, dans certaines conditions, remplacer la dérivée  $dv/df$  par la dérivée  $dv/dt$  par rapport au temps qu'un tel montage permet d'obtenir automatiquement. On étudie dans quelques cas particuliers dans quelle mesure la courbe obtenue sur l'écran d'un oscilloscope au moyen d'un circuit « dérivateur » R.C. associé à un balayage de fréquence peut être utilisée comme courbe dérivée pour le calcul des taux d'harmoniques.

**MESURES THERMIQUES SUR UN TRANSISTOR GERMANIUM A JONCTION PNP DE PUISSANCE**, par P. THUREAU et J. BENOIS, Laboratoire de Physique Expérimentale, Faculté des Sciences de Caen. Onde Electrique de janvier 1962 (pages 34 à 36).

Les progrès récents réalisés dans le domaine des mesures de température par photoluminescence permettent d'envisager des mesures thermiques sur les parties actives des transistors. On donne comme exemple d'application l'étude de la répartition des températures sur un transistor de puissance en fonctionnement, l'étude de sa dissipation thermique et notamment l'évaluation des résistances thermiques collecteur-embase, embase-ailette. La connaissance de la température de la partie active permet en outre de tracer un réseau de courbes température-résistance d'entrée, à partir duquel on peut avoir accès à la température par la seule résistance d'entrée mesurée en fonctionnement.

**MODULATION D'UN RÉGULATEUR DE TENSION. APPLICATION AU TUBE CARCINOTRON**, par V. BIGGI et A. COURTY, Compagnie Générale de T.S.F. Onde Electrique de janvier 1962 (pages 37 à 47).

Par principe, un régulateur électronique de tension constitue un système asservi et en possède les trois éléments fondamentaux : élément de sortie, élément de commande, élément de référence. Le fait qu'ici ces trois éléments soient de même nature et que chacun d'eux soit une tension, permet de regarder indifféremment un régulateur de tension comme un système asservi ou comme un amplificateur à contre-réaction de tension auquel on demande seulement de réduire les défauts de son alimentation.

Après avoir dégagé et analysé ce double point de vue, on en déduit la possibilité d'utiliser un dispositif régulateur de tension comme un véritable amplificateur fournissant une tension régulée et modulée. On décrit ensuite une application originale dans laquelle le tube carcinotron se trouve associé, dans un schéma remarquablement simple, à une alimentation qui joue simultanément plusieurs rôles. L'ensemble constitue un générateur ou un émetteur capable d'assurer, par accord électronique, toutes les fonctions généralement demandées à un oscillateur stable et modulable en fréquence.

**INFLUENCE DE LA TERRE EN PROPAGATION TRANSHORIZON**, par F. DU CASTEL, Ingénieur en chef des Télécommunications. Onde Electrique, de janvier 1962 (pages 48 à 66).

L'auteur étudie l'influence des phénomènes de diffraction sur le sol dans la propagation des ondes radioélectriques au delà de l'horizon.

Cette étude expose, en particulier, les travaux de V. Fock, de l'Université de Leningrad, utilisant la « méthode des intégrales complexes » qui n'ont pas encore fait l'objet de publication en langue française.

Les résultats de l'étude des phénomènes de propagation sont appliqués essentiellement au cas des ondes ultra-courtes. Cet article est extrait de « Propagation troposphérique et faisceaux hertziens transhorizon » de l'auteur, qui vient de paraître aux Editions Chiron (Paris, 1961).

## SUMMARIES OF THE PAPERS

**THERMAL MEASUREMENTS ON A POWER GERMANIUM PNP-JUNCTION TRANSISTOR**, by P. THUREAU et J. BENOIS, *Laboratoire de Physique Expérimentale, Faculté des Sciences de Caen*. *Onde Electrique*, January 1962 (pages 34 to 36).

Recent advances in the field of temperature measurement by photoluminescence make it possible to envisage thermal measurements at the active points in transistors. An example is given concerning the study of temperature distribution on a working power transistor including an examination of its heat dissipation and, particularly, the evaluation of thermal resistances for the collector-mounting base and mounting base-heat sink.

Knowledge of the temperature of the active point also makes it possible to draw a family of curves relating temperature and input resistance from which one can deduce the temperature by reference to the input resistance measured under operational conditions.

**MODULATION OF A VOLTAGE REGULATOR AND ITS APPLICATION TO THE CARCINOTRON TUBE**, by V. BIGGI and A. COURTY, *Compagnie Générale de T.S.F.* *Onde Electrique*, January 1962 (pages 37 to 47).

In principle, an electrical voltage regulator has the form of a servo system and possesses the three basic elements of such a system, namely the output element, the control element and the reference element.

The fact that in this case these three elements may be of the same nature and that each of them may be a voltage makes it possible to consider a voltage regulator either as a servo system or as a negative feedback amplifier which is required only to reduce the defects of its own power supply.

After having examined this double point of view, the account goes on to deduce the possibility of using a voltage regulating device as a true amplifier providing a regulated and modulated voltage. There follows a description of an original application in which the carcinotron tube is associated in a very simple circuit with a power supply which simultaneously performs several functions. The entire equipment forms a generator or a transmitter capable of providing by electronic control all the functions usually required from a stable oscillator capable of frequency modulation.

**INFLUENCE OF THE EARTH IN TRANSHORIZON RADIO LINKS**, by F. DU CASTEL, *Ingénieur en Chef des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. *Onde Electrique*, January 1962 (pages 48 to 66).

The author studies the influence of the diffraction phenomena on the earth in the radio waves propagation beyond horizon.

This study presents, particularly, the works of Pr. V. Fock, in the University of Leningrad, using the «complex integral method» which have not yet been published in french language.

The results of the study of the propagation phenomena are applied essentially to the ultra short waves. This paper is extracted from «Tropospheric propagation and transhorizon radio links» by the author, which is edited by Editions Chiron (Paris 1961).

**METALLURGY AND ELECTRONICS**, by A. DANZIN and N. THIEN-CHI, *Directeurs de la Compagnie Générale de T.S.F.* *Onde Electrique*, January 1962 (pages 5 à 20).

For quite a long period in the past, electronics has owed a great deal to metallurgy for the preparation of special alloys used by the vacuum tube industry and for components.

For a few years now, electronics has been able to suggest to metallurgy various improvements in the running of its operations, in the measurement of the phenomena which govern the process of producing metals and in the automation of the processes of manufacture.

This article examines the various items which electronics has brought to metallurgy in various ways: telecommunication, television, computers, process control, measurement, high frequency energy and scientific instruments. These electronic functions are only possible by the use of special metals whose degree of purity and the nature of whose manufacture are owed in great part to the metallurgy of special metals. There is a corresponding review of the problems posed in this way to metallurgy by electronics. The summary underlines the importance of co-operation between metallurgists and electronic specialists.

**PHYSIOLOGICAL RESULTS OF THE FIRST ROCKET-BORNE FRENCH BIOLOGICAL EXPERIMENT**, by R. GRANDPIERRE and R. ANGIBOUST. *Onde Electrique*, January 1962 (pages 21 to 22).

The writers describe the experimental conditions under which the first French biological experiment was made using a Veronique rocket in February 1961. The test animal was a white rat of the Wistar strain in which were measured the electrical activity of the cerebral cortex, the material of the brain folds, the neck muscles, breathing rhythm, and heartbeat: these were collected from the animal, amplified, transmitted by telemetry and recorded on the ground.

The acceleration involved varied from + 9.5 to - 4.5 g without any noteworthy period of weightlessness.

The experiment made it possible to prove the proper functioning of systems of amplification, long distance transmission and recording, all in connection with biological functions.

Study of the recordings poses interesting problems concerning the effect of complex accelerations which can only be resolved by further experiments.

**THE EXPERIMENTAL DETERMINATION OF NON-LINEAR DISTORTION IN A DISCRIMINATOR FOR FREQUENCY MODULATION**, by J. MARIQUE, *Ingénieur A.I.Br et Radio E.S.E., Directeur des C.C.R.M. (Bruxelles)*. *Onde Electrique*, January 1962 (pages 23 to 33).

It is recalled first that the rate of production of harmonics due to non-linear distortion can, with advantage, be determined experimentally according to the curve  $dv/df$ , derived by reference to the frequency of the characteristic curve  $v = \varphi(f)$  of the discriminator.

It is shown that if one uses a frequency scanning device it is possible under certain conditions to replace the derivative  $dv/df$  by  $dv/dt$  with reference to time which such a device makes it possible to obtain automatically. There is examination of the various instances in which the curve obtained on the screen of an oscilloscope by means of a derivative R.C. circuit associated with a frequency sweep device can be used as the derived curve for the calculation of the rate of production of harmonics.

# MÉTALLURGIE ET ÉLECTRONIQUE\*

## Les apports de l'Électronique à la Métallurgie

PAR

A. DANZIN et N. THIEN-CHI

*Directeurs à la Compagnie Générale de T.S.F.*

Il y a seulement quelques années, une étude sur les rencontres entre la Métallurgie et l'Électronique eût été difficile à construire ; le sujet était creux. Il est aujourd'hui si vaste que les auteurs ne savent plus comment le parcourir sans laisser l'attention par l'énoncé d'une nomenclature d'équipements divers et d'une suite d'applications apparemment sans grands liens entre elles. Nous espérons répondre au vœu de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE MÉTALLURGIE, l'UNION DES ASSOCIATIONS SCIENTIFIQUES ET INDUSTRIELLES FRANÇAISES et la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS qui nous ont demandé cette étude, en traçant une sorte d'inventaire classifié des convergences MÉTALLURGIE-ÉLECTRONIQUE. Bien que nous ayons essayé de réunir dans chaque domaine quelques exemples typiques, nous avons peur de n'avoir fait qu'un survol incomplet de cette immense question. En

fait, le travail véritablement utile nous semble devoir être fait dans le cadre plus restreint de rencontres de spécialistes et nous serions heureux si notre travail pouvait contribuer à classer et à délimiter les spécialités.

Nous avons essayé, en préparant cet exposé, de comprendre les raisons qui motivent l'introduction de l'ÉLECTRONIQUE dans la MÉTALLURGIE ou, vice versa, d'imaginer le rythme des développements à venir. Nous avons cependant conscience d'être incomplets, car la convergence de nos deux industries est extraordinairement diffuse ; elle touche les domaines de la détection des minerais, du Laboratoire des techniques de fabrication, des méthodes de production et de l'organisation des affaires.

L'Électronique s'introduit dans les autres industries comme un fluide subtil à tous les stades de

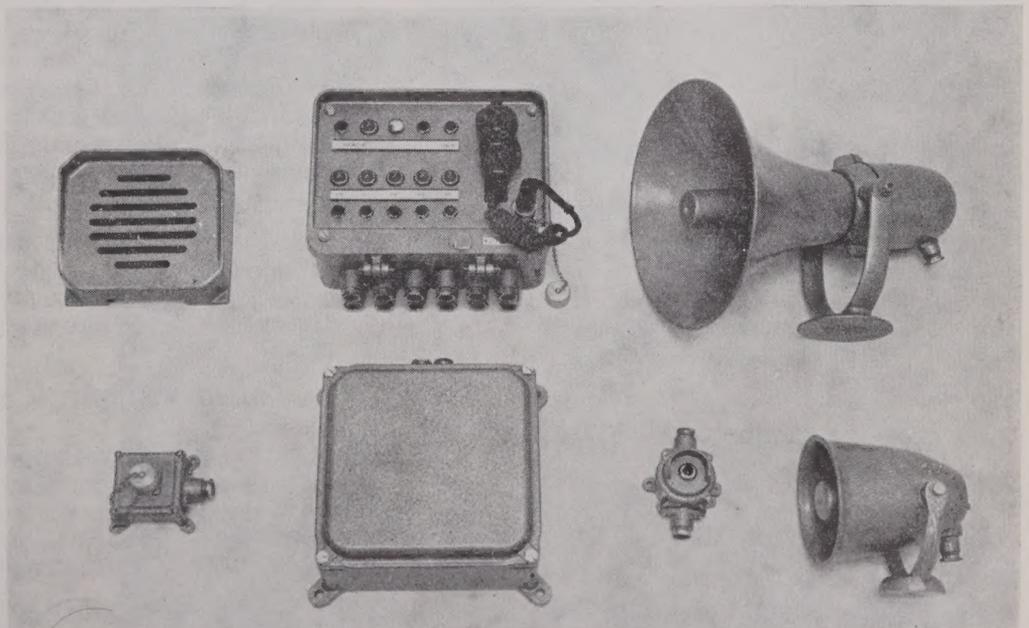


FIG. 1. — Transmetteur d'ordre L.T.I. (puissance 18 W). (Cliché C.S.F René Bouillot).

\*Conférence prononcée le 27 février 1960 devant la Société Française de Métallurgie et la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens avec le concours de l'Union des Associations Scientifiques et Industrielles Françaises.

l'intervention humaine, en qualité d'auxiliaire protéiforme du savant, du technicien, du commerçant, du financier. Réciproquement, vous allez voir qu'elle ne parvient à jouer ces différents rôles que par la mise en jeu de phénomènes extraordinairement variés dont l'unité est la « physique de l'électron », mais dont la source se trouve dans une gamme chaque jour plus étendue de *matériaux nouveaux* dont la plupart peuvent être rattachés à la Métallurgie.

## 1<sup>re</sup> PARTIE

1.1. Afin d'essayer de classer nos idées, commençons par ce qui correspond à la notion la plus familière depuis la vulgarisation de la T.S.F.

### ELECTRONIQUE = TÉLÉCOMMUNICATIONS

La transmission des informations à distance donne au commandement une sorte de don d'ubiquité ; elle permet la communication instantanée d'ordres, de comptes rendus d'exécution et de renseignements. Les dispositifs de télécommunication deviennent donc d'emploi courant sur tous les chantiers où l'étendue géographique et les conditions de déplacement du personnel permettent mal les transmissions à la voix ou par téléphone.

A la voix, se substituent les *transmetteurs d'ordres*. Ce sont des amplificateurs basse fréquence dont le haut-parleur de sortie donne une puissance sonore considérable (10 à 20 watts) capable de couvrir les bruits d'atelier. Rappelons que la voix humaine à son maximum correspond à une puissance de quelques milliwatts (fig. 1 et 2).

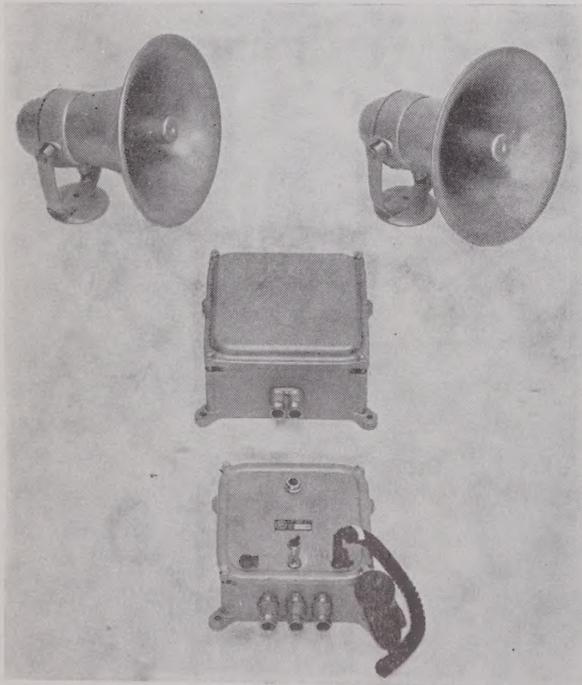


FIG. 2. — Matériel de sonorisation pour visites d'usines, avertisseurs d'ateliers, etc. (L.T.I.).

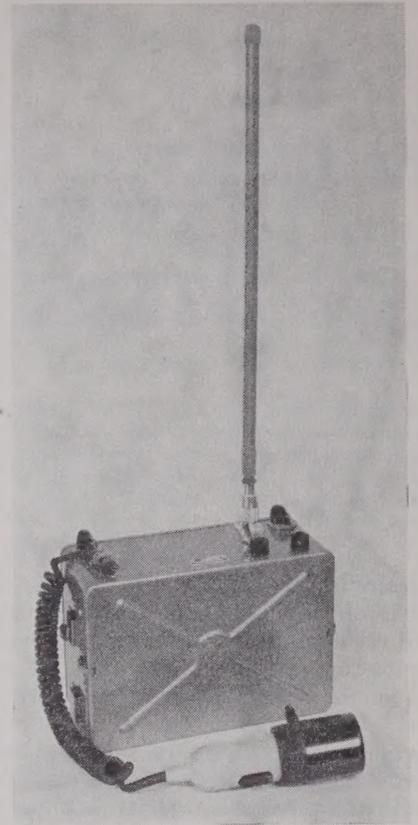


FIG. 3. — Matériel radio-téléphone. Poste émetteur-récepteur portatif transistorisé type MF 720 pour liaisons dans les usines ou sur les grands chantiers avec le service central radio, des véhicules de service, locotracteurs ou engins de manutention (Cliché C.S.F. — G. Bru).

Au téléphone, se substitue le *Radio téléphone*, dont l'avantage essentiel est la suppression du fil. La solution moderne est l'émetteur récepteur à modulation de phase fonctionnant en alternat ou en duplex dans la bande des ondes métriques (UHF), sur fréquences prééglées. Le service ne fait appel à aucune connaissance spéciale (fig. 3).

Nous ne croyons pas utile de donner d'exemples d'applications de ces deux types d'appareils. Ils viennent à l'esprit de tous ; nous ferons seulement une remarque : leur usage est pratiquement lié à trois qualités : *Faible poids ; Faible encombrement ; Sécurité de fonctionnement*. Nous aurons l'occasion de revenir sur ces conditions nécessaires fondamentales.

1.2. Un progrès décisif dans le même domaine des télécommunications est la transmission des images. Pour l'industriel comme pour le grand public, on peut maintenant dire que :

### ÉLECTRONIQUE = TÉLÉVISION

Cela rejoint immédiatement la remarque précédente. Le fait important pour l'utilisateur n'est pas que la Télévision Industrielle soit techniquement possible ; c'est que les équipements maintenant proposés sont *maniabes* (poids, encombrement) et *sûrs*.

La quantité d'informations contenues dans une image est très supérieure à celle d'un compte rendu verbal « un croquis vaut dix pages de texte » et l'exploitation par l'observateur peut être beaucoup

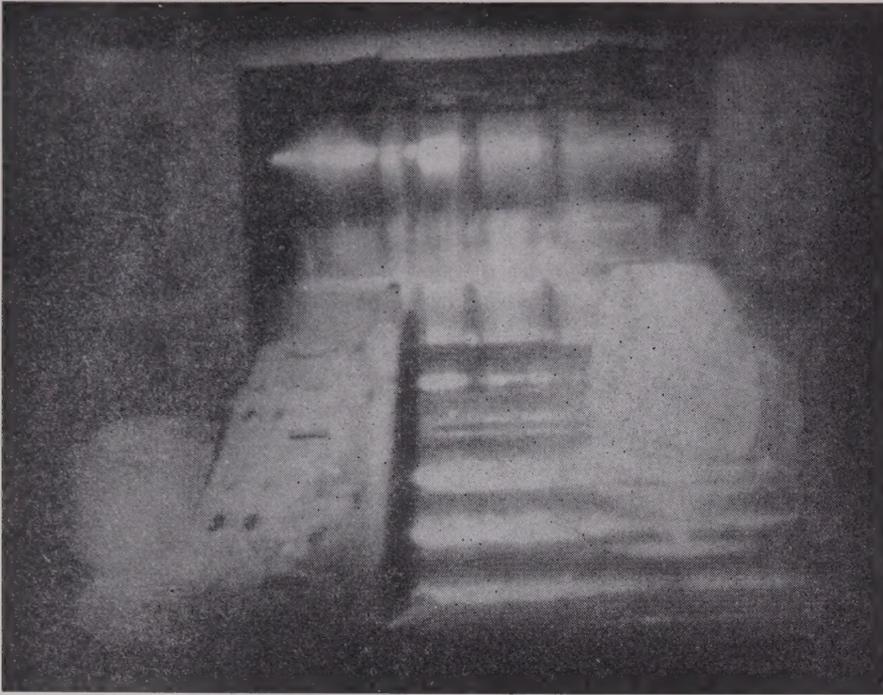


FIG. 4. — Examen à distance de l'entrée d'un bloom incandescent dans un laminoir (Cliché SETIP).

plus riche et instantanée. On utilisera donc la télévision industrielle dans les principaux cas suivants :

- a) Surveillance à distance (fig. 4 et 5)
- b) Surveillance simultanée de plusieurs points critiques (fig. 5 bis)
- c) Observation de phénomènes dangereux
- d) Observation visuelle d'opérations effectuées nécessairement dans l'obscurité (par l'emploi de cameras sensibles à l'ultra-violet et à l'infra-rouge)
- e) Confort de l'opérateur pour l'exécution des contrôles visuels.

Les exemples d'utilisation en métallurgie sont très nombreux (1). En manutention, on peut citer la surveillance du travail des grues et des ponts roulants ; l'évacuation des copeaux métalliques ; le contrôle des mouvements dans les fours automatiques. Dans les centrales thermiques, la télévision industrielle intervient à divers stades des contrôles de fonctionnement : brûleurs de chaudières ; niveaux de chaudières ; fumées ; chargement en charbon ; stations de pompage ; panneaux de mesure. Dans les

(1) *Manutention mécanique et Automatisation* N° 1. — La télévision industrielle et la manutention mécanique.

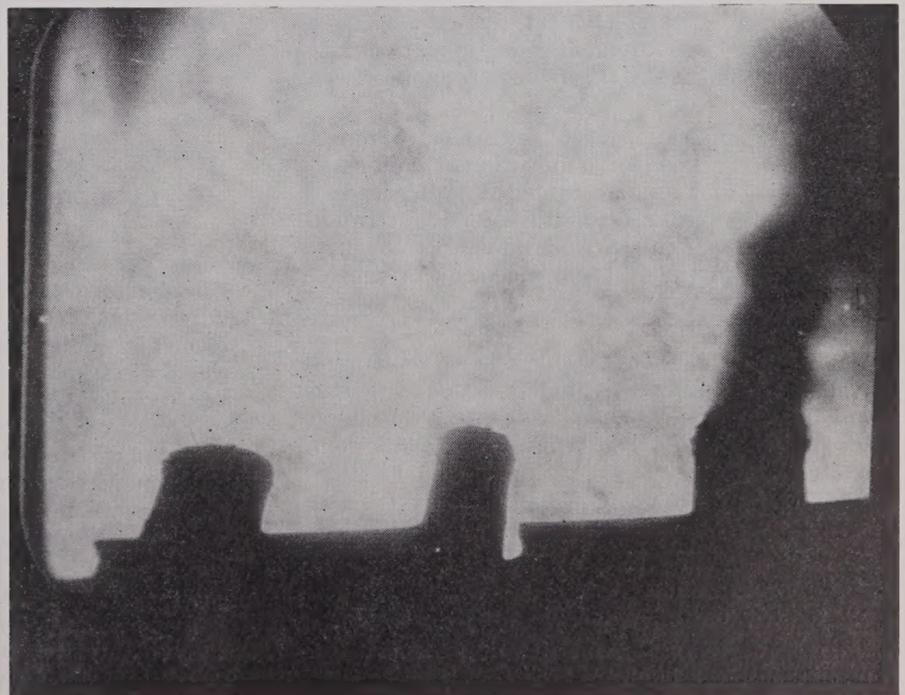


FIG. 5. — Vue sur l'écran d'un récepteur TV de la fumée s'échappant d'une des cheminées de four (Cliché SETIP).

hauts fourneaux, des cameras sont placées au sommet, soit pour transmettre au machiniste l'image du « gueulard » et lui permettre de positionner convenablement sa benne de minerai pour le chargement, soit pour donner aux exploitants une vue de profil de la partie supérieure du chargement.

On utilise également la télévision industrielle pour l'observation des coulées : Dans le cas de plusieurs hauts fourneaux fonctionnant simultanément, les cameras transmettent l'image des différentes coulées à un dispatching où se trouvent

également majeure nous sollicitent. Analysons cependant les phénomènes physiques auxquels nous avons fait appel jusqu'ici :

- a) des phénomènes de *transduction*, c'est-à-dire de conversions d'énergie sonore et lumineuse en énergie électrique et réciproquement ;
- b) des phénomènes d'*amplification* de faibles tensions électriques et de conversions de fréquences ;
- c) des phénomènes de *propagation* des ondes électromagnétiques.

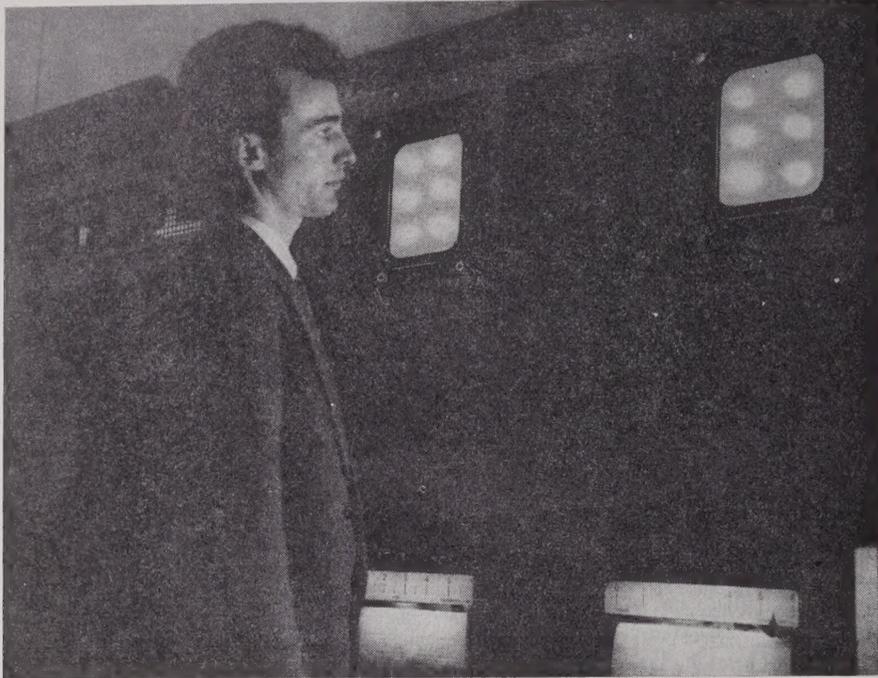


FIG. 5 bis. — Contrôle à distance des brûleurs d'une centrale thermique. (C'est l'examen de la forme et de la brillance de la flamme qui permet d'obtenir le meilleur fonctionnement des chaudières) (Cliché C.S.F. — R. Bouillot).

groupés les récepteurs. Le dispatcher informé, immédiatement et complètement, du déroulement de chaque coulée peut coordonner les opérations sans aucune perte de temps et en toute connaissance de cause.

Une autre application a été faite pour le contrôle des coulées par l'emploi d'une camera équipée de lentilles longues à grande focale et protégée de la chaleur intense par un dispositif spécial de refroidissement. L'observateur surveille la surface du métal en fusion, sa propreté et son ménisque et contrôle l'alimentation correcte d'acier en fusion dans la chambre de formation.

Dans les laminoirs, la TV aide à la surveillance du travail de réchauffe des lingots dans la portion avant des laminoirs à chaud et contrôle le mouvement des rouleaux d'évacuation de la bande laminée, etc.

Bien entendu, la télévision industrielle est susceptible d'apporter également une assistance précieuse à la métallurgie de certains matériaux nucléaires dont l'approche pourrait être dangereuse par suite de la toxicité ou du rayonnement.

Mais il est temps de tourner la page des télé-transmissions, car d'autres problèmes d'importance

Nous perdrons maintenant presque complètement l'usage des phénomènes de propagation chers à nos vieux Sans-Filistes pour aborder des domaines nouveaux d'application où la transduction et l'amplification ne seront plus seules à jouer un rôle.

## ÉLECTRONIQUE = CALCULATEURS

Le procédé de télécommunication utilisé par l'électronique revient en effet à transformer une information reçue sous la forme d'une émission d'énergie mécanique (sonore) ou lumineuse en un signal électrique. Ce signal est ensuite codé suivant une certaine loi de découpage d'une onde de haute fréquence qui constitue la « porteuse » indispensable à la propagation. Mais, au lieu d'utiliser ce signal codé pour la transmission à distance, pourquoi ne pas le combiner avec d'autres signaux analogues de manière à les additionner, les soustraire ou les combiner suivant une certaine loi mathématique ? Et pourquoi ne pas utiliser le signal résultant éventuellement après amplification à actionner un dispositif mécanique convenable, de manière à sortir l'information sous la forme d'un mouvement mécanique,

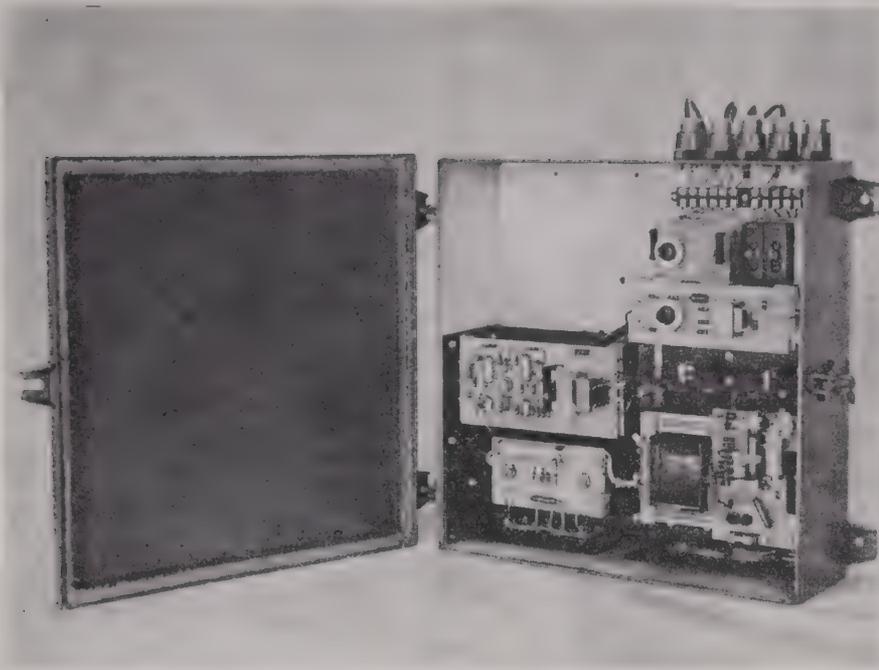


FIG. 6. - Dispositif anti-collision L.T.I. Vue du coffret « émission » d'un dispositif électronique anti-collision assurant la sécurité des ponts roulants dans les usines. La distance minimale des chariots ne peut être inférieure à un seuil réglable de 3 à 25 m.

d'une impression sur papier ou d'une perforation sur bande ? Voilà pour l'Electronique l'ouverture d'un nouveau champ d'intervention de première grandeur.

Un exemple très rustique peut être pris, parmi une foule d'autres semblables, dans un dispositif anticollision pour ponts roulants. On veut arrêter automatiquement le mouvement de deux ponts roulants placés dans un même hall de montage. Le système basé sur le rayonnement d'un cadre magnétique est tel que, lorsque les deux ponts parviennent à la distance de danger, l'amplification d'une tension de détection commande un relais qui coupe l'alimentation électrique du mouvement des ponts. L'équipement électronique a donc une *intelligence* suffisante pour agir comme un surveillant d'alarme qui couperait le contact à l'approche de la collision avec une certaine supériorité d'insensibilité au coefficient personnel (pas d'erreur d'inattention) et de précision (la distance de danger peut être prise égale au minimum compatible avec l'inertie des masses en mouvement). (fig. 6).

De multiples dispositifs électroniques de SÉCURITÉ ou d'ALARME sont ainsi proposés dans le contrôle des manutentions, la surveillance des mouvements et des niveaux liquides, la détection des échauffements, etc.

Mais, même si leur complexité est beaucoup plus développée que dans l'exemple précédent, ces dispositifs restent limités à une action basée sur l'intelligence instantanée. Il leur manque une richesse essentielle ; il leur manque la *mémoire*. L'immense développement des calculatrices électroniques repose sur le fait que les spécialistes ont su résoudre, d'une part, dans toute sa variété, le problème du stockage des informations : mémoires permanentes (carte perforée) ; mémoire à grande capacité (tambour magnétique et film magnétique) ; mémoires rapides (tores

à ferrites) à grande vitesse d'enregistrement et d'effacement, et d'autre part, sur le fait que ces mêmes spécialistes ont pu résoudre le problème de rapidité de réponse des circuits qui effectuent les opérations élémentaires dans des durées qui se mesurent en microsecondes et même en fractions de microsecondes.

Il existe deux grandes classes de calculateurs : les calculateurs arithmétiques dans lesquels les opérations se ramènent toutes à l'addition de nombres binaires, et les calculateurs analogiques dans lesquels les circuits sont tels que les tensions électriques soient proportionnelles à des fonctions prédéterminées des différentes variables du problème. Le tableau 1 propose une comparaison entre les deux systèmes. Le calcul arithmétique conduit à une capacité de calcul et à une précision pratiquement illimitées. Le calcul analogique est une formule de résolution plus légère et plus « physique » de certains problèmes spécifiques.

On rappellera seulement pour mémoire le rôle que sont appelées à jouer dans la gestion des entreprises métallurgiques les calculatrices électroniques pour l'exécution d'opérations de comptabilité, de statistiques, la recherche opérationnelle, l'ordonnancement, etc.

Dans l'exploitation industrielle, les calculateurs deviennent les agents indispensables de l'automatisation. Nous emprunterons trois exemples à la Sidérurgie :

#### 1<sup>er</sup> EXEMPLE : CENTRALE DE COMMANDE

Une aciérie complète comprend des hauts fourneaux, des fours à coke, une usine de sous-produits, des unités de réchauffage et de compression, des fours Martin, des fours Pit et des laminoirs. Des projets complets ont été proposés pour le perfectionnement

	CALCUL ARITHMÉTIQUE	CALCUL ANALOGIQUE
QUALITÉS PRINCIPALES	(1) <i>très grande précision</i> (pratiquement illimitée) (2) <i>capacité de calcul et surtout mémoire considérables</i> (peut traiter de nombreux problèmes distincts quasi-simultanément, en réalité l'un après l'autre, mais très rapidement). (3) Résultats faciles à transmettre en codé. (4) Le calcul à effectuer est défini par le programme introduit. Des calculs différents sont effectués dans la même machine, au moyen de programmes différents.	(1) <i>travaille en continu « au fil de l'eau »</i> avec un retard en général négligeable (par exemple $10^{-2}$ sec.). (2) Résout les problèmes en suivant en général d'assez près le processus physique. Très parlant. Permet de comprendre, suivre les étapes du phénomène étudié, modifier aisément et de façon continue les données et les paramètres. <i>Particulièrement bien adapté au tâtonnement</i> . Résultats obtenus sous forme de courbes (traceurs). (3) Permet en simulation, dilatation ou contraction du temps. (4) Peut fournir des solutions « au mieux » des systèmes incompatibles. (5) Matériel de prix raisonnable en général pour un calcul spécialisé donné.
APPLICATIONS	<i>Principales qualités utilisées :</i> p. mémoire : tout calculs de gestion, (1) (2) comptabilité, bilans, etc. — calcul précis de caractéristiques : (1) — contrôle centralisé et optimisation : (2) (4) — Scrupulation et traitement des informations : (2) (4) — Commande et ordonnancement de séquences d'opérations suivant programmes (2) mis en mémoire (ex-commande de laminoir). Se rattachant à la technique arithmétique : automatisme discontinu (en particulier à séquences) comportant des « relais statiques ». Transmission codée d'informations (mesures, ordres).	<i>Principales qualités utilisées :</i> Régulation : Ex. Fours, unités de production d'énergie, etc... (1) (5) Etude : (2) (3) (4) — Recherche de lois ou équations approchées — Tâtonnement. — Détermination approchée de caractéristiques. — Simulation. Exploration de domaines de fonctionnement. Etude du comportement de systèmes complexes, dont l'étude dynamique pose des problèmes de calcul trop volumineux ou impossibles. Simulation (citée ci-dessus). Simulation accélérée ou dans des zones de fonctionnement dangereuse pour les appareils réels ou trop coûteuses pour être faites sur ceux-ci.
pour mémoire DÉFAUTS OU INCONVÉNIENTS PRINCIPAUX	En « calcul » : programmation en général longue. Le calcul n'est pas « physiquement », mais suivant processus de résolution arithmétique. Peu commode pour étude. Pas parlant. Modification de données ou paramètres nécessite recommencer calcul. Ne se prête pas au tâtonnement. Donne résultats sous forme « tableaux » et non courbes. Entrées et sorties nécessitent codage et décodage lorsque utilisé en liaison avec appareils réels.	Précision en général médiocre ( $10^{-3}$ max. en général $10^{-2}$ ). Mémoire faible (coûteuse).  Ne peut traiter qu'un problème à la fois.  Sauf dans le cas de calculateurs universels, en général difficilement modifiable pour traiter problèmes différents.

TABLEAU I

des dispositifs actuels — dont le fonctionnement est d'ailleurs correct — en vue de faciliter les opérations de direction de l'aciérie, de planifier la production, de réduire les consommations de combustibles et d'autres matériaux, d'éliminer les goulots d'étranglement de la production, de commander le mélange et le changement des charbons dans les fours à coke, d'optimiser les conditions d'exploitation des hauts fourneaux et des fours Martin, de commander les parties critiques de l'usine de sous-produits, de planifier l'entrée et la sortie des lingots des fours Pit en vue d'économiser les combustibles, de commander le mouvement des brames dans le laminoir.

S'il n'existe pas encore, à notre connaissance, de réalisation de cette envergure en Métallurgie, par

contre, de grands ensembles analogues ont été mis en œuvre avec un plein succès par l'industrie chimique et par les pétroliers. Il y a donc toutes chances qu'il s'agisse seulement d'un délai de réflexion demandé par les Sidérurgistes en raison de la dimension des investissements mis en jeu et de la confiance traditionnelle dans l'intervention du facteur humain pour la conduite de certaines opérations délicates.

#### 2<sup>e</sup> EXEMPLE : CONDUITE D'UN HAUT FOURNEAU

Le calculateur industriel apporte la possibilité d'améliorer la productivité, de réduire les variations de qualité de la fonte obtenue, de diminuer la consommation du coke.

La marche du haut fourneau est contrôlée par action sur les deux systèmes suivants :

- système de chargement
- système de contrôle du four.

1. *Chargement* : Le problème à réaliser est d'obtenir à l'entrée du haut fourneau un mélange de matière premières (minerais, fondants, coke, etc.) contenant les compositions désirées en certains constituants chimiques ( $Fe_2O_3$ , C, S, Mn, P, CaO, MgO,  $SiO_2$ ,  $Al_2O_3$ , etc.). Les compositions des matières premières sont données périodiquement par le laboratoire d'analyse. Les débits de ces matières premières sont donc donnés par la résolution du système d'équations :

$$E_1 = a_{11} R_1 + a_{12} R_2 + a_{13} R_3 + \dots$$

$$E_2 = a_{21} R_1 + a_{22} R_2 + a_{23} R_3 + \dots$$

où  $E_1, E_2, \dots$  représentent les débits des divers constituants chimiques dans la charge totale,  $R_1, R_2, \dots$ , les débits des matières premières,  $a_{11}, a_{12}, \dots$ , les compositions de ces matières premières.

Les compositions à obtenir à l'entrée du haut-fourneau sont déterminées par des règles empiriques et des considérations théoriques et doivent permettre d'obtenir le produit désiré dans les meilleures conditions ; il est assez fréquent que, pour corriger des variations de marche du four lui-même, on soit amené à modifier temporairement ces compositions.

Le personnel responsable du chargement pèse donc les différentes matières premières avant leur chargement et s'efforce de réaliser l'objectif de chargement désiré. Cette méthode permet d'approcher la composition voulue, mais ne permet pas d'attribuer une valeur numérique précise à la composition du produit chargé pendant un intervalle de temps donné. Ce manque de données numériques exactes a été jusqu'ici une des principales difficultés s'opposant à l'obtention des corrélations statistiques à utiliser pour la commande du haut fourneau.

2. *Four* : A la sortie du haut fourneau, on recueille les produits ; la fonte, le laitier, les gaz et les poussières. En supposant qu'un régime voisin du régime statique soit atteint, on peut écrire (loi de conservation des masses),  $P_1, P_2, P_3, P_4$  représentant les débits des 4 produits :

$$P_1 = d_{11} E_1 + d_{12} E_2 + d_{13} E_3 + \dots$$

$$P_2 = d_{21} E_1 + d_{22} E_2 + d_{23} E_3 + \dots$$

Dans ces conditions, si  $E_3$  désigne, par exemple, la quantité de soufre dans la charge,  $d_{13}$  désigne le rapport :

$$\frac{\text{Soufre dans fonte}}{\text{Soufre dans charge}}$$

Les coefficients de ces équations ne sont pas indépendants, puisque  $d_{13} + d_{23} + d_{33} + d_{43} = 1$ . Un

grand nombre de ces coefficients sont nuls ou voisins de zéro. Certaines corrélations déjà obtenues indiquent d'autre part que :

- le phosphore se retrouve presque intégralement dans la fonte,
- le manganèse et le silicium sont liés par une loi de la forme :

$$\log \frac{(Mn)_1 \sqrt{(Si)_f}}{(Mn)_f} = a \left( \frac{CaO}{SiO_2} \right)_1 + b$$

( $a$  et  $b$  étant deux coefficients, les indices  $l$  et  $f$  indiquent les compositions dans le laitier et dans la fonte).

— la concentration du silicium dans la fonte est proportionnelle à l'acidité du laitier.

— le coefficient de partage du soufre entre le laitier et la fonte est donné par :

$$\frac{(S)_1}{(S)_f} \left( l c \left( \frac{CaO}{SiO_2} \right)_1 + d \right) \sqrt{(Si)_f}$$

— l'alumine, la chaux et la magnésie passent intégralement dans le laitier.

— la teneur en carbone de la fonte est une fonction linéaire de la concentration de la fonte en Silicium, Manganèse et Phosphore.

Ces corrélations parfois utilisées pour la conduite du haut fourneau sont incomplètes et demanderaient évidemment à être élaborées et complétées en fonction des résultats expérimentaux. Dans la plupart des cas, par suite du faible domaine de variations rencontré sur un haut fourneau industriel donné, des *expressions linéaires* (ou algébriques simples) permettraient de représenter les phénomènes physico-chimiques. Les coefficients de ces expressions simples ne peuvent être déterminés que par des méthodes de régression statistique, sur des périodes de temps suffisamment longues. Ces coefficients ne sont pas constants, mais peuvent être fonction des conditions de marche du haut fourneau (par exemple, débit d'air de combustion, température et humidité de cet air, températures du four, etc).

Il est d'autre part probable que l'ensemble de coefficients à déterminer statistiquement évolue en fonction du temps par suite de légères modifications des conditions opératoires (modifications volontaires ou involontaires, par exemple, état physique des matières premières, vieillissement des réfractaires, etc).

A priori, il est donc utile, pour établir ces corrélations dans les meilleures conditions, de disposer d'un calculateur électronique directement branché sur le maximum possible d'instruments de mesure et effectuant périodiquement la remise à jour des coefficients. Certaines grandeurs non mesurables directement (compositions chimiques, températures, etc.) pourraient être introduites manuellement dans la mémoire du calculateur.

Le problème apparaît donc très complexe et ne peut être résolu que progressivement ; une analyse des résultats de marche obtenus sur un haut fourneau américain montre que cet effort est certainement rentable. En effet, dans le cas du haut fourneau considéré, un accroissement de 1 % de la production annuelle se traduirait par un gain annuel de 220 000 dollars et une diminution de 1 % de la consommation de coke se traduirait par un gain annuel de 110 000 dollars. Ces gains, d'après les résultats indiqués, sont a priori simultanément possibles et ceci, tout en maintenant les variations des caractéristiques de la fonte dans un domaine plus restreint que le domaine actuel.

#### RÔLE DU CALCULATEUR (fig. 7, 8)

1. L'obtention de lois valables pour la conduite du haut fourneau ne peut avoir lieu que si les valeurs numériques précises des compositions à l'entrée du haut fourneau sont connues. Dans une première étape, le rôle principal du calculateur serait donc de participer au chargement en informant l'opérateur de la séquence des opérations à effectuer.

Supposons que les silos de chargement et la balance de pesée soient connectés directement au calculateur. D'après l'impulsion reçue lors de l'ouverture de la vanne d'un silo, le calculateur saurait quelle est la matière première qui est pesée ; d'autre part, par lecture d'une jauge de contrainte adaptée à la balance de pesée, le calculateur connaîtrait le poids qui a été effectivement chargé. Le calculateur pourrait donc afficher sur un tableau le numéro du

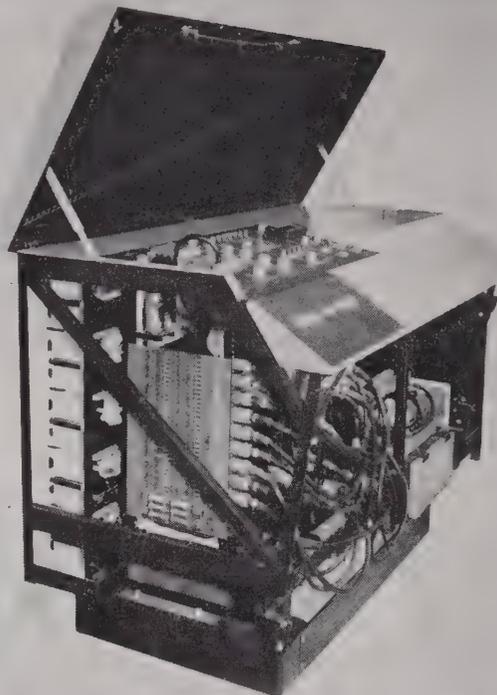


FIG. 8. — Calculateur RW 300 (Cliché C.A.E.).

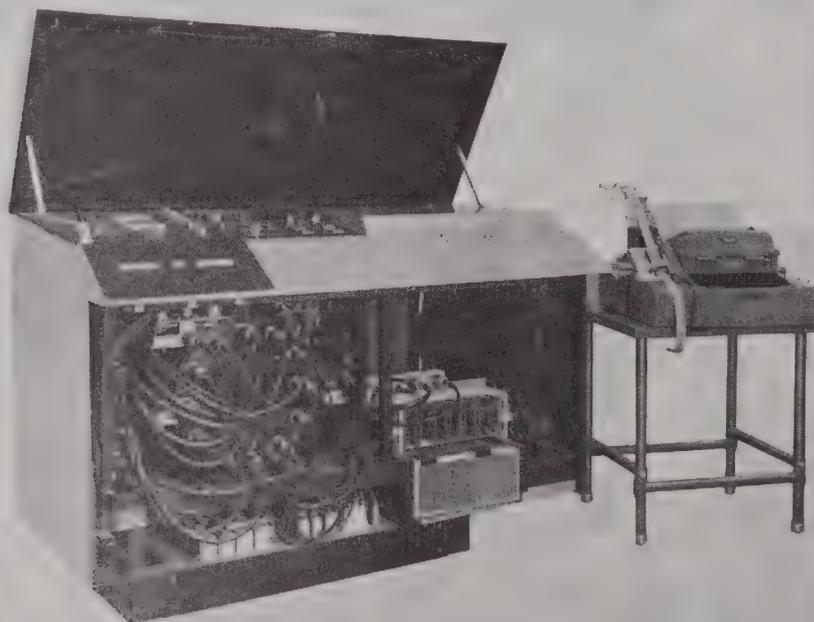


FIG. 7. — Calculateur RW 300 (Cliché C.A.E.).

silo et le poids du matériau à soutirer dans l'opération suivante ; l'opérateur ne réalisera pas une pesée correcte, mais l'affichage suivant lui permettra toujours de se rapprocher de l'objectif recherché (composition de la charge). Cet objectif ne peut être dans une première étape déterminé par le calculateur. Le personnel responsable de la marche du four modifierait l'objectif en fonction des critères habituels permettant d'assurer la bonne marche du four et informerait le calculateur du nouvel objectif à atteindre.

En plus des compositions de la charge, le calculateur doit disposer du maximum de mesures possibles sur le haut fourneau lui-même et sur les produits obtenus. Certaines grandeurs seraient lues automatiquement par le calculateur (par exemple température du gaz et du vent, humidité de l'air, débit du vent, pressions, etc.). D'autres mesures seraient introduites en manuel dans le calculateur.

A partir de ces éléments et d'un modèle mathématique linéaire (ou algébrique simple), disposé dans sa mémoire (et modifiable à volonté par changement de programme), le calculateur pourrait donc calculer les coefficients des corrélations. Pour cela, il devrait tenir compte des retards dus au temps de réponse du haut fourneau ; on peut supposer par exemple que la composition de la fonte d'une coulée correspond à la composition moyenne des matériaux chargés entre les deux coulées précédentes et aux conditions opératoires du four (températures, vent, etc.) entre cette coulée et la coulée précédente.

Les mesures les plus délicates sont celles des températures de la fonte et du laitier ; la méthode courante est une analyse visuelle de ces températures par l'opérateur du haut fourneau. L'opérateur pourrait également introduire les résultats de ces observations dans le calculateur en se basant sur une échelle arbitraire correspondant à 5 niveaux de température (pour 3 niveaux, les indications seraient : température basse, normale, haute). Une méthode plus quantitative serait évidemment préférable.

Le retard des analyses de laboratoire de la fonte ou des autres produits ne constitue pas un handicap dans l'établissement des corrélations, puisque le calculateur connaîtrait à quelle heure de marche correspondaient les analyses et quelles étaient les conditions de marche correspondantes.

En plus de ces fonctions, le calculateur transmettrait sous forme numérique les résultats des calculs effectués (ce qui permettrait progressivement d'utiliser les lois trouvées pour déterminer la commande), enregistrerait en numérique les mesures effectuées, signalerait les valeurs en alarme et effectuerait divers bilans journaliers. Il est donc probable que, même dans cette première étape (commande non définie par le calculateur), un gain sensible résulterait de l'emploi de ce système.

2. Le but à atteindre à plus ou moins longue échéance est que le calculateur utilise lui-même les équations obtenues (et constamment améliorées) pour définir la commande optimum. De nombreux problèmes d'optimisation se posent. En effet, pour augmenter la rentabilité de l'installation, il faut augmenter la production journalière ou diminuer la

consommation de coke, mais, dans ces conditions, la composition de la fonte est plus difficile à contrôler ; il serait également souhaitable de diminuer la quantité de laitier ou de diminuer la température de marche, mais ceci peut entraîner une augmentation de la teneur en soufre de la fonte. De même, pour une bonne élimination du soufre, la basicité du laitier doit être forte, mais pour augmenter la fluidité du laitier, cette basicité doit être faible ; un fort débit de vent accélère les réactions, mais ceci entraîne une perte importante de poussière ; l'addition de vapeur d'eau assure une meilleure régularité, mais accroît la consommation de coke, etc...

En utilisant un modèle mathématique correct et, en plus, une équation de type économique permettant l'optimisation, le calculateur pourrait donc définir la marche optimum. Cette marche optimum est à définir périodiquement puisqu'elle est en effet fonction de plusieurs paramètres qui évoluent avec le temps (par exemple, compositions et propriétés physiques des matières premières ; vieillissement du four, etc.). Le calculateur numérique est particulièrement adapté à l'utilisation des méthodes d'optimisation courantes (programmation linéaire ou méthode du gradient).

### 3<sup>e</sup> EXEMPLE : CONDUITE D'UN LAMINOIR DE BLOOMING

L'introduction du calculateur apporte une amélioration de la qualité du produit, une économie sur l'entretien du matériel, une augmentation de la productivité (de l'ordre de 15 % du tonnage laminé), une économie d'énergie électrique, un accroissement de la sécurité d'emploi.

Sans donner la description du mode de travail du calculateur lui-même, il est intéressant de montrer sur quoi il agit par l'analyse de la séquence de fonctionnement.

La séquence de fonctionnement sera décrite successivement pour la première passe non suivie d'un passage devant les règles, ensuite pour une passe suivie d'un passage devant les règles et, enfin, pour la dernière passe qui est une passe suivie d'évacuation ; toute la description qui suit est résumée.

1. *Première passe* : Le début de laminage est ordonné par le chef lamineur qui accomplit à cet effet les deux fonctions suivantes :

a) il vérifie que le programme qui va sortir de la mémoire est bien le programme convenable ou même il introduit lui-même le programme convenable ;

b) il appuie sur un bouton pour déclencher l'exécution de ce programme. Cet ordre a pour effet de mettre en route vers l'avant les rouleaux de la table de travail à une vitesse assez grande intitulée « vitesse de transport ». En même temps, cet ordre met en route le dispositif de positionnement des vis vers la distance convenable pour la première phase. Quand l'avant du lingot atteint une distance déterminée des cylindres, on dit qu'il est « près d'embauche ». A ce moment, les cylindres reçoivent l'ordre de prendre la vitesse d'embauche.

Les rouleaux abandonnent à ce moment la vitesse de transport et reçoivent l'un ou l'autre des deux ordres suivants :

— si l'espacement convenable des cylindres n'est pas atteint, ils reçoivent l'ordre d'arrêt ;

— si l'espacement convenable des cylindres est atteint, ils reçoivent l'ordre de prendre une vitesse tangentielle égale à la vitesse tangentielle des cylindres.

Dans le premier cas, l'ordre d'arrêt cesse d'être donné quand l'espacement est atteint et, à ce moment, c'est le 2<sup>e</sup> ordre qui est appliqué.

On provoque ainsi l'embauche du lingot ; à ce moment, les cylindres reçoivent l'ordre de prendre la vitesse de laminage et ils sont encore suivis par les rouleaux. Quand la queue du lingot arrive près d'embauche, on dit que le laminage est presque terminé et, à ce moment, les cylindres reçoivent l'ordre de prendre une vitesse réduite, dite vitesse de sortie. Les rouleaux, pour participer au freinage, reçoivent l'ordre de tourner en sens inverse.

Au moment où le lingot sort, les cylindres reçoivent l'ordre d'arrêt. A ce moment, le programme indique que la passe n'est suivie ni d'un passage devant les règles, ni d'une évacuation et on passe ainsi directement au compte rendu de fin de passe qui, lui-même, est suivi automatiquement de l'exécution de la passe suivante.

Le signalement de la sortie du lingot a pour effet également de démarrer le mouvement des vis de pression vers l'espacement de la passe suivante qui se poursuit jusqu'à aboutissement.

2. *Passe suivie d'une mise devant les règles* : A la fin de l'exécution de la passe précédente, le lingot a été abandonné sur la table de travail dont les rouleaux tournent à la vitesse de transport en tendant à le ramener sous les cylindres.

Après le compte rendu de fin de passe, le programme de la passe suivante est immédiatement applicable et le dispositif regarde immédiatement si le lingot est déjà près d'embauche. S'il ne l'est pas, il va l'être incessamment. A ce moment, les cylindres reçoivent l'ordre de prendre la vitesse d'embauche et les rouleaux reçoivent l'ordre de suivre les cylindres, à moins que l'espacement ne soit pas atteint, auquel cas ils attendent cet événement pour se mettre en route également et reçoivent provisoirement l'ordre d'arrêt.

Le laminage continue ensuite comme précédemment jusqu'à la sortie du lingot.

A ce moment, le programme indique que la passe est suivie d'un passage devant les règles. Cette indication a, elle-même, trois significations possibles :

- a) le lingot doit être mis sur champ ;
- b) le lingot doit être mis à plat ;
- c) le lingot doit être transporté latéralement devant une cannelure sans qu'il y ait quartier.

Dans tous les cas, il y a lieu d'envoyer le lingot

devant les règles, c'est-à-dire de l'éloigner des cylindres en faisant marcher les rouleaux à la vitesse de travail jusqu'à ce qu'on reçoive l'indication « lingot devant les règles » qui l'arrête dans cette position.

Dans le cas de laminoirs possédant des dispositions mécaniques telles que l'automatisation de ces opérations soit possible, le programme fournirait les ordres de quartiers (mise à plat ou mise sur champ) et de mise en position latérale ; cette possibilité n'a pas encore été étudiée dans le présent travail.

En conséquence, le signal « lingot devant les règles » en même temps qu'il arrête le lingot en position convenable, constitue une coupure également de la séquence automatique à partir de laquelle les opérateurs doivent commander manuellement le fonctionnement des règles et donner eux-mêmes en appuyant sur un bouton le compte-rendu de fin de passe qui, comme précédemment, est suivi immédiatement de la passe suivante.

3. *Dernière passe* : Le début de cette passe ne diffère pas de celui des précédentes et, par conséquent, son exécution a déjà été décrite jusqu'à la position « sortie du lingot ». A ce moment, le programme indique que la passe n'est pas suivie d'un passage devant les règles, mais qu'elle est suivie d'une évacuation vers la cisaille.

Cet ordre du programme a pour effet de donner immédiatement après l'indication « lingot sorti » l'ordre aux rouleaux de tourner dans le sens de l'évacuation à la vitesse de transport.

Quand le bloom sort de la table de travail, un compte-rendu est envoyé qui correspond à la fin du laminage et, par conséquent, à la fin de la séquence automatique.

4. *Conclusion* : D'après l'exposé précédent, on a pris les positions suivantes relatives aux principaux problèmes de l'automatisme.

a) *Embauche* : Celle-ci est effectuée de façon convenable si la vitesse du lingot est égale à la vitesse tangentielle des cylindres.

Le temps de réponse des cylindres est très grand. Il en résulte que, si on désire avoir la même vitesse tangentielle pour les cylindres et les rouleaux, ce sont les rouleaux qu'il faut asservir aux cylindres, lesquels reçoivent eux-mêmes un ordre de vitesse déterminée, mais ne la prennent pas instantanément.

Etant donné cette montée lente de vitesse, il est très probable que le lingot sera entraîné convenablement, c'est-à-dire avec peu de glissement, par les rouleaux, ceci est difficilement réalisable manuellement, puisque les rouleaux répondent très vite, mais dans la solution proposée, il apparaît très probable qu'on atteindra le résultat cherché.

b) *Freinage du lingot en fin de laminage* : Sur les enregistrements qui ont été effectués par l'IRSID, on n'observe pas que la vitesse des cylindres soit diminuée par les opérateurs en fin de laminage. Il est probable que les opérateurs sont occupés par trop d'autres fonctions pour pouvoir assurer celle-ci. Automatiquement, l'opération est au contraire très

facile et elle a toutes chances d'être totalement efficace.

c) *Espacement des cylindres lamineurs* : Le mouvement de ceux-ci commence dès la sortie du lingot. Ceci signifie qu'on prépare le plus possible cette exécution.

Tout d'abord, le signal d'écart entre la position à atteindre et la position actuelle est entièrement élaboré le plus tôt possible.

Ensuite, dans le cas d'un serrage, on en donne l'ordre d'avance — si cette manœuvre s'avère utile — par le signal « fin de laminage ».

On pourrait multiplier les exemples en citant le contrôle du laminage à froid, le réglage électronique des trains continus à fil et bobineuses, le contrôle des auxiliaires comme les cisailles volantes, le réglage du refroidisseur, le triage automatique des tôles, etc.

Nous n'avons peut-être pas assez insisté sur le fait que les dispositifs d'alarme et de sécurité et la plupart des informations introduites dans les calculateurs en automatisation résultent, non de programmes préétablis, mais de détection et de mesures faites au cours du déroulement des opérations par le dispositif électronique lui-même ; détection d'atmosphère corrosive ou de poussières, de bruits anormaux, mesures de température, de déplacements mécaniques, de débits gazeux ou liquides, etc...

On doit donc ajouter, à côté des capacités d'intelligence et de mémoire de l'Electronique, une capacité de sensibilité et de mesure.

### ÉLECTRONIQUE = MÉTROLOGIE

Le mécanisme est bien connu. Il résulte d'une *transduction*, c'est-à-dire d'une transformation de la faible énergie émanant du phénomène à observer en tension électrique et d'une *amplification* dans des rapports extraordinaires qui ne sont limités que par le *bruit de fond* des instruments.



FIG. 9. — Détecteur DOK 408 (Cliché CERE).

La fidélité de la détection et de l'amplification permet la mesure des grandeurs. L'Electronique propose toute une série de formules pour la transduction : cellules photorésistantes et photovoltaïques pour la conversion de l'énergie lumineuse ; thermopiles et thermistances pour l'énergie thermique ; palpeurs capacitifs et autres pour l'énergie mécanique ; compteurs divers pour la détection du rayonnement nucléaire, de rayons X ; etc.

On retrouvera donc en Métallurgie des dispositifs basés sur la Métrologie électronique à des stades divers de l'évolution du produit, depuis la recherche des gisements des minerais par des méthodes électriques et magnétiques, et dans le cas de métaux nucléaires par la mesure du rayonnement (fig. 9 et 10) jusqu'aux mesures d'épaisseurs par mesure de la

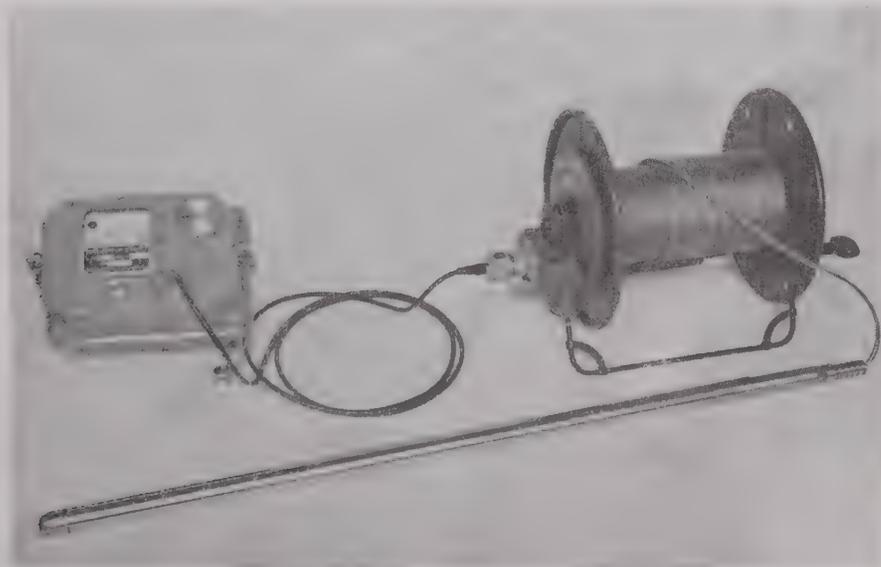


FIG. 10. — Ensemble de sondage (Cliché CERE).

transparence aux rayons X, en passant par les techniques de laboratoire où la Métrologie fine joue le premier rôle.

Nous reviendrons par la suite sur le laboratoire. Nous allons pour un instant retourner à l'usine, mais cette fois, en changeant d'échelle dans le domaine des Energies.

### ÉLECTRONIQUE = ÉNERGIE DE HAUTE FRÉQUENCE

Il faut noter au passage que, pour la première et dernière fois au cours de ce vaste tour d'horizon, l'Electronique apparaîtra comme une branche de l'Energétique. Jusqu'ici, nous n'avons rencontré en

compris entre quelques centièmes et quelques dixièmes de mm pour les métaux usuels.

On dispose donc d'une forme d'énergie thermique très localisée et d'action quasi-instantanée. Il n'y a pas de contact mécanique entre l'inducteur et l'induit, par conséquent, aucun risque de contamination chimique. Il est possible d'effectuer les traitements sous des atmosphères variées ou sous vide, indépendamment des conditions d'environnement de la source d'énergie. L'inducteur a une forme géométrique en général bien adaptée à des déplacements mécaniques très rapides des pièces à traiter, condition très favorable à l'automatisation.

Les exemples d'application fourmillent. Faute de temps, nous ne pourrions en retenir que quelques-uns :

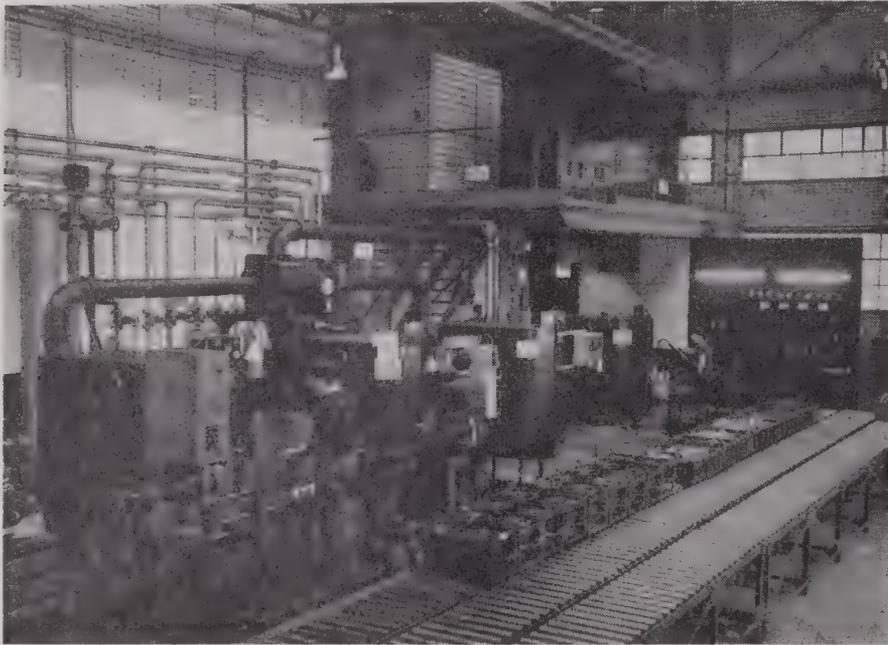


FIG. 11. — Installation de trempe superficielle STEL utilisée dans une grande usine automobile.

quelque sorte que la domestication de microphénomènes ; ici, nous parlerons de grande puissance : encore faut-il s'entendre ; il s'agira au plus de quelques centaines de kilowatts. Les spécialistes du courant fort souriront en entendant évoquer l'Energétique.

L'énergie de haute fréquence est maintenant couramment utilisée en Métallurgie comme une branche de l'Electrothermie. Un « inducteur » parcouru par une forte intensité HF est « couplé » avec la pièce à traiter dans laquelle se développent des courants induits. On sait que ces courants ne se développent pas dans toute la masse de la pièce traitée, mais seulement dans une couche superficielle dont l'épaisseur  $p$  est reliée à la résistivité du métal  $\rho$  ( $\Omega/\text{cm}^2/\text{cm}$ ), sa perméabilité  $\mu$  et à la fréquence  $f$  (Hz) par la relation :

$$p \text{ mm} \approx 5 \cdot 10^4 \frac{\sqrt{\rho}}{\mu \cdot f}$$

Aux fréquences radio (100 à 1 000 kHz),  $p$  est

#### a) Traitements superficiels.

Exemple : durcissement au défilé d'une barre d'acier au carbone de 40 mm de diamètre, à la vitesse de 30 cm/minute avec un générateur de 20 kW.

Exemple : durcissement au défilé sur moulage rotatif de queue de soupape se présentant dans le champ d'un inducteur — 1 000 soupapes/heures pour 2 mm de profondeur de durcissement avec un générateur de 5 kW.

#### b) Soudage inductif.

Exemple : soudage autogène de feuillets métalliques pour la fabrication des tubes.

c) Brasage par induction : largement utilisé en industries automobiles, mécanique, micromécanique, etc.

d) Fusion au creuset sous vide et sous atmosphère contrôlée.

e) Frittage à très haute température.

- f) Raffinage à très haut degré de pureté.
- g) Dégazage sous vide.

La vulgarisation des générateurs HF dans les usines des métallurgistes a obligé les Electroniciens au succès dans un difficile examen de passage.

L'équipement électronique est placé à côté de la forge, du tour, de la fraiseuse, de l'installation de peinture. On lui demande la même *robustesse* et la même *garantie de sécurité*. La *figure 11* suffit à elle-même. Les générateurs et leurs accessoires y apparaissent bien comme des appareils industriels à toute épreuve.

Nous allons faire un brusque retour sur l'infiniment petit en considérant les conséquences sur la Métallurgie de la relation :

### ÉLECTRONIQUE = INSTRUMENTS SCIENTIFIQUES

La physique corpusculaire de l'électron conduit les chercheurs à la mise au point d'une série d'instruments scientifiques dont la construction est, depuis ces dernières années, devenue industrielle.

La *diffraction des électrons* permet l'analyse des surfaces métalliques, l'étude de la profondeur des couches d'oxyde et de leur forme de cristallisation. La *figure 12* est empruntée à une étude sur un acier au molybdène qui fait apparaître de la molybdénite en surface.

Le *microscope électronique* est l'un des chefs-d'œuvre de « l'optique électronique ». Il a permis de franchir le mur du pouvoir séparateur  $\left(\frac{\lambda}{2n} \sin \alpha\right)$  qui limitait le microscope optique.

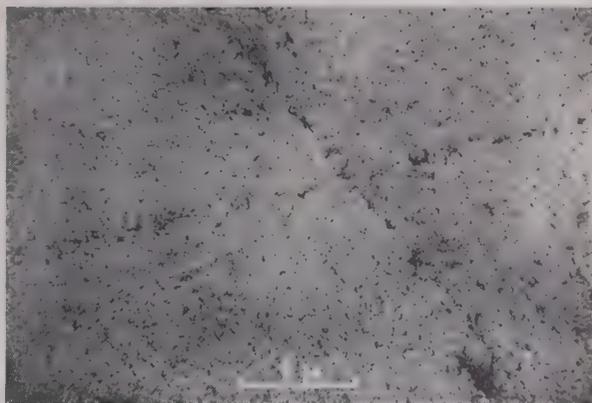


FIG. 13.— Microscope électronique. Etude sur l'aluminium (Cliché C.S.F.).

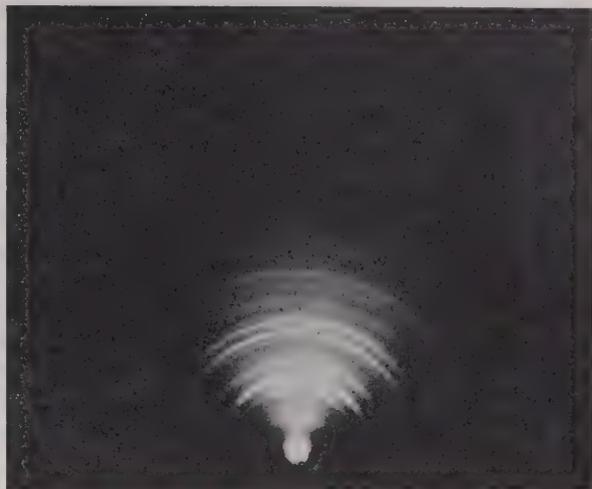


FIG. 12. — Analyseur électronique. Acier molybdène (Cliché C.S.F.).

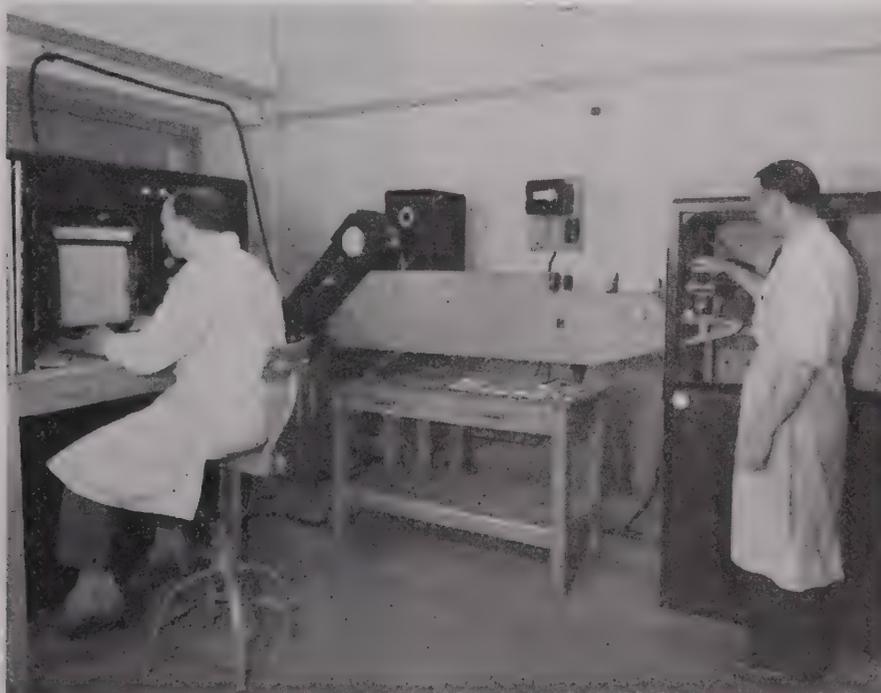


FIG. 14. — Spectro-lecteur CAMECA.

La limite pratique du pouvoir séparateur passe de quelques  $200 \text{ m}\mu$  à 3 ou  $4 \text{ m}\mu$ . La *figure 13* est extraite d'une étude sur l'aluminium. Elle montre une limite de grain et quelques dislocations.

Le *spectrographe automatique* appelé aussi « spectrolecteur » (*fig. 14*) est un spectrographe optique

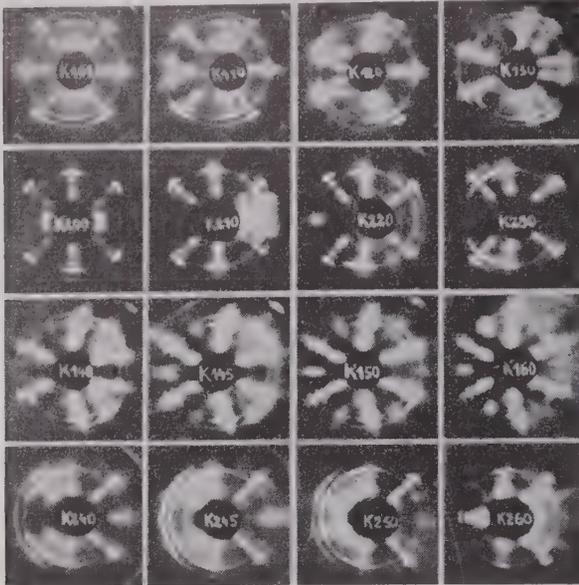


FIG. 15. — Etude aux rayons X d'un alliage ferro-nickel (Cliché C.S.F.).

classique dans lequel deux tubes photomultiplicateurs associés à des dispositifs amplificateurs et enregistreurs convenables permettent la comparaison des intensités de raies des impuretés par rapport à une raie du métal de base. Cet appareil permet de faire des analyses en continu des constituants chimiques d'un métal pur ou d'un alliage au laboratoire comme instrument de recherche et dans les ateliers comme instrument de contrôle de production. La précision statistique est de l'ordre de 1 % de la concentration mesurée ; la durée d'une analyse normale de 6 à 7 éléments est inférieure à 2 minutes.

La *diffraction des rayons X* est devenue de pratique courante. La *figure 15* montre une phase de l'étude d'un alliage magnétique à grains orientés.

Mais, plus importante pour le laboratoire de métallurgie est sans doute la *Microsonde électronique* (*fig. 16 et 17*). Cet appareil est basé sur l'émission propre dans le spectre X des corps placés sous bombardement d'électrons. La fréquence d'émission X suit la loi de Moseley  $N = k\sqrt{\nu}$  qui relie la fréquence  $\nu$  à  $N$ , numéro atomique de l'élément. Le bombardement intéresse une surface d'un micron carré environ ; la pénétration est de l'ordre de  $\mu$ . L'instrument permet donc l'analyse chimique de volumes de l'ordre de  $\mu^2$  placés à la surface de l'échantillon. D'importantes études de ségrégation dendritique dans les alliages Al — Cu et les alliages ferreux, de structures en bandes des aciers, de micro-hétérogénéités à la suite d'un traitement thermique dans des alliages réfractaires, d'analyse des inclusions non métalli-

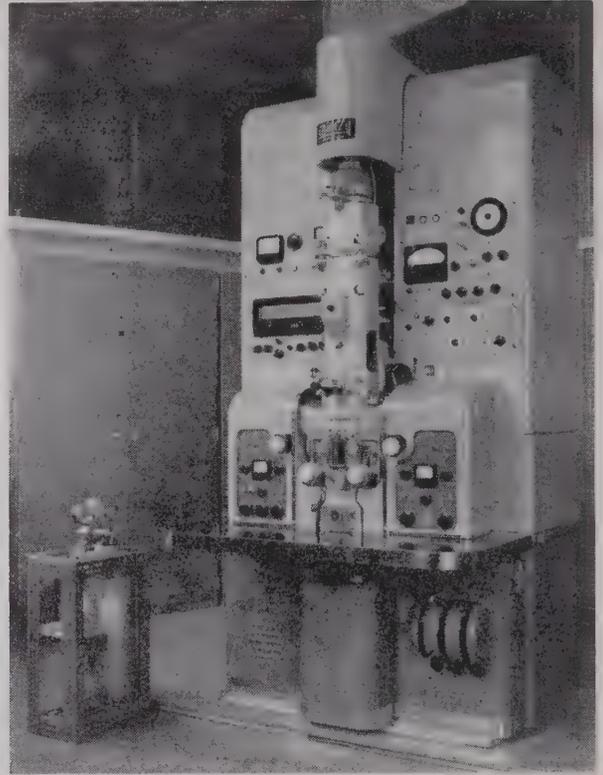


FIG. 16. — Microsonde Castaing (Cliché CAMECA).

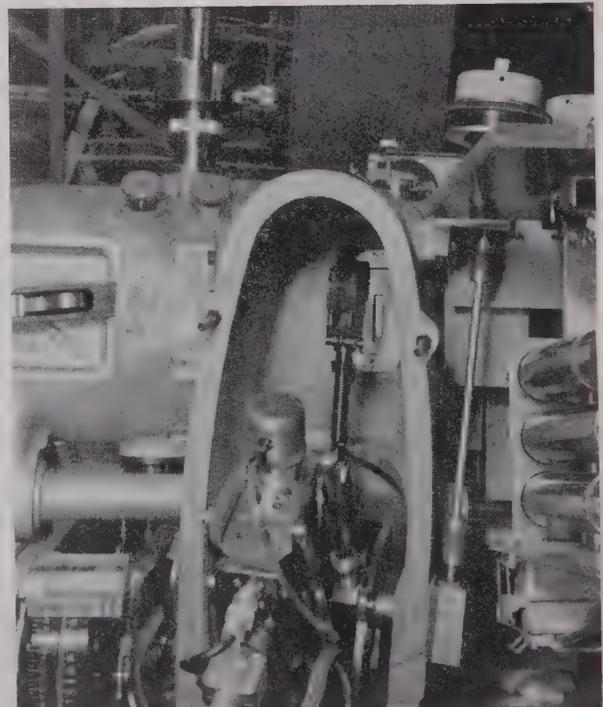


FIG. 17. — Microsonde Castaing. Détail de la partie commandant le mouvement sous vide pour le déplacement du spécimen sous le faisceau électronique (Cliché CAMECA).

ques dans les aciers, de diffusion intermétallique, etc, ont déjà été faites.

Pour mémoire, le *spectrographe de masse* est largement utilisé dans certaines phases de métallurgie nucléaire (fig. 18).

Bien qu'il s'agisse de notions très familières aux Radioélectriciens, il est peut-être utile de nous arrêter quelque peu sur ces phénomènes, en particulier d'apercevoir physiquement où ils se situent, ce qui nous prépare à comprendre quelle importance essentielle jouent les *Matériaux Spéciaux* en Electronique.



FIG. 18. — Spectrographe de masse (Cliché C.S.F. — R. Bouillot).

Enfin, les développements de la Physique des Solides dans les métaux semi-conducteurs a conduit à la construction d'instruments scientifiques nouveaux comme les appareils susceptibles de mesurer l'*effet Hall*, la *durée de vie des porteurs minoritaires* (Vitector), etc.

## 2° PARTIE

Les exemples qui ont été donnés dans la première partie de l'exposé ont permis de proposer un certain classement des apports de l'Electronique à la Métallurgie. L'Electronique y apparaît successivement sous les aspects *Télécommunications* ; *Télévision* ; *Calculateurs* ; *Métrologie* ; *Générateur d'énergie* de haute fréquence ; *Instruments scientifiques*. Si l'on arrêta ici l'exposé, on pourrait croire que l'électronicien toujours donne et le métallurgiste toujours reçoit. Ce serait faire la part trop belle aux électroniciens et nous allons voir maintenant d'où vient leur « magie » et combien elle est dépendante de la métallurgie.

L'intervention de l'Electronique comme assistant des autres industries est en effet basée sur un petit nombre de phénomènes qui ont été tous inventoriés à l'occasion de la revue rapide à laquelle nous venons de procéder. Nous avons appelé ces phénomènes *Propagation*, *Transduction*, *Amplification*, *Bruit de fond*, *Mémoire*, *Capacité de calcul*.

La *Transduction*, c'est le passage d'une forme d'énergie à une autre par une transformation au sein d'une cellule sensible ; c'est, par exemple, l'apparition d'une charge électrique ou l'apparition d'une différence de potentiel aux extrémités d'un échantillon convenable, lorsque cet échantillon reçoit une énergie mécanique, s'il s'agit d'un matériau piézo-électrique, ou une énergie sonore dans la membrane d'un microphone, ou une énergie lumineuse dans le cas d'une photopile, ou une énergie thermique s'il s'agit d'un matériau thermoélectrique, etc. Si le phénomène est fidèle, le « pouvoir de sensibilité » est complété par une « capacité de mesure » et l'on dispose d'une grandeur électrique directement reliée à la grandeur du phénomène à mesurer. Si le phénomène est réversible, comme c'est généralement le cas, il est possible de contrôler des énergies électriques en les appliquant à des matériaux spéciaux (magnéto et électrostriction), etc. Ces phénomènes de transduction ont pour siège des déplacements et des interactions de charges électriques, au sein de ces deux classes immenses de matériaux que l'on appelle les matériaux semi-conducteurs et les matériaux magnétiques. L'élaboration de ces matériaux est souvent purement métallurgique. Elle a commencé par emprunter à la métallurgie classique ses procédés et ses produits, puis elle a posé des problèmes nouveaux que les métallurgistes n'ont résolus qu'à coup de progrès parfois révolutionnaires.

Le phénomène d'Amplification des petits signaux électriques issus de cette transduction est encore plus familier. On sait que l'on atteint des rapports d'amplification extraordinaires qui seraient pratiquement illimités s'il n'existait le *Bruit de fond*, c'est-à-dire la présence de phénomènes aléatoires de même nature que le phénomène à amplifier, mais engendrés par des causes accessoires inévitables, telles que l'agitation thermique, l'émission propre et les émissions secondaires d'électrons, l'émission intersidérale, etc. L'amplificateur est un organe dont la réponse à un signal ou à une combinaison de signaux électriques n'est pas linéaire. On montre que, sous réserve que cette non-linéarité se présente sous certaines formes, il est possible de puiser dans une source d'alimentation (par exemple une batterie de piles) une part notable d'énergie qui sort alors de l'amplificateur sous une forme analogue à celle du signal à l'entrée, mais à un niveau très supérieur. L'organe non linéaire-type est la lampe à trois électrodes. On sait que l'étude de l'adjonction d'un certain nombre d'électrodes supplémentaires, puis des interactions des électrons focalisés ou groupés dans le vide, a conduit à la famille considérable des « Tubes à Vide ». La construction des tubes à vide, leur morphologie et les conditions de fonctionnement de leurs électrodes et de leurs enveloppes ont posé et continuent de poser aux métallurgistes des problèmes très particuliers et difficiles. Mais le tube à vide n'est pas le seul organe à réponse non linéaire susceptible d'amplification. Depuis quelques années, la Physique de l'Etat Solide est venue proposer une série probablement illimitée de nouvelles solutions dont le « transistor » est le plus célèbre. Les mouvements et les interactions des charges électriques n'ont plus lieu dans le vide, mais dans des matériaux spéciaux dont la préparation peut être considérée comme du ressort de la métallurgie (à moins que leur nouveauté soit telle qu'elle n'autorise aucun classement).

Dans la mesure où le *Bruit de fond* a pour siège des phénomènes propres au matériau transducteur ou amplificateur, la poursuite de sa réduction, qui est un objectif permanent des chercheurs, est encore du ressort du choix et de l'élaboration des matériaux spéciaux dans lesquels la métallurgie a la plus large part.

La *Capacité de calcul* des dispositifs électroniques est liée à la faculté des « circuits logiques » d'additionner ou de soustraire les signaux électriques ou de compter les impulsions. Il est également relativement très facile de pratiquer sur des signaux électriques des opérations de dérivation ou d'intégration ou de combinaisons de fonctions. Mais cette capacité de calcul, cette « intelligence » n'a d'effet que dans la mesure où l'on est capable de stocker les informations provisoirement ou définitivement dans des « Mémoires ». C'est encore la Physique des Solides, en empruntant le plus souvent à la métallurgie (mémoires magnétiques), qui a fourni les solutions.

On pourrait résumer cette seconde partie en disant que l'Electronique assiste la Métallurgie par l'intervention de phénomènes du type « cellule nerveuse » par opposition à la mécanique qui fournit une sorte

de « tissu musculaire », mais que, de même que la mécanique repose sur la transformation et l'usinage de métaux classiques, l'Electronique est basée sur l'élaboration et le traitement de produits métallurgiques ou autres non conventionnels.

Au cours de cette explication du rôle de l'Electronique comme « cellule nerveuse » des autres industries, nous n'avons fait, il est vrai, qu'examiner une seule face du sujet. A ces conditions particulières de réussite doivent être en effet ajoutées les conditions nécessaires générales à toutes introductions d'un auxiliaire nouveau dans une industrie, à savoir les conditions de *Maniabilité, Robustesse, Fiabilité (\*)*, *Facilités de service et d'entretien, Economie de première installation et d'Exploitation*.

Il y a, chez certains usagers, une sorte de « mur psychologique » à franchir ; l'Electronique est pour eux fragilité, infidélité, insécurité, comme elle signifie pour d'autres, mystère et complication dans le service et dans l'entretien.

Il faut à coup sûr attribuer aux ambitions techniques des militaires le mérite d'avoir précipité la solution par le financement d'un énorme effort de recherche et par la fixation d'objectifs très difficiles. La détection électromagnétique des engins, la radio-navigation, les télécommunications militaires, ont conduit l'electronique d'armement à imaginer des matériels embarqués ou aéroportés doués d'une compacité et d'une robustesse étonnantes. Multiplicité et complexité des missions se sont trouvées associées à des exigences presque incroyables sur la résistance aux contraintes climatiques et mécaniques ; froid sec — 55 °C ; chaleur sèche + 105 °C ; humidité tropicale ; atmosphères salines ; vibrations jusqu'à 500 Hz ; accélération 12 g, etc. Voilà des extremum bien supérieurs aux limites de performances et de sécurité souhaitées par les industriels les plus exigeants. Cependant, le résultat est là. Grâce à la mise au point de toute une série de pièces détachées nouvelles, des câblages imprimés, des sous-ensembles « microminiaturisés » et grâce à l'introduction de nouvelles méthodes de contrôle de la qualité, des productions de très grande série ont été réalisées à un niveau de qualité très élevé et très constant.

L'« Electronique d'Industrie » est, il est vrai, plus exigeante que l'« Electronique d'Armement » sur la durée de vie et le coût de service des équipements. Mais les contraintes sont également plus faibles ; elles permettent donc l'emploi de câblages plus aérés et les conditions de service des pièces détachées sont allégées. En fait, seul, un retard dans l'information peut faire croire à la fragilité des équipements électroniques modernes ; dans un matériel d'automatisation, la partie mécanique se révèle généralement plus coûteuse, fragile et éphémère que la circuiterie, à condition, bien entendu, que cette dernière soit l'œuvre de spécialités capables, à chaque instant, de trouver le juste compromis entre la qualité et le prix des pièces constituantes.

*La suite de cet article paraîtra dans le numéro de février 1962 de l'Onde Electrique.*

(\*) Traduction française de « Reliability ».

# RÉSULTATS PHYSIOLOGIQUES DE LA PREMIÈRE EXPÉRIENCE BIOLOGIQUE FRANÇAISE EN FUSÉE <sup>(1)</sup>

PAR

R. GRANDPIERRE et R. ANGIBOUST

Le Comité d'ACTION SCIENTIFIQUE de DÉFENSE NATIONALE et le Comité de RECHERCHES SPATIALES nous ont procuré les moyens de réaliser, en février 1961 à la Base d'HAMMAGUIR au SAHARA, la première expérimentation biologique française en fusée.

L'expérience a exigé une mise au point délicate à laquelle ont participé bien des physiologistes et des techniciens d'électronique et de mécanique. Notre équipe comprenait en particulier MESSIEURS CHATELIER et CAZARD qui ont assuré la préparation et la mise en place des animaux, MESSIEURS BRICE, SORET, CAILLER qui ont préparé l'habitacle, son conditionnement ainsi que l'émission et le recueil des courants d'action biologique.

Le montage sur la tête de fusée, la séparation de cette tête, la récupération, la transmission par télémesure ont été assurés par divers organismes : Société SUD-AVIATION, C.N.E.T.-P.T.T., C.I.E.E.S. Les Services de la D.E.F.A. ont préparé et mis en œuvre l'engin porteur et coordonné les essais et le tir.

Le but de cette expérience de physiologie était la mise au point du matériel d'étude concernant le fonctionnement du système nerveux central d'un animal au cours du vol en fusée.

L'animal d'expérience était un rat blanc WISTAR. Il fut placé dans un vêtement spécial et maintenu par un système de ressorts dans un cadre placé dans un habitacle. L'étanchéité de l'habitacle était assurée par une soupape fermée dès le départ de la fusée, s'ouvrant au retour à l'altitude de 1 500 mètres. Une capsule d'amiante lithinée maintenait constante, dans l'atmosphère du container, la teneur en gaz carbonique. La fusée porteuse était une « VÉRONIQUE » qui s'éleva à 110 km L'animal a été récupéré vivant après 1/4 d'heure de vol.

Pendant toute la durée du vol, la pression à l'intérieur de l'habitacle est restée constante, la température n'a jamais dépassé 23°C. Nous avons recueilli le spectre des bruits mais le niveau sonore exact n'a pas été mesuré. L'animal a été soumis pendant le vol à des accélérations complexes d'assez longues durées. L'accélération résultante a varié de + 9,5 G à - 4,5 G et a été subie presque exclusivement transversalement par rapport au grand axe du corps. On n'a pas obtenu de périodes notables de sous-gravité.

L'activité électrique du système nerveux central a été recueillie par des électrodes implantées chroniquement au niveau du cortex cérébral et de la substance réticulée mésencéphalique. De plus, une électrode « chronique » recueillait l'activité des muscles de la nuque. Une autre électrode placée dans les piliers antérieurs du diaphragme permettait de recueillir à la fois la fréquence respiratoire et la fréquence cardiaque. Toutes les électrodes aboutissaient à un cunot fixé à demeure sur la tête de l'animal.

Les différences de potentiel recueillies au niveau de ces diverses structures, après préamplification à l'intérieur de la tête de fusée, étaient transmises au sol tout au long du vol par télémesure et enregistrées sur bande magnétique, sur un scripteur à plume et un oscillographe.

La fidélité de la transmission ne peut être affirmée que jusqu'à la 300<sup>e</sup> seconde du vol, moment de la séparation de la tête et du corps de la fusée.

Les réactions végétatives de l'animal ont été les suivantes :

1<sup>o</sup> pendant la période de propulsion jusqu'à la 50<sup>e</sup> seconde, un ralentissement important des rythmes respiratoires et cardiaques.

2<sup>o</sup> pendant les 100 premières secondes de la période balistique, les rythmes cardiaques et respiratoires reviennent à leur niveau de départ, puis

(1) Conférence prononcée le 10 juin 1961 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens. Cet article est à rapprocher de ceux relatant les exposés des Messieurs C. FAYARD, J. J. MARCHAL et E. VASSY, paru dans le numéro 415 de l'Onde Electrique (Octobre 1961).

au-delà se ralentissent légèrement de nouveau jusqu'au moment de la séparation.

Le ralentissement de la fréquence cardiaque et respiratoire de la première période peut être interprété comme une réaction à l'accélération. Nous avons pu constater au laboratoire que le rat réagissait généralement aux agressions diverses par une bradycardie et une bradypnée. Le même phénomène peut être observé après administration de faibles doses d'adrénaline.

En ce qui concerne les potentiels d'action du cerveau, on a observé :

1° une intense activation corticale qui dure pendant tout le vol.

2° contrastant avec cette activation corticale, le rythme réticulaire reste très stable jusqu'à la 100<sup>e</sup> seconde de la période balistique. A partir de cette période, le tracé réticulaire s'aplatit et se ralentit progressivement puis apparaissent des ondes lentes. Corrélativement, on observe un ralentissement des rythmes cardiaques et respiratoires.

Au point de vue musculaire, on observe, pendant toute la période de propulsion, d'intenses contractions des muscles du cou ; par contre, pendant toute la période balistique, le niveau global d'activité de ces muscles est extrêmement faible. Ceci est probablement en relation avec la position de l'animal sur le dos pendant toute cette partie du vol.

En résumé, si les caractéristiques du vol de la fusée n'ont pas permis d'obtenir de périodes notables de sous-gravité, cette expérience préliminaire s'est cependant révélée très instructive dans plusieurs domaines : dans le domaine technique, elle a permis de tester les systèmes d'amplification et de transmission à distance des informations biologiques. Dans le domaine physiologique, elle a permis pour la première fois d'étudier le fonctionnement du système nerveux central d'un animal soumis à des accélérations complexes de longue durée. L'étude des enregistrements pose des problèmes intéressants concernant le mode d'action de ces accélérations complexes que seules de nouvelles expérimentations en fusée, en centrifuge, et en avion, permettront de résoudre.

# DÉTERMINATION EXPÉRIMENTALE DE LA DISTORSION NON LINÉAIRE D'UN DISCRIMINATEUR POUR LA FRÉQUENCE MODULÉE

PAR

J. MARIQUE

*Ingénieur A.I.Br et Radio E.S.E.*

*Directeur du Centre de Contrôle des Radiocommunications des Services Mobiles  
C.C.R.M. (Bruxelles)*

## 1. Introduction

Dans leur excellent livre consacré à la « Modulation de fréquence » [1], FAGOT et MAGNE étudient longuement la distorsion non linéaire introduite par le discriminateur dans un récepteur de fréquence modulée. Ils montrent notamment qu'il est non seulement possible, mais encore favorable du point de vue de la précision, de déterminer les taux d'harmoniques à partir de la dérivée de la courbe de réponse du discriminateur. Ils montrent, en effet, que l'effet des non-linéarités de la courbe de réponse est amplifié sur la courbe-dérivée par rapport à la fréquence.

En se basant sur ce fait, ces auteurs décrivent une méthode expérimentale dont le but est de faciliter le réglage d'un discriminateur en mettant automatiquement sous les yeux du technicien chargé de ce réglage, la courbe dérivée par rapport à la fréquence  $\frac{dv}{df}$  de la courbe de réponse  $v = \varphi(f)$  où  $v$  est la tension de sortie « continue » du discriminateur et  $f$  la fréquence.

FAGOT et MAGNE décrivent un montage permettant d'obtenir cette dérivée par rapport à la fréquence, mais à notre avis le montage proposé exige un appareillage dont peu de laboratoires disposent et son fonctionnement correct exige beaucoup de précautions.

Dans le présent article, après avoir rappelé quelques éléments théoriques de base, nous proposons un montage beaucoup plus simple qui peut être réalisé à peu de frais, et qui peut rendre des services variés à des constructeurs ou à des laboratoires pourvu qu'ils disposent d'un oscilloscope moderne.

## 2. Rappel des formules de calcul des taux d'harmoniques

Il est classique [1 et 2] de remplacer la caracté-

ristique de transmission d'un élément non linéaire par une somme de paraboles de degrés croissants

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots \quad (1)$$

où  $x$  est le signal d'entrée et  $y$  le signal de sortie.

On calcule les amplitudes des harmoniques successifs en supposant que le signal d'entrée est sinusoïdal de la forme :

$$x = X \sin \Omega t$$

On obtient alors, pour le signal de sortie :

$$y = a_0 + a_1 X \sin \Omega t + a_2 X^2 \sin^2 \Omega t + a_3 X^3 \sin^3 \Omega t$$

En développant les termes  $\sin^2 \Omega t$ ,  $\sin^3 \Omega t$ , etc., et en se limitant au terme en  $\sin^4 \Omega t$ , on trouve :

$$y = \left( a_0 + \frac{a_2 X^2}{2} + \frac{3 a_4 X^4}{8} \right) + \left( a_1 X + \frac{3 a_2 X^3}{4} \right) \sin \Omega t - \left( \frac{a_2 X^2}{2} + \frac{a_4 X^4}{2} \right) \cos 2 \Omega t - \frac{a_3 X^3}{4} \sin 3 \Omega t + \frac{a_4 X^4}{1} \cos 4 \Omega t.$$

En général, les premiers termes sont largement prépondérants, de sorte que l'on peut écrire sans grande erreur :

$$y = \left( a_0 + \frac{a_2 X^2}{2} \right) + a_1 X \sin \Omega t - \frac{a_2 X^2}{2} \cos 2 \Omega t - \frac{a_3 X^3}{4} \sin 3 \Omega t + \frac{a_4 X^4}{8} \cos 4 \Omega t$$

Les *taux d'harmoniques* sont les valeurs relatives de l'amplitude de chaque harmonique par rapport à l'amplitude du terme fondamental  $a_1 X \sin \Omega t$ . On obtient ainsi, en négligeant les signes :

$$\begin{aligned} h_2 &= \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} X \\ h_3 &= \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} X^2 \\ h_4 &= \frac{1}{8} \frac{a_4}{a_1} X^3 \end{aligned} \tag{2}$$

Si l'on peut déterminer les coefficients  $a_0 a_1 a_2 \dots$  de la courbe  $y = f(x)$  originale, on peut calculer les taux  $h_2 h_3 h_4$ , etc. Cependant lorsque la courbe  $y = f(x)$  est presque linéaire (dans la partie utile du discriminateur) cette méthode manque de précision. FAGOT et MAGNE [1] montrent que le recours à la dérivée ( $dy/dx$ ) permet d'augmenter considérablement la précision.

**3. Introduction de la dérivée ( $dy/dx$ ) de la courbe  $y = f(x)$**

Reprenons l'expression (1) de la caractéristique de transmission. On peut alors écrire :

$$y' = \frac{dy}{dx} = a_1 + 2 a_2 x + 3 a_3 x^2 + \dots \tag{3}$$

expression que l'on peut représenter sous forme de courbe :

$$y' = f'(x)$$

A chaque valeur de  $x$  correspond une ordonnée  $y'$ .

Ce que nous cherchons, c'est déterminer les taux d'harmoniques  $h_2 h_3 \dots$  à partir de cette courbe. Il est évident que plus nous voudrions considérer des harmoniques d'ordre élevé, plus nous devons considérer des valeurs de  $x$ .

Bornons-nous aux taux d'harmoniques 2 et 3. Nous arrêtons le développement de  $y$  au terme en  $x^3$  et il suffit de considérer alors trois valeurs de  $x$ . Si le signal d'entrée est  $x = X \sin \Omega t$ , nous prenons  $x = 0, x = +X$  et  $x = -X$ .

Appelons  $y'_0, y'_+$  et  $y'_-$  les ordonnées correspondantes de la courbe  $y' = f'(x)$  pour  $x = 0$ , on a

$$y'_0 = \frac{dy}{dx}(0) = a_1,$$

pour  $x = +X$ ,

$$\text{on a } y'_+ = \frac{dy}{dx}(+) = a_1 + 2 a_2 X + 3 a_3 X^2 \tag{4}$$

pour  $x = -X$ ,

$$\text{on a } y'_- = \frac{dy}{dx}(-) = a_1 - 2 a_2 X + 3 a_3 X^2$$

On obtient ainsi trois valeurs de la pente de la courbe originale : on peut déduire des équations (4) les *variations de pente*  $\Delta'_+$  et  $\Delta'_-$

$$\Delta'_+ = y'_+ - y'_0 = 2 a_2 X + 3 a_3 X^2$$

$$\Delta'_- = y'_- - y'_0 = -2 a_2 X + 3 a_3 X^2$$

En considérant maintenant les variations relatives  $\Delta'_+/y'_0$  et  $\Delta'_-/y'_0$  par rapport à la dérivée pour  $x = 0$ , il vient :

$$\frac{\Delta'_+}{y'_0} = \frac{y'_+ - y'_0}{y'_0} = 2 \frac{a_2}{a_1} X + 3 \frac{a_3}{a_1} X^2$$

$$\frac{\Delta'_-}{y'_0} = \frac{y'_- - y'_0}{y'_0} = -2 \frac{a_2}{a_1} X + 3 \frac{a_3}{a_1} X^2$$

En se rappelant les valeurs des taux d'harmoniques  $h_2$  et  $h_3$  des équations (2), il vient :

$$\frac{\Delta'_+}{y'_0} = 4 h_2 + 12 h_3$$

$$\frac{\Delta'_-}{y'_0} = -4 h_2 + 12 h_3$$

Ces deux dernières équations montrent que les variations relatives de la dérivée sont sensiblement plus grandes que les taux d'harmoniques, de sorte qu'il paraît plus avantageux, pour calculer  $h_2$  et  $h_3$ , de mesurer les variations relatives de pente lues sur la courbe dérivée  $y' = f'(x)$  que d'utiliser la caractéristique  $y = f(x)$  dont il devient alors inutile de rechercher les coefficients  $a_0 a_1 a_2 \dots$

Les équations précédentes donnent :

$$\begin{aligned} h_2 &= \frac{1}{8} \frac{\Delta'_+ - \Delta'_-}{y'_0} = \frac{1}{8} \left| \frac{(y'_+ - y'_0) - (y'_- - y'_0)}{y'_0} \right| \\ h_3 &= \frac{1}{24} \frac{\Delta'_+ + \Delta'_-}{y'_0} = \frac{1}{24} \left| \frac{(y'_+ - y'_0) + (y'_- - y'_0)}{y'_0} \right| \end{aligned} \tag{5}$$

On voit donc que la connaissance des ordonnées de  $y' = f'(x)$  pour  $x = 0$  et pour deux valeurs de  $x$  symétriques par rapport à  $x = 0$ , permet de déterminer  $h_2$  et  $h_3$ .

Si  $y'_+, y'_0$  et  $y'_-$  sont égales, on a  $h_2 = 0$   $h_3 = 0$ . La pente de la caractéristique originale  $y = f(x)$  est une droite entre les abscisses  $x = \pm X$  (fig. 1a).

Les équations (5) montrent aussi que si

$$\Delta'_+ = \Delta'_-,$$

c'est-à-dire si :

$$y'_+ - y'_0 = y'_- - y'_0$$

le taux d'harmonique  $h_2$  est nul (fig. 1b et 1c).

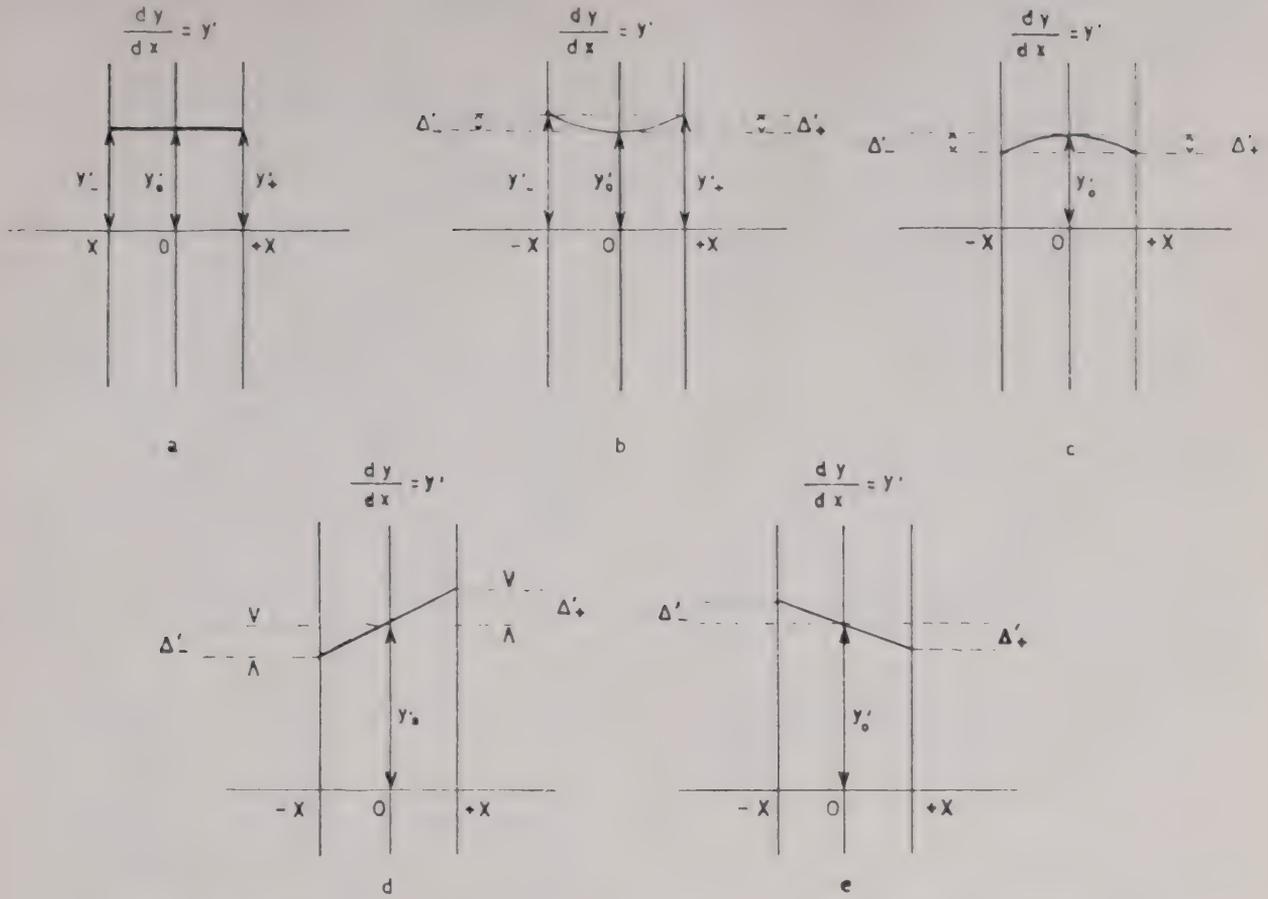


FIG. 1. — Différentes formes de la courbe-dérivée dans la zone utile  $\pm X$ , pour le calcul des taux d'harmoniques.

Par contre le taux d'harmonique  $h_3$  est nul (fig. 1d et 1e) quand :

$$y'_+ - y'_0 = -(y'_- - y'_0)$$

Si l'on désirait calculer le taux  $h_4$ , il faudrait augmenter le nombre d'équations en choisissant des points supplémentaires.

**4. Application des principes précédents au cas du discriminateur**

La courbe de réponse d'un discriminateur pour fréquence modulée représente (fig. 2) la loi qui lie la tension instantanée redressée de sortie  $v$  à la fréquence instantanée  $f$  du signal HF d'entrée :

$$v = \varphi(f) \tag{6}$$

Les raisonnements des paragraphes 2 et 3 sont applicables à l'équation (6) en posant  $v = y$  et  $f = x$ . En particulier la dérivée à considérer pour déterminer les taux d'harmoniques  $h_2 h_3 \dots$  est  $(dv/df)$ .

La courbe (6) peut être déterminée expérimentalement soit en régime statique, soit en régime dynamique. Nous ne considérons ici que le cas du régime dynamique qui consiste à appliquer à l'entrée du discriminateur une tension HF d'amplitude cons-

tante, mais de fréquence variable périodiquement à un rythme plus ou moins rapide (50 ou 100 fois par seconde), procédé que l'on appelle parfois *vobulation* (de l'anglais « to wobble »). La tension de sortie  $v$  (souvent redressée et filtrée) est appliquée aux plaques de déplacement vertical du spot d'un oscilloscope, tandis qu'une tension variable proportionnelle à la fréquence instantanée du signal d'entrée provoque le déplacement horizontal du spot. Sur l'écran apparaît ainsi la courbe (6) représentée à la figure 2.

La partie centrale BC de cette courbe doit être aussi linéaire que possible : on diminue alors les coefficients  $a_2 a_3 \dots$  de l'équation (1) et donc les taux d'harmoniques  $h_2 h_3 \dots$  des équations (2). Quand ces coefficients et ces taux sont petits, il devient difficile de les évaluer avec une certaine précision. Mais le paragraphe 3 montre que les variations relatives de la dérivée autour du point central de la courbe du discriminateur sont sensiblement plus grandes que les taux d'harmoniques, et les équations (5) permettent de calculer ces derniers à partir des premiers. Il est donc intéressant de voir comment on peut obtenir facilement la courbe dérivée de celle de la figure 2.

Très généralement, les laboratoires disposent de vobulateurs dont la tension de commande varie sinusoïdalement avec le temps, de sorte que la

fréquence instantanée d'entrée varie autour de la fréquence centrale  $f_0$  du discriminateur selon une loi du type :

$$f = f_0 + \Delta f \cdot \sin \Omega t$$

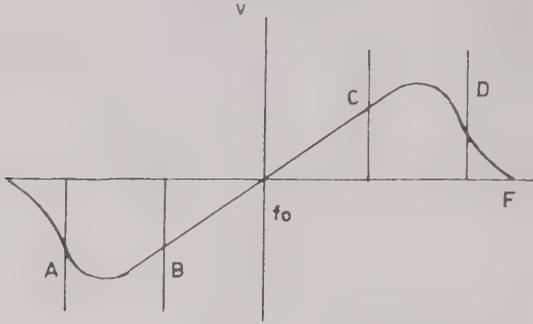


Fig. 2. — Courbe de réponse type d'un discriminateur.

où la pulsation de balayage  $\Omega$  correspond généralement à la fréquence de 50 Hz. On étudie ce cas au paragraphe 12.

Mais le cas intéressant pour l'usage que nous avons en vue est celui où la fréquence instantanée varie linéairement avec le temps, c'est-à-dire celui où l'on a, pendant la durée de chaque balayage,

$$f = kt \tag{7}$$

Dans ces conditions, on peut en effet écrire (6) sous la forme :

$$v = \varphi(f) = \psi(t) \tag{8}$$

On réalise facilement cette condition au moyen d'une tension en dents de scie appliquée d'une part au tube modulateur de fréquence de l'oscillateur du vobulateur, et d'autre part à la paire de plaques de l'oscilloscope provoquant le déplacement horizontal du spot.

On voit qu'alors les ordonnées de la dérivée de  $v$  par rapport au temps  $dv/dt$  sont proportionnelles à celles de la dérivée par rapport à la fréquence  $dv/df$ .

On a en effet :

$$\frac{dv}{dt} = k \frac{dv}{df}$$

Par conséquent, si l'on peut obtenir sur l'écran de l'oscilloscope une courbe qui est la dérivée par rapport au temps de la courbe caractéristique  $v = \varphi(t)$ , on obtient du même coup, à l'échelle près, la courbe dérivée par rapport à la fréquence  $dv/df$  qui est celle que nous désirons.

Or, il est bien connu [3] que lorsqu'on place aux bornes d'une source de tension variable avec le temps un circuit composé d'une capacité  $C$  et d'une résistance  $R$  mises en série, et que l'on considère la tension variable recueillie aux bornes de la résistance  $R$ , cette dernière tension peut, sous certaines conditions, être considérée comme la dérivée

par rapport au temps de la première (fig. 3). Examinons maintenant quelles sont ces conditions.

5. Dérivation d'une tension fonction du temps par un circuit R.C.

En se reportant à la figure 3 on a :

$$v_1(t) = Ri + \frac{1}{C} \int i dt$$

$$v_2(t) = Ri$$

où  $i$  est une fonction du temps.

En passant aux transformées de Laplace, et en supposant qu'au temps  $t = 0$ , le système est au repos, on a :

$$\mathcal{L}[v_1(t)] = RI(p) + I(p)/p \cdot C = \left( R + \frac{1}{pC} \right) I(p)$$

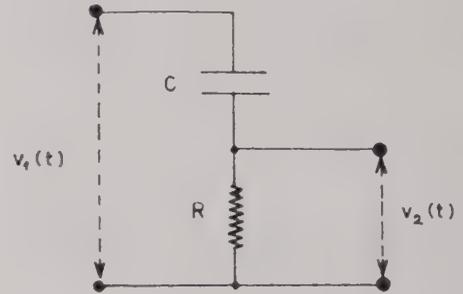


Fig. 3. — Circuit dérivateur R. C.

d'où 
$$\mathcal{L}[v_2(t)] = RI(p) = \frac{p \mathcal{L}[v_1(t)]}{p + 1/RC}$$

Or 
$$p \cdot \mathcal{L}[v_1(t)] = \mathcal{L} \left[ \frac{dv_1}{dt} \right]$$

de sorte que si  $\frac{1}{RC} \gg p$ , on a approximativement :

$$\mathcal{L}[v_2(t)] = p \mathcal{L}[v_1(t)] = \mathcal{L} \left[ \frac{dv_1}{dt} \right]$$

ou 
$$v_2(t) \approx \frac{dv_1(t)}{dt}$$

c'est-à-dire que si  $\frac{1}{RC} \gg p$ ,  $v_2(t)$  est approximativement la dérivée par rapport au temps de  $v_1(t)$ . Mais reprenons le calcul complet :

$$\frac{1}{p + 1/RC} = \mathcal{L} [\exp. (-t/RC)]$$

On en tire :

$$\mathcal{L}[v_2(t)] = \mathcal{L} \left[ \frac{dv_1}{dt} \right] \times \mathcal{L} [\exp. (-t/RC)]$$

Le théorème de Borel donne immédiatement :

$$v_2(t) = \int_0^t \frac{dv_1(\tau)}{d\tau} \cdot e^{-\frac{t-\tau}{RC}} d\tau$$

$$v_2(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \int_0^t \frac{dv_1(\tau)}{d\tau} \cdot e^{\frac{\tau}{RC}} \cdot d\tau \quad (7)$$

$\tau$  étant la variable d'intégration.

On peut, grâce à cette équation, calculer  $v_2(t)$  en fonction du temps pour n'importe quelle forme de la tension d'entrée  $v_1(t)$ .

On voit tout de suite que  $v_2(t)$  n'est pas la dérivée de  $v_1(t)$  par rapport au temps : cependant on s'est rendu compte ci-dessus que dans certaines conditions on peut assimiler  $v_2$  à la véritable dérivée  $dv_1/dt$ . C'est pourquoi nous appelons  $v_2$  la *pseudo-dérivée*.

Nous examinons sommairement maintenant la forme de la pseudo-dérivée de la courbe de réponse d'un discriminateur.

**6. Pseudo-dérivée de la partie rectiligne de la courbe d'un discriminateur**

La figure 2 représente la courbe de réponse d'un discriminateur obtenue à l'aide d'un balayage en dents de scie tel que l'axe horizontal puisse être gradué linéairement en fréquence comme en temps, c'est-à-dire que la figure 2 représente la courbe :

$$v = \varphi(f) = \psi(t)$$

avec  $f = kt$

La partie utile BC doit être rendue sensiblement linéaire par les réglages auxquels on désire procéder.

Pour simplifier, nous supposons que le système RC soit au repos au temps  $t = 0$ , et que la tension appliquée soit (fig. 4a) :

$$v_1(t) = k \cdot t \quad t \geq 0$$

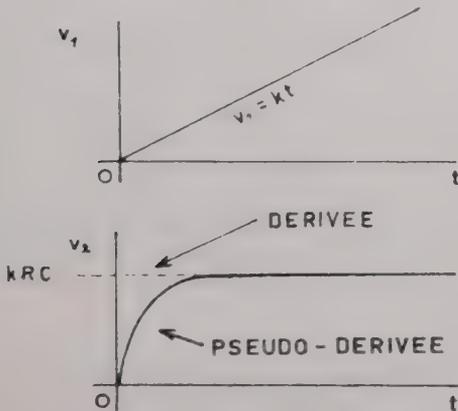


FIG. 4. — En haut, partie rectiligne de la courbe de réponse, et en bas forme de la pseudo-dérivée.

La dérivée par rapport au temps est évidemment :

$$\frac{dv_1}{dt} = k$$

mais la pseudo-dérivée, obtenue à partir de (7), est :

$$v_2(t) = kRC (1 - e^{-t/RC}) \quad (8)$$

qui est représentée à la figure 4(b).

La valeur finale  $v_2$ , pour  $t \rightarrow \infty$  :

$$v_2 = kRC = RC \cdot \left(\frac{dv_1}{dt}\right) \quad (9)$$

On s'en rapproche d'autant plus vite que le terme exponentiel décroît plus rapidement, c'est-à-dire que  $1/RC$  est plus grand.

On voit donc que dans un système RC partant du repos, la tension recueillie aux bornes de la résistance R est d'autant plus vite proportionnelle à la dérivée de la tension (variant linéairement) que la constante de temps RC est plus petite.

**7. Pseudo-dérivée d'une semi-sinusoïde**

La courbe de réponse d'un discriminateur présente un maximum et un minimum de tension situés

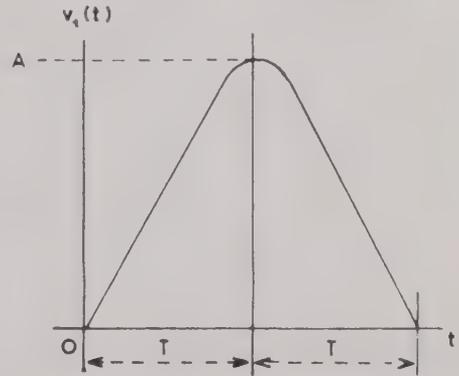


FIG. 5. — Demi-sinusoïde servant d'approximation pour les parties arrondies AB et CD de la courbe de réponse de la figure 2.

respectivement à l'une et à l'autre extrémité de la partie utile (fig. 2, AB et CD).

A ce maximum et à ce minimum correspondent des passages par zéro de la dérivée : nous examinons ci-après s'il en est ainsi avec la pseudo-dérivée obtenue par le système « condensateur-résistance », et pour simplifier le problème nous considérons comme courbe originale, une demi-sinusoïde (fig. 5).

$$v_1(t) = A \cdot \sin \frac{\pi t}{2T} \text{ pour } 0 \leq t \leq 2T$$

On a évidemment :

$$\frac{dv_1}{dt} = A \frac{\pi}{2T} \cos \frac{\pi t}{2T}$$

qui s'annule bien pour  $t = T$ , c'est-à-dire au moment où  $v_1(t)$  est maximum.

Mais la tension recueillie aux bornes de la résistance est donnée par (7). Le calcul donne :

$$v_2(t) = \frac{A\pi}{2T} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2} \left\{ \frac{1}{RC} \cos \frac{\pi t}{2T} + \frac{\pi}{2T} \sin \frac{\pi t}{2T} - \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{RC \left[ \left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2 \right]} \right\} \quad (10)$$

On voit tout de suite que le terme exponentiel est très vite négligeable si  $1/RC$  est très grand, c'est-à-dire si la constante de temps  $RC$  est très petite.

D'autre part, on peut écrire la somme des deux premiers termes entre les accolades sous la forme :

$$\frac{1}{RC} \cos \frac{\pi t}{2T} + \frac{\pi}{2T} \sin \frac{\pi t}{2T} = \sqrt{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2} \cdot \cos \left( \frac{\pi t}{2T} - \beta \right)$$

où

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\pi RC}{2T}$$

Si  $RC \ll T$ , on a  $\beta$  très petit, et on peut écrire :

$$\beta \approx \operatorname{tg} \beta = \frac{\pi RC}{2T}$$

Donc, après l'évanouissement du terme exponentiel, on a :

$$v^2(t) = \frac{A\pi}{2T} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2}} \cos \frac{\pi}{2T} (t - RC)$$

Et comme on suppose que  $\frac{1}{RC} \ll \frac{\pi}{2T}$ , on peut écrire :

$$v_2(t) \approx A \frac{\pi}{2T} RC \cos \frac{\pi}{2T} (t - RC) \quad (11)$$

On voit que  $v_2(t)$  est, dans ces conditions, proportionnelle à la dérivée, mais avec un retard égal à  $RC$ . Le passage par zéro de la pseudo-dérivée  $v_2(t)$  a donc lieu un peu après le passage par le maximum de la demi-sinusoïde originale.

## 8. Pseudo-dérivée d'une courbe présentant un point d'inflexion

Très généralement la partie utile BC de la courbe de réponse n'est pas rectiligne, mais présente un point d'inflexion analogue à celui de la figure 6.

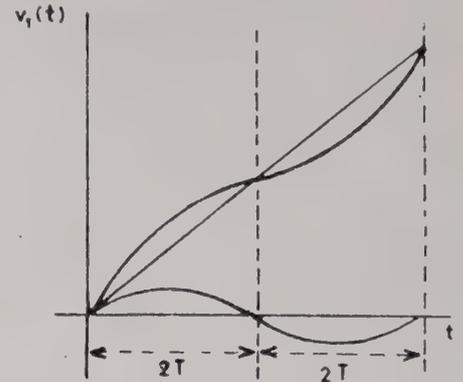


FIG. 6.— Courbe de réponse présentant un point d'inflexion, considérée comme somme d'une droite et d'une sinusoïde.

On peut examiner ce cas en assimilant la courbe à la somme d'une droite et d'une sinusoïde :

$$v_1(t) = kt + m \sin \frac{\pi t}{2T} \quad 0 \leq t \leq 4T$$

La dérivée est :

$$\frac{dv_1}{dt} = k + m \frac{\pi}{2T} \cos \frac{\pi t}{2T}$$

Mais la formule de Borel donne :

$$v_2(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \left\{ k \int_0^t e^{\frac{\tau}{RC}} d\tau + m \frac{\pi}{2T} \int_0^t e^{\frac{\tau}{RC}} \cdot \cos \frac{\pi \tau}{2T} d\tau \right\}$$

et ici on retrouve la somme des termes relatifs à une tension croissant linéairement avec le temps (paragraphe 7, équation 8) et de ceux relatifs à une tension de forme sinusoïdale (paragraphe 8, équation 10).

$v_2(t)$  est donc la somme des seconds membres des équations (8) et (10), cette dernière étant affectée du coefficient  $m$ .

Comme les calculs précédents l'ont montré, les deux pseudo-dérivées comportent chacune un terme exponentiel que nous supposons très rapidement atténué. Il reste alors, pour la pseudo-dérivée de l'ensemble :

$$v_2(t) = kRC + m \frac{\pi}{2T} \left[ \left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \times \cos \frac{\pi}{2T} (t - RC)$$

et si on prend  $1/RC \ll \pi/2T$ , on peut écrire :

$$v_2(t) \approx RC \left[ k + m \frac{\pi}{2T} \cos \frac{\pi}{2T} (t - RC) \right] \quad (12)$$

On voit donc que dès que les termes exponentiels sont devenus négligeables, le terme entre crochets est la dérivée de la courbe originale au retard  $RC$  près. Ce retard est sans importance si  $RC$  est très petit.

Dans ces hypothèses, la pseudo-dérivée est également proportionnelle à la dérivée de la courbe originale.

9. Considérations sur la pseudo-dérivée

Dans les paragraphes 6, 7 et 8, nous avons examiné les caractéristiques de la pseudo-dérivée obtenue au moyen d'une capacité  $C$  et d'une résistance  $R$  pour trois types de courbes fondamentales :

$$v = \varphi(f) = \varphi(t)$$

qui se retrouvent dans la partie ABCD de la courbe de transfert d'un discriminateur (fig. 2).

Nous pourrions étudier d'autres courbes fondamentales peut-être plus proches de la réalité, mais nous croyons que ce qui précède est suffisant pour l'usage que nous avons en vue.

En résumé, pour que la pseudo-dérivée obtenue au moyen d'un système  $RC$  puisse être utilisée comme une véritable dérivée, il faut :

1) que la constante de temps  $RC$  du système dérivateur soit aussi faible que possible : elle doit non seulement être beaucoup plus petite que la durée de l'exploration de la partie utile de la courbe de réponse du discriminateur, mais aussi être beaucoup plus petite que la durée  $2T$  nécessaire à l'exploration de toute partie à faible rayon de courbure de la courbe de réponse ;

2) que l'exploration soit linéaire en fonction du temps, de façon que la dérivée par rapport au temps  $dv/dt$  soit partout proportionnelle à la dérivée par rapport à la fréquence  $dv/df$ .

Moyennant ces précautions, la pseudo-dérivée peut être considérée comme une véritable dérivée et peut servir soit à déterminer les taux d'harmoniques, soit à corriger à la vue la courbe du discriminateur. Pour ce dernier emploi, la pseudo-dérivée présente les mêmes avantages que la dérivée par rapport à la courbe de réponse du discriminateur puisque les imperfections de cette dernière sont amplifiées, comme le montrent les équations du paragraphe 3.

10. Remarque I

Il est évident que l'on ne peut obtenir la courbe de réponse réelle du discriminateur que si l'amplitude de la f.e.m. de balayage appliquée à l'entrée est

constante d'une extrémité à l'autre de l'exploration. Comme il est logique d'effectuer les réglages propres du discriminateur sans les étages limiteurs, ou même à un niveau tel qu'aucun effet de limitation n'intervienne, il est nécessaire que le générateur de balayage ait une tension de sortie aussi constante que possible au cours de chaque exploration.

Cette condition étant satisfaite, la courbe de réponse du discriminateur et sa pseudo-dérivée sont toutes deux correctes. Pour satisfaire à cette condition, nous avons été amenés à construire un vobulateur spécial dont il est question au paragraphe 15.

11. Remarque II

On doit chercher à réduire la constante de temps  $RC$ . Il est connu [3] que si l'on utilise un amplificateur de gain  $G$  et qu'on le monte avec contre-réaction, on diminue artificiellement cette constante de temps  $RC$ .

En effet, reprenant les raisonnements de [3], on peut écrire (fig. 7) :

$$v_2(t) = -G \cdot e_g(t)$$

$$v_2(t) - e_g(t) = -Ri$$

$$v_1(t) - e_g(t) = \frac{1}{C} \int idt$$

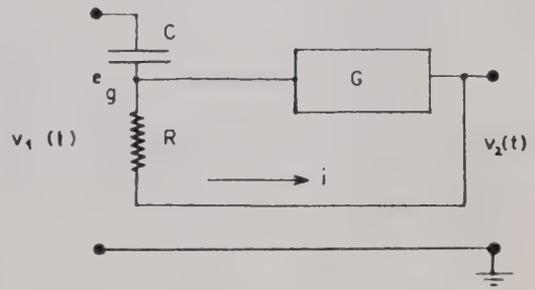


FIG. 12 — Schéma d'un dérivateur à contre-réaction

où  $i$  est le courant traversant  $R$  de l'entrée à la sortie. Il vient :

$$-\frac{v_2}{G} = v_1 + \frac{G + 1}{GRC} e_g dt$$

et en passant aux transformées de Laplace :

$$\mathcal{L} [v_2(t)] = -\frac{G \cdot p \mathcal{L} [v_1(t)]}{p + (G + 1/RC)}$$

Cette transformée est analogue à celle obtenue avec le réseau  $RC$  seul, sans amplificateur. Cependant, on voit que la constante de temps  $RC$  est remplacée par  $\frac{RC}{G + 1}$  ou sensiblement  $\frac{RC}{G}$  si  $G \gg 1$ . On a donc fortement réduit la constante de temps effective. Il faut évidemment que le gain soit constant dans

toute la gamme de fréquence rencontrée dans l'exploration de la courbe de réponse.

Par contre, la tension de sortie  $v_2(t)$  n'est guère modifiée : en effet si  $G \gg 1$  et si  $G/RC \gg p$ , on trouve :

$$\mathcal{L} [v_2(t)] \approx -RC \cdot p \mathcal{L} [v_1(t)]$$

comme précédemment.

Les formules des paragraphes 5 et suivants qui donnent la valeur de  $v_2(t)$  sont donc valables à condition de diviser la constante de temps  $RC$  par le gain  $G$ . Le procédé décrit ci-dessus permet donc de réduire artificiellement la constante de temps du montage  $RC$ .

12. Remarque III

Lorsque le vobulateur utilisé, au lieu de fonctionner à partir d'une tension en dent de scie linéaire comme il est indiqué ci-dessus, fonctionne à partir d'une tension sinusoïdale à 50 Hz comme c'est habituellement le cas des vobulateurs du commerce, on introduit une erreur dans la courbe qui tient lieu de pseudo-dérivée.

En effet, la tension de commande est :

$$V = V_0 + \Delta V \sin \Omega t$$

et la fréquence instantanée est, à condition que la phase soit correcte :

$$f = f_0 + \Delta f \cdot \sin \Omega t \tag{13}$$

Ces équations montrent qu'en chaque point de l'axe horizontal de l'écran, l'écart du spot par rapport au centre est proportionnel à la déviation instantanée de la fréquence d'exploration.

La tension de sortie du discriminateur est :

$$v = \varphi(f) = \mathcal{X}(V)$$

c'est-à-dire que si on prélève la tension  $v$  avant le dérivateur la courbe  $v = \mathcal{X}(V)$  qui apparaît sur l'écran de l'oscilloscope est bien la courbe caractéristique du discriminateur.

Mais un dérivateur  $RC$  à l'entrée duquel on applique la tension  $v$ , donne à la sortie  $dv/dt$  (en négligeant ici toute distinction entre dérivée et pseudo-dérivée). Or ce qu'il faudrait c'est  $dv/df$ , dérivée par rapport à la fréquence.

Dans le cas d'un vobulateur « linéaire », nous avons vu au paragraphe 5, que  $df$  et  $dt$  sont simplement proportionnels.

Ici, l'équation (13) montre que :

$$df = \Delta f \cdot \Omega \cos \Omega t \cdot dt$$

Donc :

$$\frac{dv}{df} = \frac{1}{\Delta f \cdot \Omega \cdot \cos \Omega t} \cdot \frac{dv}{dt} = m \frac{1}{\cos \Omega t} \cdot \frac{dv}{dt}$$

$m$  est une constante, mais  $\cos \Omega t$ , varie avec  $t$ .

Par conséquent, en admettant que le dérivateur  $RC$  donne bien  $dv/dt$ , on voit qu'il faut multiplier les ordonnées de la courbe  $dv/dt$  tracée sur l'écran de l'oscilloscope par  $1/\cos \Omega t$  en remarquant que  $t = 0$  correspond au milieu de l'axe horizontal.

Le tableau suivant montre le coefficient variable  $1/\cos \Omega t$  par lequel il faut multiplier les ordonnées de la courbe  $dv/dt$  pour obtenir, au coefficient  $m$  près, la dérivée  $dv/df$  (ou plus exactement la pseudo-dérivée). Voir figure 8.

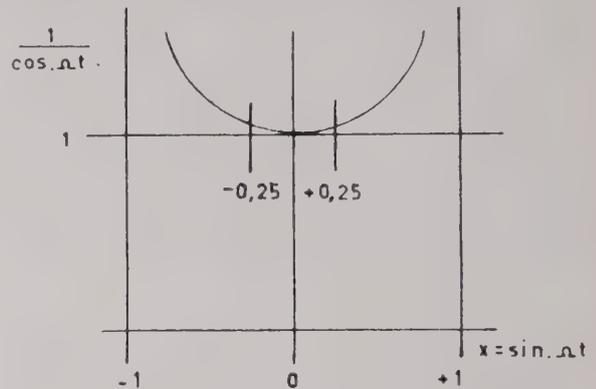


FIG. 8. — Erreur provoquée lors de l'emploi d'un vobulateur sinusoïdal. Dans le domaine  $X = \pm 0,25$ , l'erreur est inférieure à 4 % environ.

$\Omega t$	$x = \sin \Omega t$	$\cos \Omega t$	$1/\cos \Omega t$
0°	0	1	1
5°	0,087	0,996	1,00
10°	0,174	0,985	1,02
15°	0,259	0,966	1,04
20°	0,342	0,940	1,06
25°	0,423	0,906	1,10
30°	0,500	0,866	1,13
90°	1	0	$\infty$

On voit qu'au voisinage du milieu de l'axe horizontal, entre  $x = \pm 0,259$  le coefficient est inférieur à 1,04, c'est-à-dire que si l'on prend les ordonnées  $dv/dt$  pour les ordonnées de  $dv/df$ , on fait une erreur inférieure à 4 %. Pour  $x = 0,5$ , l'erreur atteint 13 %. Les équations (5) du paragraphe 3 montrent que l'erreur sur les taux d'harmoniques  $h_2$  et  $h_3$  ne dépasse pas l'erreur faite sur  $dv/df$ .

En conclusion, on peut à la rigueur utiliser un vobulateur à balayage sinusoïdal pourvu que l'on ne prenne en considération que la partie centrale du balayage horizontal.

13. Remarque IV

On pourrait songer, pour faciliter les réglages du discriminateur à chercher à rendre visible sur l'écran de l'oscilloscope, la dérivée-seconde  $dv^2/dt^2$  par rapport au temps, en ajoutant, après amplification suffisante, un second circuit  $RC$ . Si la partie BC de la courbe de réponse (fig. 2) est une droite, la dérivée-seconde correspondante doit être nulle, ce qui veut

dire que l'on travaille alors avec des tensions très faibles. Ce procédé fonctionne effectivement, mais il ne nous semble pas que les résultats obtenus justifient la complication du montage.

14. Schéma général d'une installation d'étude des discriminateurs

La figure 9 donne la disposition générale de l'installation qui permet d'observer à l'oscilloscope à

4) deux amplificateurs du type à courant continu suivis d'un commutateur électronique qui en connecte alternativement les sorties aux plaques de déviation verticale d'un oscilloscope : cet ensemble existe souvent dans les oscilloscopes modernes ce qui facilite sérieusement le montage. Comme on le voit à la figure 9, l'un des amplificateurs est destiné à reproduire la courbe de réponse  $v = \varphi(f)$  du discriminateur, tandis que le second amplificateur reproduit la dérivée.

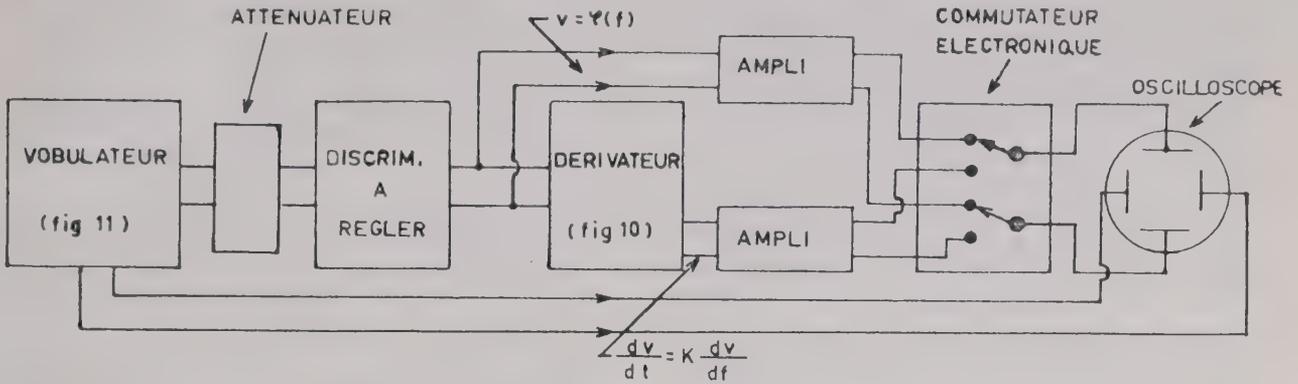


FIG. 9. — Schéma de l'installation d'étude des discriminateurs.

la fois la courbe de réponse d'un discriminateur à régler et la dérivée de cette courbe. Cette installation comprend :

- 1) un vobulateur dont une description sommaire est donnée au paragraphe 15 ;
- 2) le discriminateur à étudier ou à régler ;
- 3) un dérivateur établi selon les principes exposés plus haut et dont une description sommaire est donnée au paragraphe 15 ;

15. Vobulateur

La figure 11 représente schématiquement la constitution fondamentale du vobulateur. Un générateur de tension en dents de scie à variation linéaire en fonction du temps présente trois sorties : la première pour assurer le déplacement horizontal du spot de l'oscilloscope ; la seconde pour fournir la tension de grille d'un tube à réactance variable servant de

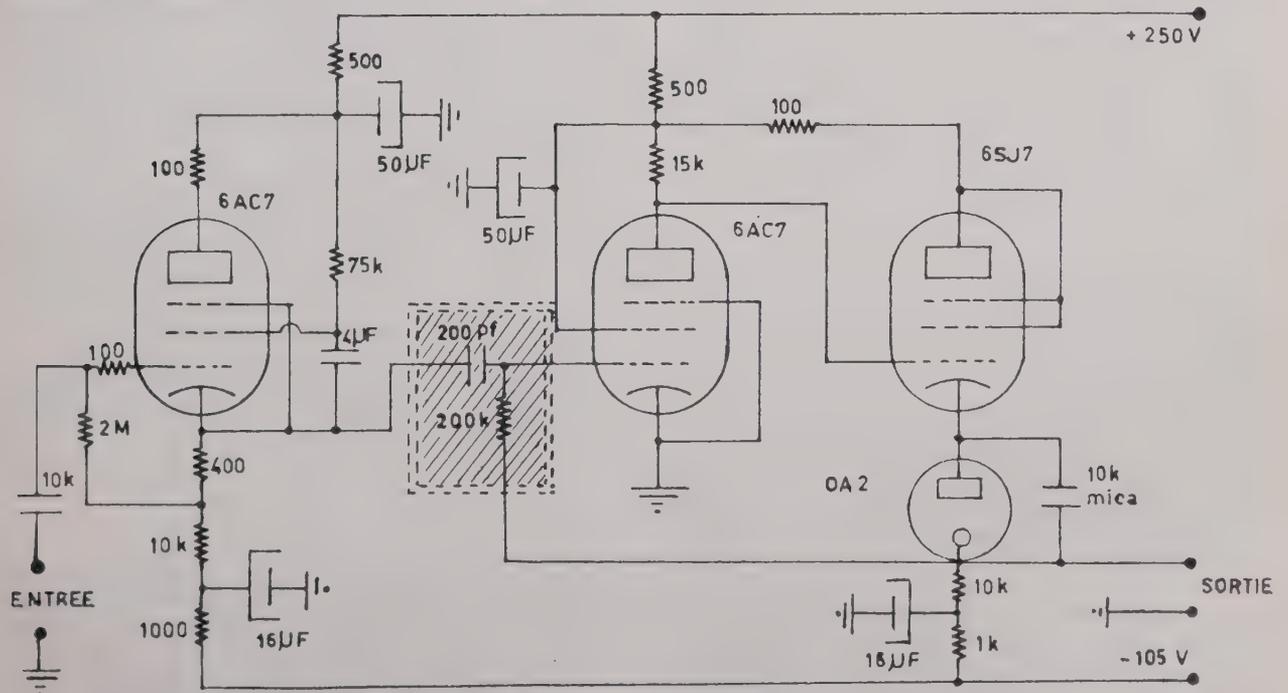


FIG. 10. — Schéma du dérivateur à contre-réaction.

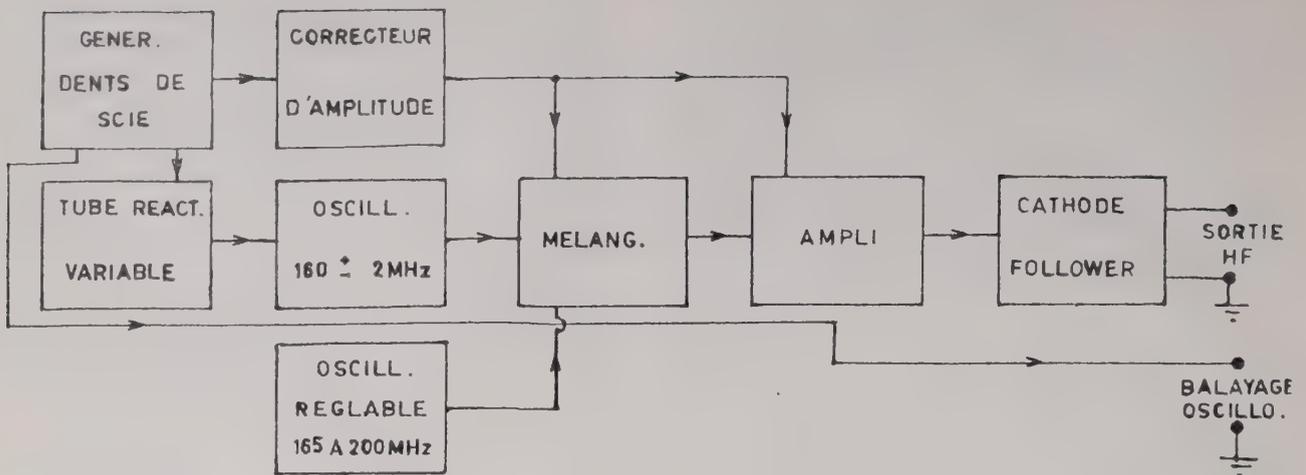


FIG. 11. — Schéma simplifié du vobulateur à dents de scie.

modulateur de fréquence d'un oscillateur réglé sur 160 MHz ; la troisième fournit une tension en dents de scie destinée à corriger toute variation d'amplitude de la tension HF modulée en fréquence. La fréquence de répétition des dents de scie est approximativement 100 Hz.

Les oscillations non modulées d'un générateur à fréquence réglable entre 165 et 200 MHz environ sont mélangées aux oscillations modulées en fréquence du générateur commandé par le tube à réactance variable dont il est question ci-dessus. A la sortie de l'étage mélangeur, on obtient ainsi une tension HF dont la fréquence varie en dents de scie autour d'une fréquence centrale réglable de 5 MHz à 40 MHz environ.

La déviation de fréquence est celle de l'oscillateur à 160 MHz modulée en fréquence : dans notre vobulateur, cette déviation ne dépasse pas  $\pm 2$  MHz autour de la fréquence centrale choisie, soit une excursion totale de 4 MHz amplement suffisante pour les discriminateurs à 10,7 ou à 21,4 MHz que nous avons eu à étudier jusqu'ici.

Avec des tubes ordinaires, il est très difficile d'éviter qu'une modulation d'amplitude n'accompagne la modulation de fréquence ; pour en limiter l'effet on applique une tension de correction (en dents de scie) aux grilles-écrans du tube mélangeur et du tube amplificateur qui le suit. Il est possible ainsi d'obtenir une tension de sortie uniquement modulée en fréquence, sans modulation d'amplitude parasite : la correction est pratiquement parfaite jusqu'à des déviations de fréquence de  $\pm 2$  MHz à condition d'effectuer les réglages de correction pour chaque déviation désirée.

Avec ce vobulateur, la fréquence instantanée est, à tout moment de chaque balayage, proportionnelle au temps, c'est-à-dire que l'égalité 8 (paragraphe 4) est constamment satisfaite, et que les corrections du paragraphe 12 ne doivent pas être appliquées.

## 16. Dérivateur

Le schéma du dérivateur est représenté à la figure 10. C'est une copie presque textuelle du dérivateur proposé à la figure 18-31, page 660, du livre de CHANCE et autres (3).

Le circuit dérivateur RC est hachuré sur la figure : il comprend un condensateur de 200 pF en série avec une résistance variable de 200 k $\Omega$ . La constante RC vaut donc 40  $\mu$ s au plus.

Ce circuit dérivateur RC est attaqué par un cathode-follower, et est suivi par un étage amplificateur à contre-réaction avec cathode-follower à triode.

Pour des tensions inférieures à 0,5 V appliquées à la grille de l'étage amplificateur qui suit le dérivateur, le gain est, en l'absence de contre-réaction, d'environ 80, valeur constante au moins entre 100 Hz et 25 000 Hz. D'après les considérations du paragraphe 11, la contre-réaction ramène la constante de temps effective à  $RC/G = 0,5 \mu$ s.

En appliquant à l'entrée du dérivateur, une tension en dents de scie de pente égale à 1 volt par milliseconde, la tension de sortie (dérivée) est égale à 825 mV. En appliquant à l'entrée du dérivateur, une tension sinusoïdale d'amplitude  $A = 0,87$  V à 1 000 Hz, doit donner une tension « dérivée »  $A \cos \Omega t = 4,5 \cos \Omega t$  volts : ceci est parfaitement vérifié expérimentalement. En fonctionnement sinusoïdal, la tension dérivée de sortie ne doit pas dépasser 40 volts jusqu'à 25 000 Hz.

## 17. Résultats

La figure 12 représente, à titre d'exemple, la courbe de réponse (et sa dérivée) d'un discriminateur isolé du type « ratio-detector » à 10,7 MHz. La partie utile s'étend sur environ 200 kHz.

Les ordonnées  $y'_0$ ,  $y'_+$  et  $y'_-$  de la dérivée sont mesurées en millimètres au lieu de volts/seconde.

Les équations (5) représentant des valeurs relatives, cette manière de faire n'entraîne aucune erreur. On voit que la méthode permet de calculer des taux d'harmoniques de l'ordre du millième, ce qui n'est guère possible à partir de la courbe de réponse elle-même.

On remarquera enfin que les courbes sont reproduites sur l'écran de l'oscilloscope à la cadence de 100 par seconde, ce qui permet de suivre facilement l'effet de chaque réglage.

#### 18. Autres usages du dérivateur R.C.

Le dérivateur RC peut être utilisé pour de nombreux usages, en particulier chaque fois qu'il s'agit de déceler de légers défauts dans la forme de signaux.

En réfléchissant, on trouvera qu'un dérivateur associé à un oscilloscope peut rendre d'innombrables services dans un laboratoire, et il nous semble que son usage devrait être beaucoup plus fréquent qu'il ne l'est.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] FAGOT et MAGNE. — *La modulation de fréquence*. Paris 1959, notamment les pages 114 et suivantes, pp. 350 et suivantes, pp. 435 et suivantes.

- [2] FANCOURT et SKWIRZYNSKI. — *Design of a simple linear frequency discriminator* — Marconi Review, vol. XIX N° 121, 2<sup>e</sup> trimestre 1956.

- [3] CHANCE et autres. — *Waveforms*. — Radiation Laboratory Series Vol 19. McGraw Hill 1949, notamment § 18,5 et suivants.

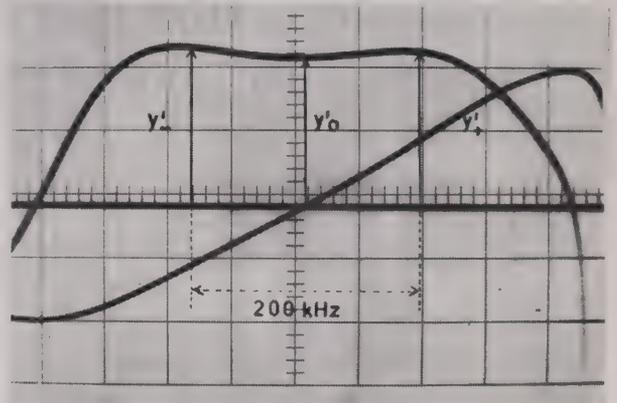


FIG. 12. — Courbe de réponse d'un « ratio-detector » sur 10,7 MHz, et sa courbe-dérivée. On a, pour une excursion totale de 200 kHz, les valeurs suivantes  $y'_0 = 56,5$  mm,  $y'_+ = 59,5$  mm et  $y'_- = 60$  mm. Les formules (5) donnent  $b_2 = 1,1/1\ 000$  et  $b_3 = 0,48/1\ 000$ .

# MESURES THERMIQUES SUR UN TRANSISTOR GERMANIUM A JONCTION P.N.P. DE PUISSANCE

PAR

P. THUREAU et J. BENOIS (\*)

*Laboratoire de Physique Expérimentale  
Faculté des Sciences de Caen*

Une première série de mesures [1] réalisée sur un transistor jonctions silicium N.P.N. du type Mesa, nous a montré l'efficacité dans ce domaine des mesures de températures par photoluminescence [2, 3, 4].

Le procédé utilise le changement de couleur qui affecte la photoluminescence de certains sulfures, quand on modifie la température du luminogène. Cette variation de couleur est traduite en un paramètre thermo-sensible par le rapport des intensités de deux intervalles spectraux convenablement choisis.

La substance luminescente thermosensible est déposée sous forme d'une mince pellicule sur le point de surface dont on désire évaluer la température, et sa luminescence est excitée par rayonnement ultra-violet.

L'image de la zone luminescente est formée sur un dispositif optique qui permet de séparer les intervalles spectraux et de mesurer leurs intensités.

On dispose ainsi d'une méthode de mesure optique, quasi ponctuelle, des températures de surface, pour des températures inférieures à 200 °C qui correspondent précisément à une gamme de températures pour laquelle les transistors sont praticables. La précision est de l'ordre de 1 °C, la surface minimum du point de mesure, un demi-millimètre carré.

Pour donner un aperçu des diverses possibilités offertes par cette méthode en vue de l'étude des transistors, nous avons étudié quelques aspects thermiques d'un transistor de puissance OC26, à divers points de vue.

## 1. Répartition de la température du transistor soumis à la seule convection naturelle

Le transistor dont on a ôté le capotage et éliminé la graisse de remplissage est disposé verticalement.

Les conditions expérimentales sont les suivantes :

refroidissement par convection naturelle sur le socle de base seul :

courant émetteur  $I_e = 300$  mA, courant collecteur  $I_c = 311$  mA ;

tension émetteur  $V_e = 0,115$  V, tension collecteur  $V_c = 5,4$  V ; puissance totale  $P = 1,71$  W.

La répartition des températures correspond à la figure 1.

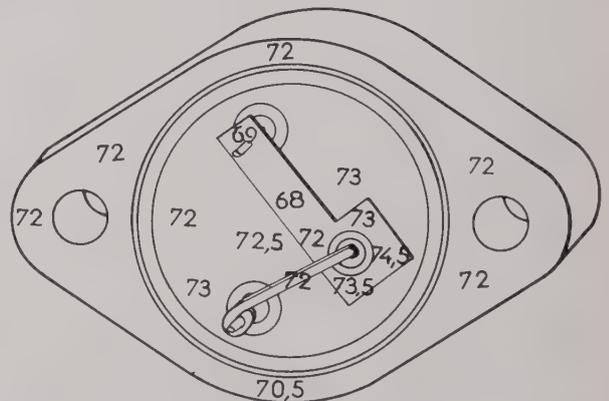


FIG. 1

## 2. Evolution de la température de la partie active en fonction de la puissance dissipée

Dans les mêmes conditions, nous avons étudié la variation de température de la partie active de ce transistor, en fonction de la puissance totale dissipée. Le phénomène (fig. 2) est très sensiblement linéaire, ce qui correspond à un coefficient d'échange thermique sensiblement constant.

## 3. Importance de la dissipation thermique

Afin d'augmenter la dissipation thermique nous

(\*) M. THUREAU, Professeur à la Faculté des Sciences de Caen.  
M. BENOIS, Assistant à la Faculté des Sciences de Caen.

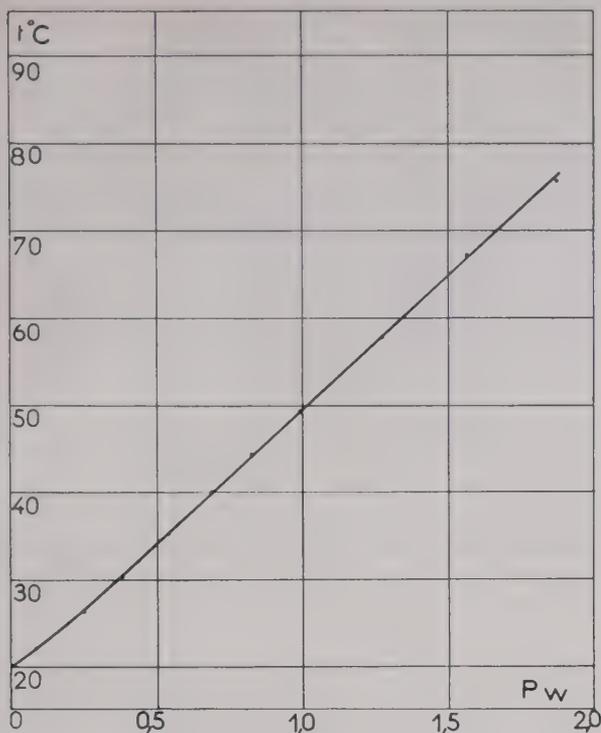


FIG. 2

avons monté le transistor sur une plaque de cuivre de  $20 \times 20$  cm et de 2 mm d'épaisseur.

— Le contact est assuré par deux vis de fixation normalement serrées.

— La température de la partie active est maintenue aux environs de 80 °C, et la température des points 1.2.3.4. (fig. 3) est mesurée. Si l'on admet que la dissipation se fait principalement par conduction de la partie active vers l'embase, les températures  $t_1$  et  $t_2$  permettent d'évaluer un ordre de grandeur de la résistance thermique entre la partie active et l'embase.  $t_2$  et  $t_1$  permettent de même d'évaluer la résistance thermique entre l'embase et le radiateur.

— Nous avons opéré dans trois conditions de fixation différentes.

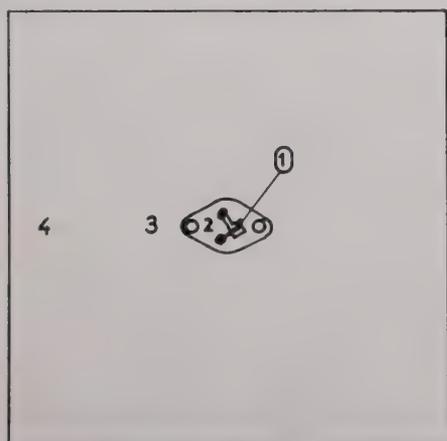


FIG. 3

1° Contact embase-radiateur vissé.

2° Contact vissé enduit de graisse de silicone.

3° Contact soudé.

Les résultats sont consignés dans le tableau suivant :

Puissance totale dissipée (W)	1°	2°	3°
$t$ ambiante °C	22,5	21	21
$t_1$ °C	84	79,5	83
$t_2$ °C	57,5	54	54
$t_3$ °C	49	45,5	49,5
$t_4$ °C	46	43,5	48,5
R 1.2 partie active embase °C W <sup>-1</sup>	1,67	1,63	1,65
R 2.3 embase radiateur °C W <sup>-1</sup>	0,53	0,55	0,25

Du point de vue de la résistance thermique, embase radiateur, si la présence de graisse au contact au lieu d'air, n'apporte rien de sensible, la soudure par contre apporte une réduction de 50 %.

Pour montrer l'intérêt d'une bonne évacuation, nous avons repris la mesure de température de la partie active en fonction de la puissance dissipée, dans le cas du montage à embase soudée sur le radiateur. Le résultat est donné figure 4.

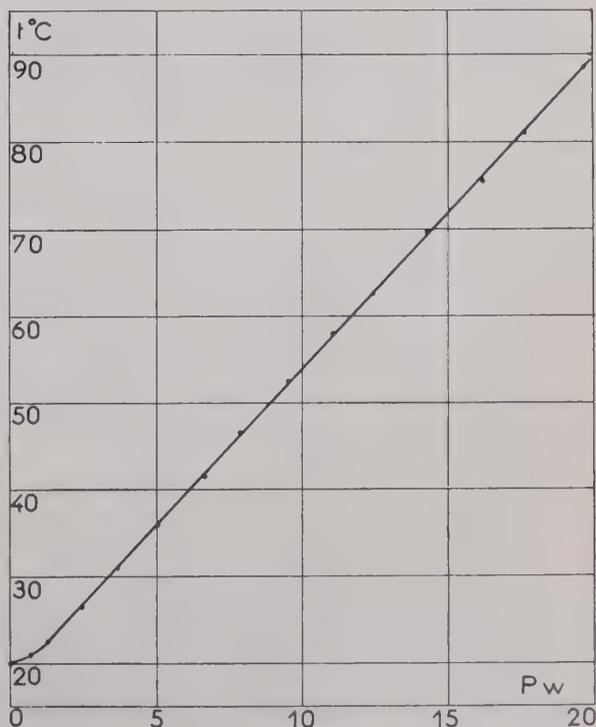


FIG. 4

#### 4. Évaluation indirecte de la température de la partie active à partir de la résistance d'entrée

L'intérêt d'une méthode optique de mesure des températures est limité aux seules parties optiquement accessibles, c'est-à-dire que pour le transistor protégé, le problème se complique. C'est pourquoi nous avons essayé de considérer comment se comportait la résistance d'entrée  $\frac{V_e}{I_e}$  en fonction de la température de la partie active.

Nous avons obtenu ainsi, à courant émetteur constant les courbes de la figure 5. Nous avons pu contrôler également, en prenant des conditions de dissipation différentes que la résistance d'entrée semble être sous la seule dépendance du courant émetteur et de la température, ce qui, après un étalonnage préalable du transistor, doit permettre d'évaluer indirectement la température de la partie active dans n'importe quelles conditions de protection et de conditionnement.

L'étude peut être évidemment prolongée à loisir, mais nous nous bornerons à ces quelques types de mesure destinés surtout à montrer l'intérêt des mesures optiques de température par photoluminescence à propos d'une technique pour laquelle les questions thermiques sont fondamentales.

La mise en œuvre du procédé est des plus rapide et ne suppose autour d'un appareil relativement simple [5], qu'un équipement classique de laboratoire de mesure.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. THUREAU et J. BENOIS. — Sur quelques aspects thermiques d'un transistor Jonctions silicium N.P.N. du type MESA. C.R.A.S. t. 14 2-10-61.
- [2] P. THUREAU. — Thèse Paris 1955. PST N° 349. Etude d'une méthode de mesure des températures utilisant la sensibilité thermique des couleurs de fluorescence.

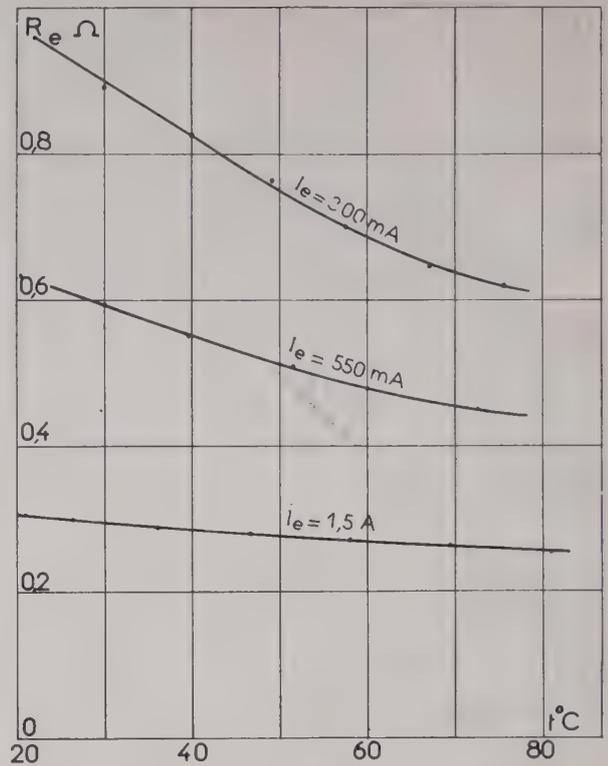


FIG. 5

- [3] P. THUREAU et J.P. LEROUX. Sur une application pyrométrique de la photoluminescence d'un sulfure Zinc-Cadmium activé par le Manganèse et l'Or. C.R.A.S. t. 248, p. 3244-3246.
- [4] J.P. LEROUX. Thèse Paris 1961. Etude sur la détermination de températures de surfaces (0-400 °C) par l'intermédiaire des émissions de minces revêtements photoluminescents.
- [5] Brevet P. THUREAU C.N.R.S. n° 758.483 du 18-11-1958.

# MODULATION D'UN RÉGULATEUR DE TENSION APPLICATION AU TUBE CARCINOTRON

PAR

V. BIGGI et A. COURTY

*Ingénieurs  
à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*

## 1. Introduction

En radioélectricité on a souvent recours à des dispositifs régulateurs pour l'alimentation d'ensembles dont le comportement n'est correct que si les tensions appliquées sont stables et pures. Ces régulateurs fonctionnent de manière automatique par voie électronique et constituent ainsi de véritables systèmes asservis ou servomécanismes.

Dans le servomécanisme le plus général on trouve en effet trois éléments essentiels :

— un élément de sortie, résultant d'une certaine transformation et que l'on désire voir prendre une valeur bien déterminée au cours du temps.

— un élément de commande qui permet d'agir sur la manière dont s'effectue la transformation, donc sur la valeur de l'élément de sortie.

— un élément de référence auquel on compare l'élément de sortie dans un organe différentiel ; celui-ci délivre un signal d'erreur dont l'action convenablement combinée à celle de l'élément de commande assure l'asservissement souhaité.

L'élément de sortie et l'élément de référence sont évidemment de même nature mais il n'en est généralement pas ainsi pour l'élément de commande. Il est alors nécessaire de définir un gain de conversion (ou fonction de transfert) entre les éléments de sortie et de commande pour étudier le fonctionnement du système.

Par contre, dans le cas des alimentations électroniques régulées, les trois éléments : commande, sortie et référence sont de même nature et chacun d'eux est une tension. C'est pour cette raison que le problème de la régulation électronique d'une tension constitue un cas particulièrement simple de commande automatique. C'est également pour cette raison que le schéma théorique général d'un système asservi se simplifie dans le cas d'une alimentation

régulée pour devenir celui d'un amplificateur de tension.

C'est ce point de vue que nous nous proposons de dégager et d'analyser dans ce qui suit. On en déduira la possibilité d'étudier le dispositif régulateur comme un amplificateur et de l'utiliser comme tel. Une application originale à l'alimentation d'un tube carcinotron permettra notamment la réalisation d'un amplificateur assurant plusieurs fonctions y compris celle de moduler le tube jusqu'à des fréquences assez élevées.

## 2. Alimentation régulée classique.

Nous considérons le schéma d'une alimentation régulée du type série.

### 2.1. SCHÉMA SIMPLE

Ce montage, représenté sur la figure 1, groupe en série une tension d'alimentation à améliorer du

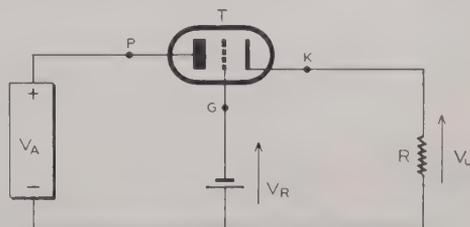


FIG. 1

point de vue pureté et stabilité, un tube électronique  $T$  et une charge  $R$  aux bornes de laquelle on prélève la tension  $V_u$  à utiliser.  $V_R$  est la tension de référence à laquelle on désire asservir  $V_u$ .

On considère généralement ce montage de la manière suivante. Le courant délivré par  $V_A$  traverse

le tube  $T$ , appelé tube série ou régulateur, et la charge  $R$ . L'effet de régulation résulte de la variation de résistance du tube série, dont la chute de tension compense les fluctuations de  $V_A$  de sorte que la tension  $V_u$  tend à devenir constante et indépendante des signaux parasites affectant  $V_A$ . La variation de résistance interne de  $T$  est commandée par les fluctuations résiduelles apparaissant entre grille et cathode et résultant de la comparaison entre la tension de sortie et la tension de référence. Si  $V_u$  tend par exemple à diminuer, le signal d'erreur  $V_R - V_u$  varie en sens inverse et provoque une diminution de la résistance interne du tube  $T$ . Il en résulte une augmentation du courant débité par  $V_A$  c'est-à-dire une action qui s'oppose à la diminution de  $V_u$ .

L'alimentation à améliorer délivre une tension que nous considérons comme composée d'une quantité fixe sans défaut et d'une quantité variable  $\Delta V_A$  représentant l'instabilité de la source et les défauts de filtrage. La tension d'utilisation comporte une fluctuation résiduelle  $\Delta V_u$  très inférieure à  $\Delta V_A$ .

Pour évaluer l'amélioration apportée par la régulation nous adoptons un point de vue physique simple qui fournit le résultat d'une manière directe. La partie variable  $\Delta I$  du courant traversant la charge est la somme de deux composantes; l'une  $I_1$  due à la tension cathode-grille, l'autre  $I_2$  due à la tension cathode-plaque. On a

$$I_1 = -p \Delta V_u$$

$$I_2 = \frac{\Delta V_A - \Delta V_u}{R_t}$$

$p$  et  $R_t$  représentant respectivement la pente et la résistance interne du tube  $T$ .

Donc

$$\Delta I = -p \Delta V_u + \frac{\Delta V_A - \Delta V_u}{R_t}$$

Cette relation jointe à  $\Delta V_u = R \Delta I$  donne par élimination de  $\Delta I$

$$\frac{\Delta V_u}{\Delta V_A} = \frac{1}{1 + \mu + \frac{R_t}{R}} \quad (1)$$

en posant  $\mu = p R_t$ .

$\frac{\Delta V_u}{\Delta V_A}$  représente le coefficient de régulation en charge. Le coefficient de régulation à charge infinie vaut  $\frac{1}{1 + \mu}$ . Ainsi la fluctuation  $\Delta V_A$  de la source se trouve divisée par un coefficient très supérieur à l'unité.

Quant à la résistance interne du montage, considérée aux bornes de la charge, on la déduit aisément

de la relation donnant  $\Delta I$  dans laquelle on fait  $\Delta V_A = 0$ ,

$$\frac{\Delta V_u}{\Delta I} = \frac{R_t}{1 + \mu} \quad (2)$$

au signe près, car étant donné le choix des polarités  $V_u$  et  $I$  varient en sens inverse algébriquement.

On dispose ainsi d'une tension  $V_u$  réglée et délivrée sous une impédance faible. On constate que la régulation à charge infinie et la réduction d'impédance de sortie se font dans le même rapport  $1 + \mu$ .

En général le tube  $T$  est choisi pour avoir un débit important et une résistance interne faible et il en résulte une valeur de  $\mu$  insuffisante pour fournir une régulation excellente. On interpose alors au moins un étage amplificateur entre la référence et le tube série, d'où le schéma suivant.

## 2.2. SCHÉMA GÉNÉRAL

Il est représenté sur la figure 2. Le circuit de sortie est inchangé. Seule la tension de référence est

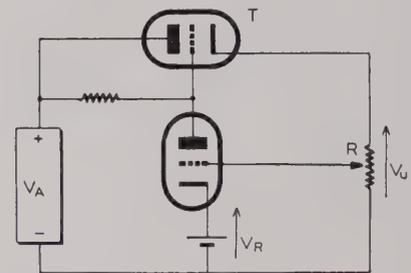


FIG. 2

déplacée et reportée à l'entrée d'un tube préamplificateur qui commande le tube série. On bénéficie ainsi du gain  $g$  de ce préamplificateur qui reçoit à l'entrée le résultat de la comparaison entre la tension de sortie et la tension de référence.

Cette comparaison s'effectue par rapport à une fraction  $\beta V_u$  de la tension de sortie de manière à assurer une polarisation correcte du tube supplémentaire.

Le raisonnement précédent concernant le courant  $\Delta I$  reste valable à condition de remplacer  $I_1$  par

$$I_1 = pg \beta \Delta V_u - p \Delta V_u$$

En opérant comme précédemment on est conduit à l'expression :

$$\frac{\Delta V_u}{\Delta V_A} = \frac{1}{1 + \mu(1 - \beta g) + \frac{R_t}{R}} \quad (3)$$

dans laquelle il faut remarquer que  $g$  est négatif.

Le coefficient de régulation à vide vaut

$$\frac{1}{1 + \mu (1 - \beta g)}$$

Quant à l'impédance interne du montage elle est égale au signe près à

$$\frac{\Delta V_u}{\Delta V_A} = \frac{R_t}{1 + \mu (1 - \beta g)} \quad (4)$$

Ainsi l'amélioration est majorée par la présence de  $g$  et sensiblement modérée par la présence de  $\beta$ . Pratiquement on accroît  $\beta$  à une valeur voisine de l'unité pour les composantes alternatives grâce à l'adjonction en parallèle sur la partie supérieure de  $R$  d'un condensateur ou d'un tube au néon.

Les expressions précédentes prendraient une forme légèrement différente si la tension d'erreur délivrée par le tube amplificateur était appliquée entre grille et cathode du tube série, ce qui est quelquefois le cas en pratique. Le tube série n'est alors plus monté en cathodyne et l'on a

$$I_{11} = pg\beta \Delta V_u$$

d'où un coefficient de régulation à vide qui vaut

$$\frac{1}{1 - \mu \beta g} \quad (5)$$

L'amélioration est alors légèrement atténuée.

*Remarque.* Si l'alimentation à réguler possède une résistance interne  $R_A$  non négligeable, on doit remplacer dans chacune des expressions (1), (2), (3), et (4) le terme  $R_t$  par  $R_t + R_A$ .

### 3. Alimentation régulée considérée comme un amplificateur

Les résultats que l'on vient d'obtenir et d'exprimer par un coefficient de régulation peuvent également se déduire des propriétés d'un amplificateur muni de contre-réaction ; ils s'exprimeront alors par une diminution de la distorsion.

On peut en effet regarder chacun des montages des figures 1 et 2 comme un amplificateur de tension continue à l'entrée duquel on n'applique aucune composante alternative c'est-à-dire aucune information, mais auquel on demande seulement de réduire, grâce à un procédé de contre-réaction, les défauts de la source qui l'alimente.

Analysons ce point de vue pour chaque montage précédemment envisagé.

#### 3.1. MONTAGE CATHODYNE SIMPLE

Il s'agit du schéma de la figure 1 que l'on considère comme un amplificateur à contre-réaction délivrant

la tension de sortie  $V_u$  à partir de la tension d'entrée  $V_R$ .

Avant contre-réaction, on aurait comme tension d'entrée une tension continue appliquée directement entre  $G$  et  $K$  de valeur très inférieure à  $V_R$ . Evaluons, dans ces conditions, quel est l'effet sur la tension  $V_u$  d'une fluctuation  $\Delta V_A$  de l'alimentation : le circuit série composé du tube  $T$  et de la charge  $R$  constitue alors un simple diviseur et la tension parasite apparaissant aux bornes de  $R$  vaut :

$$\Delta V_A \frac{R}{R_t + R}$$

Le gain  $A$  de ce montage sans contre réaction vaut :

$$A = - \frac{\mu R}{R_t + R}$$

c'est-à-dire qu'il représente le gain d'un étage classique.

Le gain après contre-réaction est égal à  $A$  divisé par un coefficient  $1 - \beta A$  ou plus simplement ici  $1 - A$  car  $\beta = 1$  dans ce montage (la totalité de la tension de sortie est ramenée à l'entrée pour réaliser la contre-réaction). La fluctuation de la tension de sortie est réduite dans le même rapport que le gain et est égale à

$$\Delta V_u = \Delta V_A \frac{R}{R_t + R} \cdot \frac{1}{1 - A} = \frac{\Delta V_A}{1 + \mu + \frac{R_t}{R}}$$

On retrouve bien l'expression (1) obtenue plus haut.

#### 3.2. MONTAGE AMPLIFICATEUR GÉNÉRAL

Il s'agit du schéma de la figure 2 que nous représenterons d'une manière différente sur la figure 3

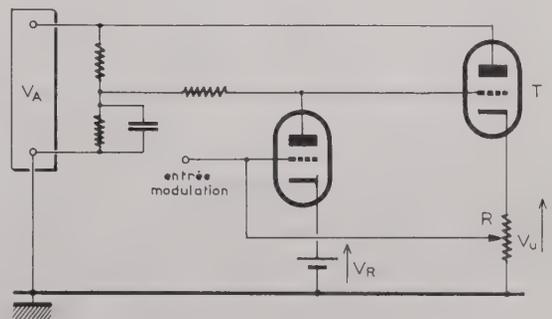


FIG. 3

pour mettre en évidence le point de vue « amplificateur ». Celui-ci délivre la tension continue  $V_u$  à partir de la référence  $V_R$ . La contre-réaction est mise en œuvre en ramenant  $\beta V_u$  sur la grille du premier étage.

Prenons à nouveau comme point de départ le montage sans contre-réaction. On ramènerait par exemple la grille du premier tube à un diviseur potentiométrique sur  $V_R$  et l'on aurait un amplificateur de gain :

$$A = g \cdot \gamma$$

$$\gamma = \frac{\mu}{1 + \mu + \frac{R_i}{R}}$$
 est le gain du tube  $T$  en catho-

dyne tandis que  $g$  est le gain du premier étage.

Pour évaluer la fluctuation à la sortie, nous supposons que la composante sur la plaque du premier tube est négligeable, ce qui est le cas en pratique, en raison du faible débit de ce tube. La seule distorsion affectant la tension de sortie provient du dernier étage de puissance et la fluctuation parasite est celle du schéma de la figure 1, soit :

$$\Delta V_A \frac{1}{1 + \mu + \frac{R_i}{R}}$$

En présence de contre-réaction le gain et la distorsion sont divisés par  $1 - \beta A$  (avec  $A$  négatif) et la fluctuation résiduelle vaut comme en (3).

$$\Delta V_A \frac{1}{1 + \mu(1 - \beta g) + \frac{R_i}{R}}$$

La résistance interne avant contre-réaction est celle du cathodyne  $\frac{R_i}{1 + \mu}$ . Après contre-réaction elle se trouve divisée, suivant un résultat connu, non pas par  $1 - \beta A$  mais par  $1 - \beta A_0$ ,  $A_0$  représentant la valeur de  $A$  dans le cas  $R$  infinie, soit  $A_0 = g \frac{\mu}{1 + \mu}$ .

En effectuant on trouve à nouveau par cette méthode l'expression (4).

Un raisonnement analogue fournirait encore l'expression (5) dans le cas où le tube  $T$  serait monté en amplificateur, c'est-à-dire attaqué entre grille et cathode par le signal de sortie du tube préamplificateur.

*Ainsi le point de vue envisagé permet de considérer le schéma de régulation comme un amplificateur à contre-réaction, c'est-à-dire comme un amplificateur différentiel auquel on a seulement demandé de réduire les défauts de son alimentation. On peut donc lui demander aussi de fonctionner en amplificateur de tension en appliquant une modulation sur la grille du premier tube. On effectue alors une modulation du régulateur de tension.*

Le gain du modulateur est le gain avec contre-réaction, soit

$$G = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Si  $A$  est suffisamment grand, le gain effectif est sensiblement égal à  $-\frac{1}{\beta}$ , c'est-à-dire qu'il est pratiquement indépendant du comportement des tubes. La modulation bénéficie donc d'une amplification de bonne qualité. Suivant la valeur de  $\beta$  on peut avoir dans certaines conditions un gain non négligeable comme nous allons le voir dans le cas de la modulation du régulateur de tension d'un tube carcinotron utilisé en tant qu'émetteur à modulation de fréquence.

#### 4. Application au tube carcinotron

Il convient, avant d'envisager la modulation du tube carcinotron, de procéder à une analyse succincte de son fonctionnement et d'indiquer ses caractéristiques principales.

##### 4.1. GÉNÉRALITÉS SUR LE TUBE CARCINOTRON

Le tube carcinotron appartient à la famille des tubes à onde progressive dans lesquels l'idée de base est de produire une interaction prolongée entre un faisceau d'électrons et une onde électromagnétique guidée par une ligne à structure périodique dite ligne à retard. Cette onde électromagnétique étant associée à un circuit à basse impédance, c'est-à-dire à large bande, son interaction avec le faisceau est faible ; par contre, elle se trouve répétée plusieurs fois étant donné la structure de la ligne et l'on obtient ainsi une interaction cumulative. Cet effet cumulatif est optimum lorsque la vitesse des électrons  $\vec{v}$  est très voisine de la vitesse de phase  $\vec{v}_p$ .

$$\vec{v}_p = v$$

Cette relation est une condition de synchronisme.

Dans ces tubes une autre grandeur intéressante est la vitesse de groupe  $\vec{v}_g$  de l'onde ; suivant qu'elle est de même sens ou de sens contraire de la vitesse de phase, on a affaire à une onde directe ou à une onde inverse.

Dans les tubes à onde progressive  $\vec{v}_g$  a le sens de  $\vec{v}_p$  et la ligne utilisée est telle que  $\vec{v}_p$  est sensiblement constante en fonction de la fréquence ; le tube peut être utilisé comme amplificateur sur une large bande sans modification du potentiel d'accélération des électrons.

Dans les tubes « carcinotron »  $\vec{v}_g$  est de sens opposé à  $\vec{v}_p$  et de plus la ligne employée est fortement dispersive. Le synchronisme sur une onde inverse amène à une réaction interne et conduit à un oscillateur fonctionnant à la fréquence pour laquelle la condition de synchronisme est remplie d'où la possibilité de déplacer la fréquence en agissant sur la vitesse des électrons. A ce point de vue,

le tube carinotron se comporte comme un filtre électronique accordable et il constitue un oscillateur capable de couvrir par simple modulation électronique une bande considérable de fréquences.

Dans un tube carinotron « O » on trouve essentiellement (fig. 4)

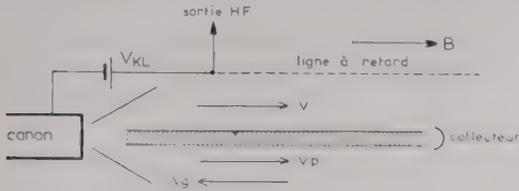


FIG. 4

— un canon à électrons composé d'une cathode et d'une anode positive.

— une ligne à retard linéaire portée à un potentiel positif.

— une sortie H.F. proche du canon, l'énergie se propageant en sens inverse du faisceau.

— un focalisateur magnétique produisant un champ B longitudinal.

Etant donné qu'aucun champ continu n'est appliqué dans l'espace d'interaction, l'énergie haute fréquence est prélevée sur l'énergie cinétique du faisceau dont la vitesse est donnée par :

$$\frac{1}{2} m v^2 = e V_{KL}$$

ou

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} V_{KL}}$$

$V_{KL}$  représentant la tension cathode-ligne.

La vitesse de phase variant linéairement en fonction de la fréquence, la condition de synchronisme conduit à une caractéristique fréquence/tension de forme quadratique.

Dans un tube carinotron « M », on trouve essentiellement (fig. 5)

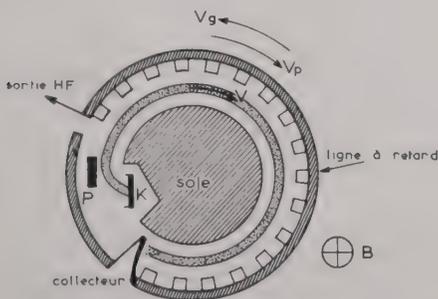


FIG. 5

— un canon à électrons comme le précédent.

— une ligne à retard circulaire portée à un potentiel positif.

— une électrode dite « sole », portée à un potentiel négatif.

— une sortie H.F. proche du canon.

— un aimant permanent créant un champ magnétique B dirigé suivant l'axe de symétrie de la ligne à retard.

L'interaction a lieu dans l'espace ligne-sole, c'est-à-dire au sein de champs électrique et magnétique croisés et la vitesse des électrons satisfait la condition.

$$e \frac{V_{SL}}{d} = e v B$$

ou

$$v = \frac{V_{SL}}{d B}$$

avec  $d$  : distance sole-ligne ;  $V_{SL}$  tension sole ligne.

Les électrons cèdent ici leur énergie potentielle à l'onde haute fréquence. Quant à la caractéristique fréquence/tension, elle est linéaire.

#### 4.2. ALIMENTATION DU TUBE CARINOTRON

Passons rapidement en revue les caractéristiques principales des sources nécessaires au tube carinotron.

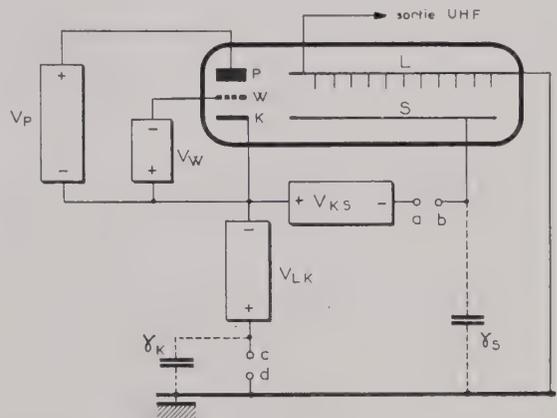


FIG. 6

tron. Prenons comme exemple le type « M », le plus important au point de vue puissance, qui se présente à l'utilisateur suivant le schéma de la figure 6.

Le tube carinotron « M » est constitué d'un canon à électrons comprenant une cathode K, un wehnelt W, une plaque P et d'un espace d'interaction. Cet espace est compris entre 2 électrodes : sole S et ligne à retard L.

Les sources d'alimentation sont donc généralement au nombre de quatre. Leur disposition, avec les polarités représentées sur la figure, est imposée par la nécessité de maintenir la sortie UHF au potentiel de la masse.

Pour fixer les ordres de grandeur voici les caractéristiques moyennes du tube CM 7060 qui délivre

une puissance U.H.F. de 350 watts dans la gamme 3 200 à 4 000 MHz.

$V_{LK}$  : variable entre 3 300 et 5 000 volts,  $I_L = 400$  mA  
 $V_{SK} = -700$  volts avec  $I_S$  très faible  
 $V_p = 1\ 100$  volts avec  $I_p$  extrêmement faible.  
 $V_w = 0$ .

L'alimentation plaque ne pose pas de problème particulier. Elle délivrera une tension ajustable autour de la valeur moyenne, ce qui permettra de régler la puissance U.H.F. délivrée par le tube.

Chacune des tensions  $V_{LK}$  et  $V_{SK}$  devra être réglée car la somme de ces deux tensions détermine la fréquence d'oscillation. Tandis que  $V_{SK}$  délivre un courant faible  $V_{LK}$  fournit pratiquement à elle seule la totalité de la puissance appliquée au tube.

Les courbes de la figure 7 permettent de préciser

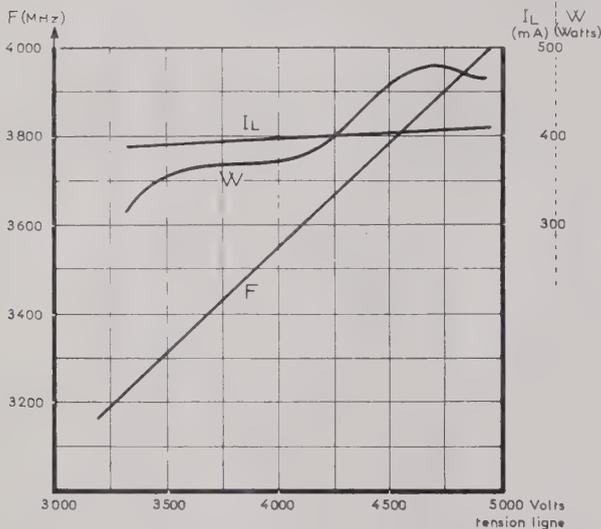


FIG. 7

le comportement de l'oscillateur dans la gamme couverte. Elles indiquent la loi de variation, à tension sole constante, des principales caractéristiques du tube carcinotron. La variation de la fréquence  $F$  en fonction de la tension ligne est très voisine d'une droite dont la pente est de 0,5 MHz par-volt. Quant au courant ligne  $I_L$  et à la puissance  $W$  de sortie, ils sont sensiblement constants.

4.3. MODULATION DU TUBE CARCINOTRON

En ce qui concerne la modulation d'amplitude mentionnons simplement qu'on peut l'appliquer en série ou en parallèle avec la tension plaque ; le spectre utilisable est assez étendu étant donné la faible valeur de la capacité plaque.

Quant à la modulation de fréquence, qui nous

intéresse ici, il est possible de l'appliquer soit à la tension  $V_{SK}$  soit à la tension  $V_{LK}$  puisque l'on a :

$$F = f(V_{SK} + V_{LK})$$

On a indiqué sur la figure 6, sous forme de deux paire de bornes ab et cd, les emplacements où l'on peut disposer un modulateur.

Considérons d'abord les bornes a et b, c'est-à-dire le cas de la modulation par la sole qui doit tenir compte des trois données suivantes :

— la présence de la capacité parasite  $\gamma_S$  dont la valeur s'élève en pratique à une centaine de pF.

La nécessité d'une source de modulation à basse impédance pour ne pas compromettre l'effet de régulation de  $V_{SK}$

— Le problème de l'isolement du modulateur qui peut se trouver porté à une tension de l'ordre de 6 000 volts. Ce dernier problème peut être évité en plaçant le modulateur à la masse et en le reliant à la sole au moyen d'une capacité d'isolement, mais on augmente alors la valeur de  $\gamma_S$ .

Quelle que soit la disposition choisie, il y aura d'ailleurs toujours une capacité de liaison soit à la sortie, soit à l'entrée du modulateur d'où difficulté de transmettre les basses fréquences. Par contre la nécessité d'une sortie à basse impédance est favorable à la transmission des fréquences élevées. Ainsi il nous a été possible d'atteindre en pratique une fréquence de modulation de 10 MHz avec une excursion de fréquence de 40 MHz.

Que penser alors de la modulation par la ligne entre les bornes c et d ? A priori une telle modulation offre l'avantage d'un point à la masse mais elle semble condamnée à une bande passante assez limitée du fait de  $\gamma_K$  qui représente la capacité de toutes les alimentations du carcinotron par rapport à la masse et s'élève en pratique à environ 5 000 pF. Si l'on ajoute que le courant ligne circulant entre c et d est assez important, les données de départ ne paraissent pas favorables. Nous allons voir cependant qu'il est possible d'aboutir à des résultats intéressants en ce qui concerne la modulation tout en restant dans des conditions raisonnables de réalisation.

Pour ce faire, représentons (fig. 8) le schéma d'une alimentation régulée délivrant en sortie la tension  $V_{LK}$  que l'on se propose de moduler. On reconnaît

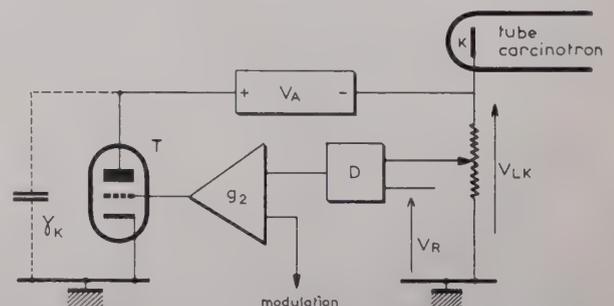


FIG. 8

la combinaison série des trois éléments suivants : la source haute tension  $V_A$ , la charge  $R$  représentée ici par l'espace cathode-ligne du carcinotron et le tube régulateur  $T$ . En  $V_R$  se trouve la tension continue de référence laquelle est comparée à une fraction  $\beta$  de la tension de sortie : leur différence est fournie par l'élément  $D$  puis appliquée au préamplificateur de gain  $g_2$ .

Les particularités de cette alimentation sont d'une part, la valeur de  $\beta$  d'autre part, la modulation applicable au préamplificateur  $g_2$ .

Le rapport  $\beta$  est ici assez différent de l'unité. Il se trouve déterminé par le souci d'employer une source de référence de dimensions raisonnables comportant par exemple deux tubes au néon de 85 volts, soit une tension continue de 170 volts environ pour  $V_R$  et pour  $\beta V_{LK}$ . Ceci conduit pour une fréquence de travail de 3 300 MHz à  $\beta \approx \frac{1}{20}$ .

Suivant le point de vue adopté plus haut, nous considérons le tube  $T$ , de gain  $g_1$  et le préamplificateur  $g_2$  comme formant un ensemble amplificateur de gain total  $A = g_1 g_2$ . Le tube  $T$  constitue l'étage de puissance et nous observons qu'il est réellement utilisé en amplificateur car il reçoit le signal de  $g_2$  entre grille et cathode. Il est important de remarquer que ce tube est chargé par l'impédance dynamique du carcinotron et qu'il fonctionne pour ainsi dire à charge infinie (courant ligne constant).

Cela étant, établissons l'ordre de grandeur de la réduction que l'on apporte ainsi aux défauts de stabilité et de filtrage de l'alimentation  $V_A$ . La relation (5) permet d'écrire

$$\frac{\Delta V_{LK}}{\Delta V_A} = \frac{1}{1 - \mu \beta g_2}.$$

Etant donné que l'on désire transmettre une certaine largeur de bande,  $g_2$  n'est guère supérieur à 20 et l'amélioration désirée se fait dans le rapport  $\mu$  ; d'où l'intérêt d'augmenter ce coefficient en choisissant pour le tube  $T$  une tétrode ou une pentode.

Quant au signal extérieur c'est-à-dire la modulation applicable à l'entrée de  $g_2$  elle bénéficiera du gain de l'amplificateur soumis à contre-réaction, soit sensiblement  $-\frac{1}{\beta}$ . Si l'on observe que  $D$  est un organe effectuant une simple différence, donc dépourvu de gain, on retrouve à nouveau le fait que le signal de modulation est amplifié dans le même rapport que la tension de référence  $V_R$ .

A titre d'exemple, pour moduler un carcinotron CM 7060 avec une excursion de fréquence de 300 MHz, il faut une variation de 600 volts sur la tension ligne soit environ 10 volts efficaces à l'entrée de  $g_2$ .

Il reste à présent à examiner le spectre que l'on peut escompter de la modulation de la tension ligne telle qu'on vient de la décrire. La contre-réaction possède outre les avantages de réduire la distorsion et de garantir un gain constant dans le temps, celui

d'élargir la bande passante d'un amplificateur ; elle risque cependant de le rendre instable si les précautions nécessaires ne sont pas observées. Nous évaluerons donc l'amélioration apportée à la bande passante en analysant les conditions à satisfaire pour assurer la stabilité de l'amplificateur.

#### 4.4. STABILITÉ DE L'AMPLIFICATEUR DE MODULATION

L'étude de la stabilité de l'amplificateur nécessite la définition de trois gains différents, à savoir :

- le gain sans contre réaction  $A$
- le gain avec contre réaction  $G$
- le gain boucle ouverte  $\beta A$ .

Les deux premiers gains sont mesurés chacun entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur, la boucle étant respectivement ouverte et fermée. Dans le cas qui nous occupe  $A = g_1 g_2$  et  $G \approx -\frac{1}{\beta}$ . Quant au produit  $\beta A$  il représente le gain de l'ensemble amplificateur-diviseur de retour lorsque la prise potentiométrique de ce dernier n'est pas bouclée sur l'entrée, mais fermée sur une impédance égale à celle que fait apparaître le bouclage. Nous supposons  $A$  négatif et  $\beta$  positif. En valeur absolue on a pratiquement  $|A| = |G| \cdot |\beta A|$ . L'amélioration apportée par la contre réaction aux défauts de l'amplification est en toute rigueur  $1 - \beta A$  soit sensiblement  $\beta A$ . Le gain boucle ouverte représente donc également le taux de contre réaction.

Etant donné le signe de  $A$ , la chaîne amplificatrice  $\beta A$  produit un déphasage propre égal à  $\pi$  dans la bande passante de l'amplificateur. Si en allant vers les fréquences croissantes il s'y ajoute un déphasage supplémentaire  $\pi$  avant que  $|\beta A|$  ne soit devenu inférieur à l'unité, le bouclage transformera l'amplificateur en oscillateur puisque l'on ramène à l'entrée un signal en phase avec le signal extérieur et supérieur à ce dernier en amplitude. Il faut donc veiller à ce que l'on ait  $|\beta A| = 1$  avant que le déphasage n'ait atteint la valeur  $\pi$ . Ce raisonnement simple met en évidence l'importance du gain  $\beta A$  dans le comportement de l'amplificateur soumis à la contre réaction.

Pour déterminer d'une manière plus précise les conditions de stabilité de l'amplificateur, il faut connaître les variations de  $\beta A$  à la fois en module et en phase en fonction de la fréquence et exprimer qu'elles satisfont au critère de Nyquist. C'est ce que l'on peut faire d'une manière simple à l'aide de la deuxième loi de Bode. Cette loi qui exprime la variation de phase à partir de celle de l'amplitude (pour les quadripôles à déphasage minimal) permet de ne s'intéresser qu'aux variations de  $|\beta A|$  et d'en déduire un critère de stabilité.

Si l'on représente l'amplitude en posant

$$a = \text{Log } |\beta A|$$

et la fréquence au moyen de la variable réduite

$$u = \text{Log} \frac{\omega}{\omega_0}$$

la correspondance phase-amplitude est donnée par la relation

$$\Delta\varphi = -\frac{\pi}{2} \left( \frac{da}{du} \right) + \text{terme correctif.}$$

$\left( \frac{da}{du} \right)$  est la pente de la courbe amplitude-fréquence en coordonnées logarithmiques (népers) au voisinage du point  $\omega = \omega_0$

$$\frac{da}{du} = \omega \frac{da}{d\omega}$$

Quant au terme correctif, il représente l'intégrale de la variation de pente affectée d'une fonction de pondération dont la valeur est telle que les variations de pente comptent d'autant plus qu'elles se produisent au voisinage du point étudié. Si l'on suppose que la variation est très lente, ce terme correctif peut être négligé et l'on a simplement :

$$\Delta\varphi = -\frac{\pi}{2} \omega \frac{da}{d\omega}$$

On exprime alors (critère de Nyquist) qu'au voisinage de  $|\beta A| = 1$  c'est-à-dire  $a = 0$  on a  $\Delta\varphi \ll \pi$  d'où :

$$da = -n \frac{d\omega}{\omega} \quad \text{avec} \quad n \leq 2.$$

En intégrant et en tenant compte que  $\omega = \omega_0$  pour  $a = 0$  on obtient pour  $a$  une loi de variation de la forme :

$$a = n \text{Log} \frac{\omega_0}{\omega}$$

soit

$$|\beta A| = n \text{Log} \frac{\omega_0}{\omega} \quad \text{népers}$$

ou

$$|\beta A| = 20 n \log \frac{\omega_0}{\omega} \quad \text{décibels.}$$

En parcourant une octave de  $\omega_0$  à  $2\omega_0$  on a une chute de gain de  $6n$ . Le critère de stabilité peut alors s'énoncer ainsi : pour que le système soit stable il faut et il suffit qu'au voisinage du gain  $|\beta A| = 0$  décibel la variation de gain soit inférieure à 12 décibels par octave.

Il faut observer qu'il s'agit là d'une condition optimiste obtenue avec des hypothèses restrictives. Dans certaines applications, moyennant l'emploi de

réseaux correcteurs de phase, on prend une règle de 10 décibels par octave.

Nous choisissons ici comme solution convenable celle qui conduit autour du gain 0 décibel à un déphasage de  $\pi/2$  c'est-à-dire à une chute de 6 décibels par octave pour le gain  $|\beta A|$ . Cette valeur est la seule qui permette de garantir, sans recours à des circuits correcteurs, une stabilité sûre dans le temps et une bande plate après fermeture de la boucle. Le déphasage de  $\pi/2$  constitue une frontière qu'il est préférable de ne pas dépasser tant pour éviter une instabilité en cas de déphasage accidentel supplémentaire que pour éviter une brusque variation de gain, boucle fermée, autour de la fréquence angulaire  $\omega_0$ .

Traçons alors (fig. 9) en coordonnées logarithmiques les courbes représentant la variation en valeur

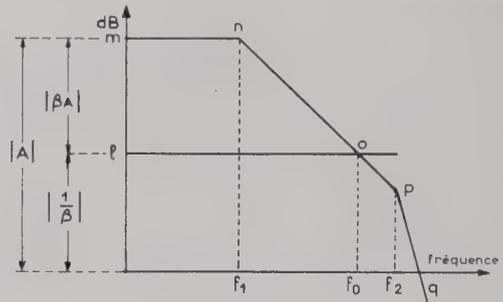


FIG. 9

absolue des différents gains en utilisant la méthode des droites asymptotes qui fait correspondre à chaque cellule RC incluse dans la chaîne amplificatrice une droite caractérisant une atténuation asymptotique de 6 décibels par octave (et un déphasage  $\pi/2$ ).

Le gain  $A$  donné par la courbe  $m n o p q$  fait apparaître une bande passante limitée d'abord par la capacité  $\gamma_K$  en shunt sur le tube  $T$  de gain  $g_1$  (fréquence  $f_1$ ) puis par la bande du préamplificateur  $g_2$  qui est beaucoup plus grande (fréquence  $f_2$ ). La pente de  $n p$  est de 6 décibels par octave tandis que la pente  $p q$  peut même dépasser 12 décibels par octave suivant le nombre d'étages que comporte  $g_2$ .

En  $l o p q$  est représentée la courbe du gain  $G$  avec contre-réaction. Elle épouse au-delà de  $f_0$  la courbe  $A$ . Quant à  $m n o$  elle représente le gain boucle ouverte  $\beta A$ . Elle n'est en somme que la courbe  $A$  rapportée à l'axe horizontal  $l o$ . La bande  $f_0 f_2$  constitue au-delà de la fréquence  $f_0$ , pour laquelle on a  $|\beta A| = 1$ , une octave de marge nécessaire, avant tout accroissement de pente, pour assurer les conditions de stabilité.

On est ainsi conduit à un certain aménagement des bandes passantes  $f_1$  et  $f_2$  de manière à obtenir une valeur de  $f_0$  correctement placée entre  $f_1$  et  $f_2$  en tenant compte de la valeur de  $\beta$ .

En fait le problème se trouve posé de la manière suivante. Le choix du tube  $T$  est à peu près déterminé par le courant qui doit le traverser et la valeur de  $\gamma_K$  d'où le gain  $g_1$  et une certaine fréquence de

coupure  $f_1$ . Le choix de  $\beta$  est également dicté, comme on l'a vu, par la réalisation pratique du montage. La fréquence  $f_0$  doit avoir la valeur souhaitée pour transmettre la modulation. Pour ce faire, on dispose donc des paramètres  $A$  (par l'intermédiaire de  $g_2$  seulement) et  $f_2$ .

Supposons que dans ces conditions on soit arrivé à un fonctionnement correct pour une certaine valeur de  $f_0$  (courbe 1 de la figure 10) et demandons-nous

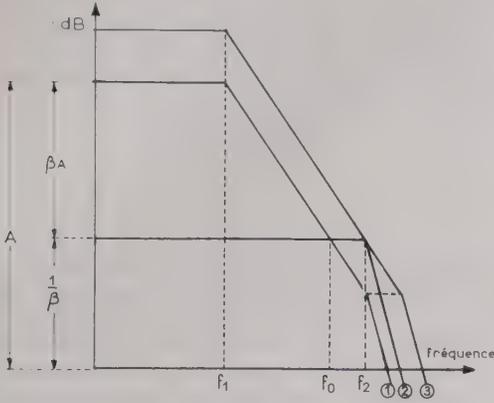


FIG. 10

quelles sont les améliorations à apporter pour doubler la valeur de  $f_0$ . Si l'on double uniquement le gain  $g_2$  donc  $A$  (courbe 2), le fonctionnement cessera d'être stable puisqu'on ne dispose plus d'une octave de marge au-delà de  $f_2 = 2 f_0$ . Il faut donc de plus doubler la bande passante  $f_2$  du préamplificateur  $g_2$  (courbe 3) de manière à retrouver cette marge. Ainsi à chaque augmentation du taux de contre-réaction de 6 décibels il faut augmenter la bande passante de  $g_2$  d'une octave, ce qui illustre bien la règle « pratique » généralement énoncée en décibels et en octaves : pour un taux de contre réaction de  $20 \log |\beta A|$  décibels il faut partir d'un amplificateur  $A$  dont on contrôle le gain jusqu'à

$$1 + \frac{20 \log |\beta A|}{6} \text{ octaves au-delà de } f_1.$$

( $f_1$  étant la fréquence à laquelle le gain  $A$  commence à décroître).

En se reportant à la figure précédente on constate que le déplacement de la courbe de gain toute entière doit s'effectuer dans une direction normale à la droite asymptote passant par le point où  $|\beta A| = 1$ . Il semble alors plus naturel en pratique d'exprimer les gains de tension et les rapports de fréquence par des nombres ordinaires d'où la règle simple : Pour un gain boucle ouverte  $\beta A$  on dispose après contre réaction d'une bande  $f_0 = |\beta A| f_1$  à condition de contrôler le gain jusqu'à  $f_2 = 2 f_0$ .

D'une manière plus générale, si  $n$  est la pente de la courbe de gain (en coordonnées ordinaires) au voisinage de  $|\beta A| = 1$  on a :

$$|\beta A| = n \frac{f_0}{f_1} \quad \text{avec} \quad n \leq 2.$$

Dans le cas  $n = 1$  cette relation peut d'ailleurs s'écrire :

$$\frac{1}{\beta} f_0 = A f_1$$

et exprime que le produit gain-bande passante est le même avant et après contre-réaction.

Exemple de fonctionnement :

Une réalisation pratique de modulateur ligne suivant le schéma précédent nous a permis d'obtenir les caractéristiques de la figure 11. La bande passante de modulation est de 1 MHz et le gain disponible  $G = 20$  (26 dB). On bénéficie d'une réduction par 100 (40 dB) des défauts de l'alimentation grâce à un

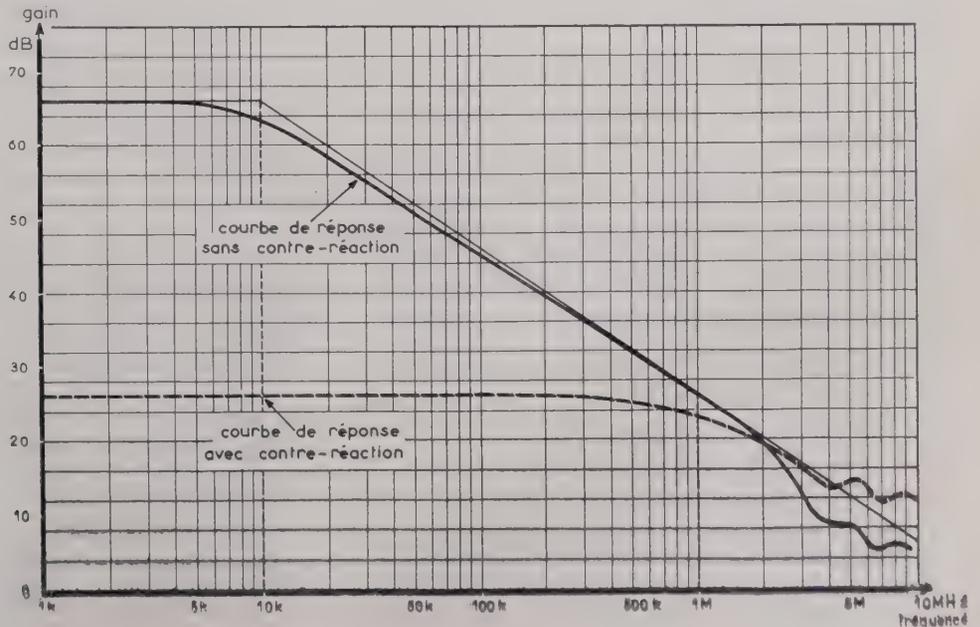


Fig. 11

gain avant contre-réaction  $A = 2\,000$  (66 dB) se répartissant comme suit :

— préamplificateur :  $g_2 = 26$  dB avec une fréquence de coupure  $f_2 \geq 2$  MHz.

— Tube série :  $g_1 = 40$  dB avec une fréquence de coupure  $f_1 = 10$  kHz : on a intérêt en effet à augmenter au maximum le gain du tube série de manière à demander moins au préamplificateur à large bande.

#### 4.5. ASSERVISSEMENT DE LA FRÉQUENCE PORTEUSE

Dans la plupart des applications on exige une très bonne stabilité de la fréquence porteuse de l'émission. Malgré la régulation de la tension, la fréquence délivrée par le tube carcinotron oscillateur peut dériver en cours de fonctionnement pour diverses raisons et en particulier sous l'effet des variations de température. Il est donc indispensable de l'asservir par comparaison à une référence stable provenant d'un oscillateur à quartz. Pour cet asservissement il est tout indiqué d'utiliser l'amplificateur dont on vient de parler. La fréquence du tube carcinotron est comparée à une fréquence de référence obtenue par multiplication à partir de la fréquence d'oscillation d'un quartz. Leur différence est alors appliquée à un discriminateur qui effectue une transformation tension/fréquence, inverse de celle que produit le tube carcinotron. Il en résulte une tension d'erreur que l'on applique à l'entrée du modulateur en plus des signaux déjà existants. Il apparaît ainsi une deuxième boucle de contre-réaction stabilisant la fréquence et indépendante de celle qui assure la modulation bien qu'elle emprunte des éléments de la première boucle.

On veillera bien entendu à ce que l'asservissement s'effectue à l'intérieur d'une bande suffisamment étroite pour ne pas agir à l'encontre de la modulation. On choisira en conséquence la constante de temps à la sortie du discriminateur et la stabilité de cette deuxième boucle sera assurée par un processus analogue au précédent.

#### 5. Conclusion

En résumé on aboutit au schéma théorique suivant, utilisable pour une émission à modulation de fréquence d'un signal multiplex ou même d'un signal de télévision à moyenne définition (fig. 12).

Le préamplificateur attaquant le tube T possède quatre entrées correspondant respectivement :

1. au signal de contre-réaction du régulateur et du modulateur.
2. à la référence de tension continue.
3. au signal de modulation.
4. au signal d'erreur de la boucle d'asservissement.

Il faut observer ici que les signaux 2 et 3 sont tous deux des signaux de référence : on peut en effet

considérer leur somme comme une tension de référence modulée c'est-à-dire une tension de référence programme que l'on désire voir suivre par la tension ligne-cathode du tube carcinotron.

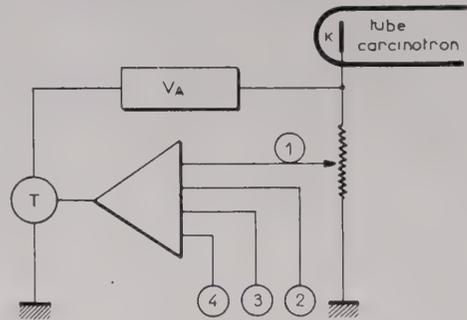


FIG. 12

L'assignation de ce nouveau rôle de modulateur au régulateur de tension ligne a donc pour effet :

— de simplifier les conditions d'application du signal de modulation : celui-ci peut être délivré à un niveau assez faible, autour du potentiel de la masse et sous une impédance relativement élevée puisqu'il s'agit de l'impédance d'entrée du préamplificateur.

— de permettre une bonne utilisation du signal de modulation : celui-ci est appliqué à un amplificateur soumis à un fort taux de contre-réaction donc bien corrigé du point de vue distorsion et stable du point de vue gain.

— d'assurer la transmission de la partie basse du spectre de modulation jusqu'à la composante continue.

— de permettre du côté des fréquences élevées la transmission d'un spectre s'étendant jusqu'à quelques mégahertz pour le cas du carcinotron « M » (On peut aller bien plus loin pour le carcinotron « O » en raison des capacités parasites réduites et du faible courant ligne traversant le tube série T).

— d'offrir la possibilité, sans complications inutiles, d'asservir la fréquence porteuse.

— de faire fonctionner le tube carcinotron « M » à tension sole constante c'est-à-dire à puissance de sortie constante même pour les fortes excursions de fréquence.

Par contre la modulation par la sole, en dehors du fait qu'elle facilite la transmission des fréquences élevées, ne présente guère que des inconvénients : difficulté de transmettre les fréquences basses, à fortiori de transmettre la composante continue et d'asservir la porteuse, diminution de la puissance de sortie U.H.F. aux extrémités du spectre pour les fortes excursions de fréquence.

Son emploi sera réservé aux modulations rapides et de faible amplitude.

La modulation du régulateur de tension ligne, suivant le schéma indiqué, devra lui être préférée dans tous les autres cas pratiques.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.W. BODE. — Network analysis and feedback amplifiers design (Van Nostrand).
- [2] G. GOUDET. — Electronique Industrielle (Eyrolles).
- [3] P. DAVID. — Radioélectricité Générale, livre II (Eyrolles).
- [4] J. FAGOT. — Calcul et construction des oscillateurs, des amplificateurs de puissance et des modulateurs : Cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité (Hors commerce).
-

# INFLUENCE DE LA TERRE EN PROPAGATION TRANSHORIZON

PAR

F. du CASTEL

*Ingénieur en chef des Télécommunications  
au Centre National d'Etude des Télécommunications*

Cette étude\* porte sur les interprétations théoriques des phénomènes de propagation troposphérique des ondes ultracourtes faisant intervenir l'influence de la terre. L'atmosphère est considérée comme un milieu macroscopiquement homogène, c'est-à-dire ne produisant que des phénomènes de réfraction. Le relief terrestre par contre produit des effets de diffraction et l'étude de l'influence de la terre sur la propagation d'un rayonnement est essentiellement celle des phénomènes de diffraction.

Les résultats diffèrent selon que la terre est considérée comme une sphère lisse — on doit alors considérer la diffraction sur une surface de grand rayon de courbure — ou selon que le relief est considéré comme jouant un rôle déterminant — on peut alors considérer la diffraction sur une surface de rayon de courbure plus petit.

Les résultats diffèrent aussi selon le rôle des phénomènes de réfraction par rapport aux phénomènes de diffraction, c'est-à-dire selon le modèle d'atmosphère adopté. Une atmosphère à indice de réfraction constant supprime les phénomènes de réfraction ; et une atmosphère à variation d'indice linéaire avec l'altitude, c'est-à-dire à gradient d'indice constant, peut être ramenée au cas précédent par l'introduction d'un rayon radioélectrique équivalent. Une atmosphère à variation d'indice uniforme mais à gradient non constant peut introduire des phénomènes de réfraction et de réflexion, partielle ou totale, conduisant à un *guidage* du rayonnement.

Malgré l'approximation grossière de tels modèles d'atmosphère, les résultats de la théorie de la diffraction peuvent être intéressants dans certains cas pratiques d'évaluation des affaiblissements de propagation.

## 1. Théorie de la diffraction

### 1.1. LES DIFFÉRENTES MÉTHODES

Le problème de la diffraction d'un rayonnement électromagnétique, par une surface à grand rayon de courbure devant la longueur d'onde du rayonnement, a été abordé de diverses façons.

La solution théorique du problème de la propagation en atmosphère macroscopiquement homogène consiste à résoudre l'équation d'onde, équation intégrale donnant la fonction de HERTZ dans laquelle l'indice de réfraction  $n$  est une fonction de l'altitude.

$$\Delta U + k^2 n^2 U = 0 \quad (1)$$

Malheureusement la solution générale de cette équation, même dans des cas simples, est inconnue, et le problème consiste à trouver des approximations physiquement valables. Ces approximations se traduiront dans la façon dont on formulera les conditions aux limites.

Dans les premiers travaux sur cette question, ECKERSLEY [1] utilise un développement en série du champ dans l'espace par rapport aux fonctions caractéristiques de l'équation d'onde. Les valeurs propres de l'équation, déterminant les vibrations propres, sont obtenues par la méthode de l'intégrale de phase [2]. Cette méthode est la correspondance en électromagnétisme du principe de BOHR de la mécanique newtonienne, qui sert au calcul des valeurs propres, déterminant les trajectoires. LOUIS DE BROGLIE a posé le principe d'équivalence qui permet d'établir cette correspondance. En raison de son importance et des précisions qu'elle apporte sur les limites de l'optique géométrique et de l'optique ondulatoire, le principe de la méthode de l'intégrale de phase est rappelé en Annexe 1.

Dans les travaux de VAN DER POL et BREMMER [3] le développement en série du champ dans l'espace

\* Cette étude est un Chapitre extrait du livre de F. DU CASTEL, « Propagation troposphérique et faisceaux hertziens transhorizon », paru aux Editions Chiron, Paris, 1961.

est fait par rapport aux fonctions harmoniques à symétrie sphérique (fonctions de LEGENDRE). On obtient une décomposition physique du champ en une onde directe, une onde réfléchie par le sol et des ondes réfractées et réfléchies dans le sol. Ces dernières ont une importance négligeable dans le champ total qui justifie l'étude des ondes directes et réfléchies seules. Une méthode de résidus, reprise de WATSON [4], permet de déterminer les valeurs propres. La recherche des pôles autour desquels sont développés les résidus est conduite à partir d'une relation identique à celle utilisée par ECKERSLEY [5].

Les solutions les plus élégantes, sinon les premières, des problèmes de diffraction ont été données par V. FOCK [6, 7, 8]\*. La nature physique des approximations utilisées, apparaît, dans la démonstration de V. FOCK, de façon beaucoup plus claire que dans les premières théories proposées. C'est, sauf indication contraire, la méthode de V. FOCK qui sera utilisée dans la présente étude. Cette méthode utilise des intégrales complexes dans l'expression d'une fonction d'affaiblissement  $V$  dérivée de la fonction de HERTZ. Initialement introduite par V. FOCK dans la résolution du problème de la diffraction du rayonnement électromagnétique autour de la terre considérée comme sphérique et plongée dans une atmosphère homogène, cette méthode a été ultérieurement étendue au cas d'autres volumes et au cas d'une atmosphère à indice variable.

1.2. LA MÉTHODE DES INTÉGRALES COMPLEXES

1.2.1. Equation intégrale du problème

Plaçons-nous dans un système de coordonnées sphériques,  $r\theta\varphi$  (fig. 1), avec pour centre le centre

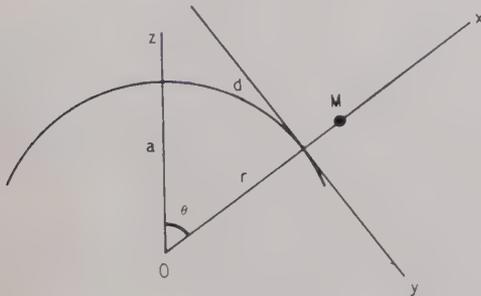


FIG. 1. — Système de coordonnées. On passe des coordonnées  $(r, \theta)$  aux coordonnées  $(x, y)$  par :

$$x = \frac{m}{a} a\theta \quad y = \frac{2}{a} m^2 (r - a)$$

\* Les travaux de V. Fock sur la diffraction n'ont pas été publiés en langue française ; quelques-uns d'entre eux viennent de faire l'objet d'une traduction en langue anglaise (Air Force Cambridge Research Center, Ed. N. Logan, Bedford, Mass., 1957) ; une partie de ces travaux est mentionnée dans le livre de G. BOUDOURIS [9]. Nous croyons que le travail présenté ici est la première synthèse en langue française de l'ensemble des travaux de V. Fock sur la diffraction et la première application systématique de la méthode de Fock à ces problèmes. Nous remercions le professeur V. Fock pour les documents qu'il nous a obligeamment communiqués.

de courbure de la surface, et pour axe polaire un axe passant par le point d'émission en polarisation horizontale et situé sur la surface.

L'équation d'onde de la fonction de HERTZ peut s'écrire en introduisant l'indice de réfraction, modifié pour tenir compte d'une certaine réfraction moyenne, ou module de réfraction  $M$  :

$$M(z) = N(z) - \frac{z}{a} \tag{2}$$

$z$  étant l'altitude,  $a$  le rayon de courbure effectif de la surface,  $N$  le coindice de réfraction. L'équation d'onde est alors :

$$\Delta U + k^2 M^2 U = 0 \tag{3}$$

Pour tenir compte de la variation de rayonnement dans la direction de propagation on peut introduire, au lieu de la fonction de HERTZ  $U$ , une fonction d'affaiblissement  $V$  telle que :

$$U = \frac{e^{ja\theta}}{a\theta} V \tag{4}$$

$a\theta$  représentant la distance angulaire. Ceci revient à considérer l'affaiblissement par rapport à l'espace libre. Notons qu'il s'agit d'une surface à grand rayon de courbure et que par conséquent on a :

$$ka \gg 1$$

A une certaine distance de l'émetteur, la fonction  $V$  doit être une fonction lentement variable des coordonnées. Pour tenir compte de ce fait, remplaçons les hauteurs  $r - a = h$  et la distance  $a\theta = d$  par des grandeurs normalisées  $x$  et  $y$  telles que  $V$ ,  $\frac{\partial V}{\partial x}$  et  $\frac{\partial V}{\partial y}$  soient de même ordre en posant par exemple :

$$a\theta = \frac{ax}{m} \quad r - a = \frac{ay}{n} \tag{5}$$

Pour tenir compte en outre du rôle important joué par le plan tangent à l'origine, on peut choisir :

$$n = 2 m^2$$

et introduire les grandeurs normalisées :

$$x = \frac{d}{d_0} \quad \text{avec} \quad d_0 = \frac{a}{m} \tag{6}$$

$$y = \frac{h}{h_0} \quad \text{avec} \quad h_0 = \frac{a}{2 m^2} \tag{7}$$

Puisque  $ka \gg 1$ , il est évident que  $m$  sera grand : on peut alors développer l'équation de propagation en fonction des coordonnées  $x, y$  en négligeant les

puissances supérieures de  $\frac{1}{m}$ . L'expression de  $\Delta U$  en coordonnées sphériques, puis le passage aux coordonnées  $x, y$  conduit alors aisément à l'équation différentielle en  $V$  :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{ka}{2m^3} \left\{ j \frac{\partial V}{\partial x} + \left[ p(y) - \frac{1}{2x} \right] V \right\} = 0 \quad (8)$$

expression dans laquelle on a posé :

$$p(y) = 2m^2 M(z) \quad (9)$$

Pour que les conditions aux limites soient respectées pour  $ka \rightarrow \infty$ , c'est-à-dire sur un sol plan, on est conduit à prendre  $m^3$  proportionnel à  $ka$ , soit :

$$m = \left( \frac{ka}{2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (10)$$

et l'équation différentielle (8) devient :

$$\left[ \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + j \frac{\partial V}{\partial x} + \left[ p(y) - \frac{1}{2x} \right] V = 0 \right] \quad (11)$$

Notons que les distance et hauteur de référence  $d_0$  et  $h_0$  avec la valeur (10) de  $m$  et  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , prennent la forme :

$$\left[ d_0 = \left( \frac{\lambda a^2}{\pi} \right)^{\frac{1}{3}} \right] \quad (12)$$

$$\left[ h_0 = \left( \frac{\lambda^2 a}{8\pi^2} \right)^{\frac{1}{3}} \right] \quad (13)$$

Les courbes I et II permettent le calcul de  $d_0$  et  $h_0$ .

### 1.2.2. Conditions aux limites

Etudions maintenant les conditions aux limites, quand  $x$  ou  $y$  tendent vers zéro.

Pour  $y = 0$  c'est-à-dire à la surface de la terre, une expression approchée de la condition aux limites a été donnée par LEONTOVITCH [10, 11].

Soit  $\eta_0$  l'impédance intrinsèque de l'atmosphère, et  $\eta$  celle de la surface. On a sensiblement pour l'impédance du vide  $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$  ohms. Pour la surface, de constante diélectrique  $\epsilon$ , de perméabilité  $\mu$  voisine de  $\mu_0$  dans le vide, et de conductibilité  $\sigma$ , on a pour constante diélectrique complexe :

$$\epsilon' = \epsilon + j \frac{\sigma}{\omega}$$

et pour impédance intrinsèque :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}}$$

L'impédance intrinsèque de la surface est toujours beaucoup plus grande, en module, que celle du vide :

$$|\eta| \gg \eta_0$$

Compte tenu de cette remarque, LEONTOVITCH pose une relation entre les champs électriques  $E_\theta$  et magnétique  $H_\varphi$  à la surface. Les axes de coordonnées au point considéré de la surface étant  $r'$  ( $= a$ ),  $\theta'$ ,  $\varphi'$ , cette relation s'écrit :

$$E_{\theta'} = -\frac{\eta}{\eta_0} H_{\varphi'} \quad (14)$$

Pour la fonction de HERTZ  $U$ , cette relation devient (pour  $r = a$ ) :

$$\frac{\partial (r U)}{\partial r} = -jk \frac{\eta}{\eta_0} (r U) \quad (15)$$

et pour la fonction d'affaiblissement  $V$ , dans le système de coordonnées  $x, y$  :

$$\left[ \frac{\partial V}{\partial y} + \left( \delta + j \frac{x}{2} \right) V = 0 \right] \quad \text{pour } y = 0$$

en posant :

$$\left[ \delta = jm \frac{\eta}{\eta_0} \right] \quad (17)$$

Pour  $x \rightarrow 0$ , c'est-à-dire au voisinage du plan tangent à l'horizon, on doit tendre vers les conditions de propagation dans la zone d'interférence. Pour un maximum de champ dans cette zone, on aurait  $V = 2$  et la condition aux limites peut s'écrire :

$$\left[ \frac{V-2}{\sqrt{x}} \right] \rightarrow 0 \quad \text{pour } x \rightarrow 0 \quad (18)$$

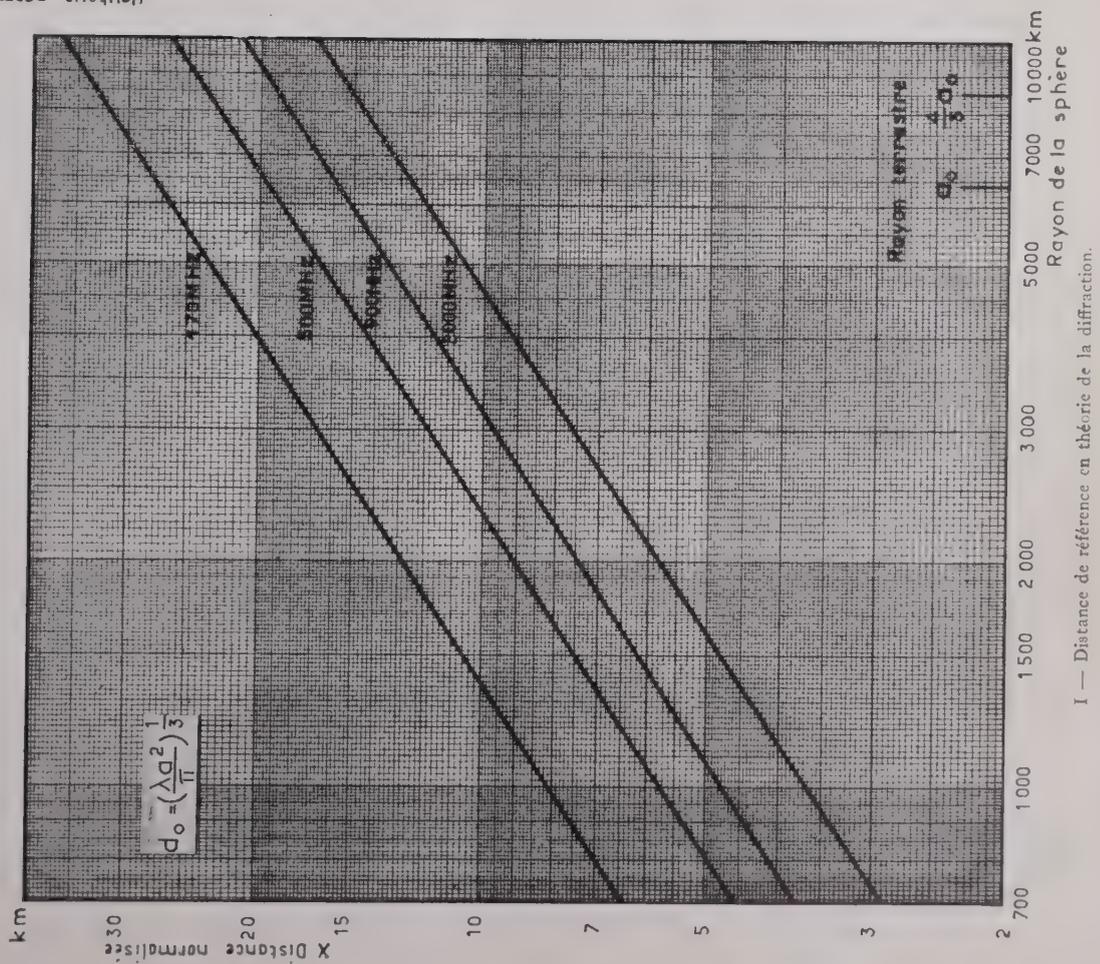
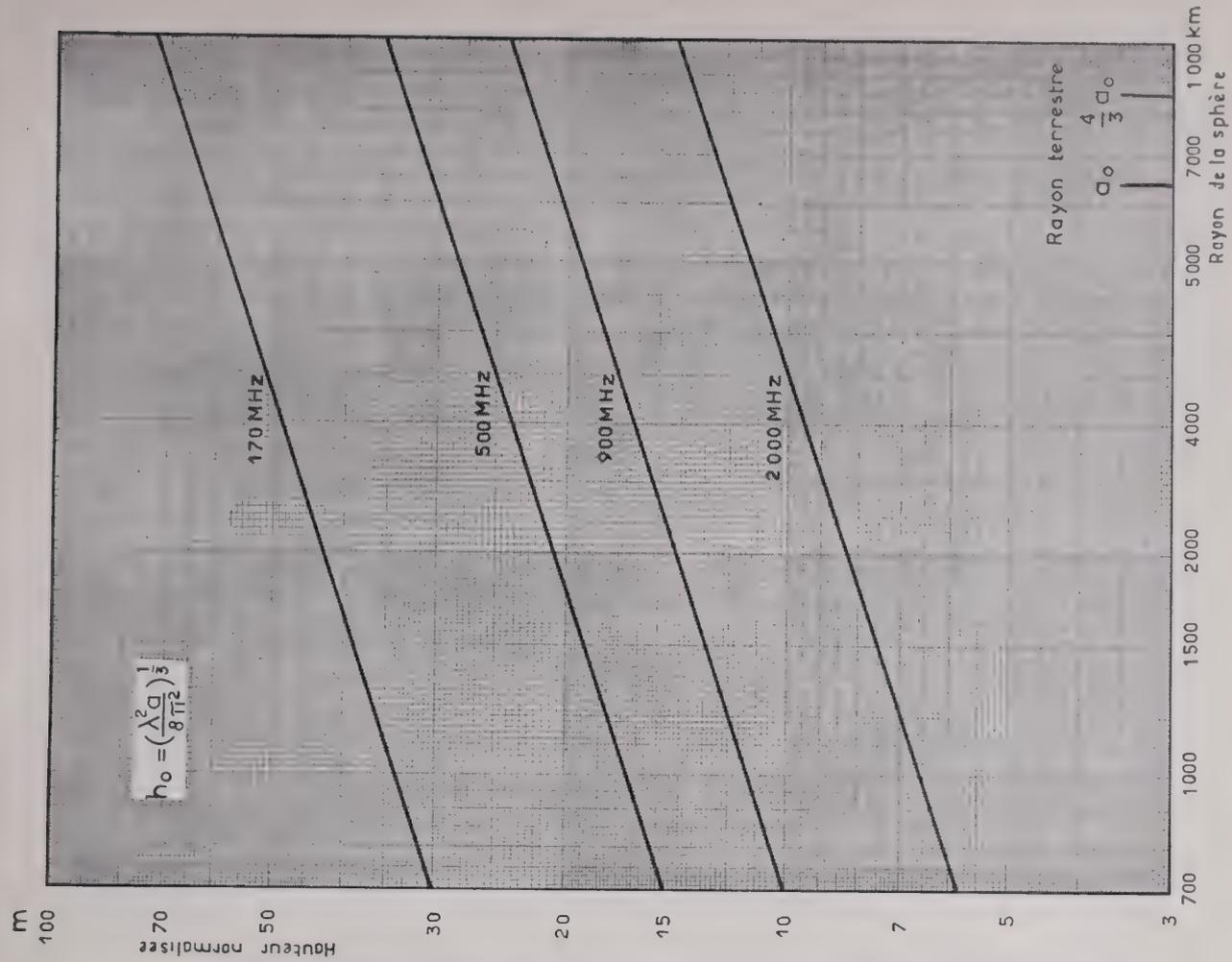
### 1.2.3. Solution générale

Revenons alors à l'équation différentielle en  $V$  (11), on constate la présence d'une singularité pour  $x = 0$ , qui conduit à remplacer la fonction  $V$  par une fonction  $W$  telle que :

$$V = \sqrt{x} W \quad (19)$$

L'équation différentielle en  $W$  est alors :

$$\frac{\partial^2 W}{\partial y^2} + j \frac{\partial W}{\partial x} + p(y) W = 0 \quad (20)$$



I — Distance de référence en théorie de la diffraction.

II — Hauteur de référence en théorie de la diffraction.

et les conditions aux limites deviennent :

$$\frac{\partial W}{\partial y} + \delta W = 0 \quad \text{pour } y = 0 \quad (21)$$

$$W - \frac{2}{\sqrt{x}} e^{j\frac{x}{2}} \rightarrow 0 \quad \text{pour } x \rightarrow 0 \quad (22)$$

L'équation en  $W$  est soluble par la méthode de séparation des variables et la condition aux limites pour  $x \rightarrow 0$  montre que la solution ainsi trouvée est unique. Posons :

$$W = X(x) Y(y) \quad (23)$$

on a, en introduisant un paramètre  $t$  :

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} \frac{1}{Y} + p(y) = -j \frac{dX}{dx} \frac{1}{X} = t$$

ou, d'une part :

$$\frac{\partial X}{\partial x} + jt X = 0$$

dont la solution est :

$$X = e^{jtx} \quad (24)$$

et, d'autre part :

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + q^2(y, t) Y = 0 \quad (25)$$

en posant :

$$q^2(y, t) = p(y) - t \quad (26)$$

Soit  $Y = f(y, t)$  une solution de cette équation (25). Pour satisfaire à la condition aux limites pour  $y = 0$ , on doit avoir :

$$\frac{df(0, t)}{dt} - \delta f(0, t) = 0 \quad (27)$$

La solution générale en  $W$ , satisfaisant à la condition aux limites pour  $y = 0$  peut alors se mettre sous la forme :

$$W = \int_C \frac{e^{jtx} f(y, t)}{\frac{df(0, t)}{dt} - \delta f(0, t)} \psi(t) dt \quad (28)$$

le contour  $C$  étant un contour fermé contenant toutes les racines de l'équation (27).

Quant à la fonction  $\psi(t)$ , on peut la déterminer

par la condition aux limites pour  $x \rightarrow 0$ , qui conduit à prendre pour  $\psi(t)$  la valeur constante :

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-j\frac{\pi}{4}}$$

En revenant alors à la fonction d'affaiblissement  $V$ , on a la solution générale :

$$V = e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{x}{\pi}} \int_C \frac{e^{jtx} f(y, t)}{\frac{df(0, t)}{dt} - \delta f(0, t)} dt \quad (28)$$

Ce raisonnement est valable pour l'émetteur à la surface de la sphère, mais, par application du principe de réciprocité, il est aisé de trouver la solution générale de la fonction d'affaiblissement, dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont surélevés aux hauteurs  $h_1$  et  $h_2$ , soit aux hauteurs normalisées  $y_1$  et  $y_2$  ; on a, avec  $y_2 > y_1$  :

$$V = e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{x}{\pi}} \int_C e^{jtx} F(y_1, y_2, t) dt \quad (29)$$

avec :

$$F(y_1, y_2, t) = -\frac{1}{2j} \quad (30)$$

$$f_1(y_2, t) \left[ \frac{f_2(y_1, t) - f_1(y_1, t)}{\frac{d}{dt} f_2(0, t) - \delta f_2(0, t)} \right]$$

$f_1$  et  $f_2$  étant deux solutions indépendantes de l'équation (25), et le contour  $C$  étant, dans le plan complexe des  $t$ , un contour englobant dans le sens positif tous les pôles de la fonction d'intégration  $F$ .

Il est possible de développer en série la fonction d'affaiblissement  $V$  autour des pôles  $t_n$  de  $F$ , qui sont aussi les racines de l'équation aux limites :

$$\frac{d}{dt} f(0, t) - \delta f(0, t) = 0$$

on a : (31)

$$V = e^{-j\frac{\pi}{4}} 2 \sqrt{\frac{x}{\pi}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{jxt_n}}{t_n - \delta^2} \varphi(y_1, t_n) \varphi(y_2, t_n)$$

avec :

$$\varphi(y, t) = \frac{f_1(y, t_n)}{f_1(0, t_n)} \quad (32)$$

Dans le cas des ondes ultra courtes, la fig. 2 montre que  $\delta$  est assez grand pour qu'on puisse faire tendre  $\delta$  vers l'infini. Pour  $\delta \rightarrow \infty$  on a alors :

$$V = e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{x}{\pi}} \int_C e^{jxt} F(y_1, y_2, t) dt \quad (33)$$

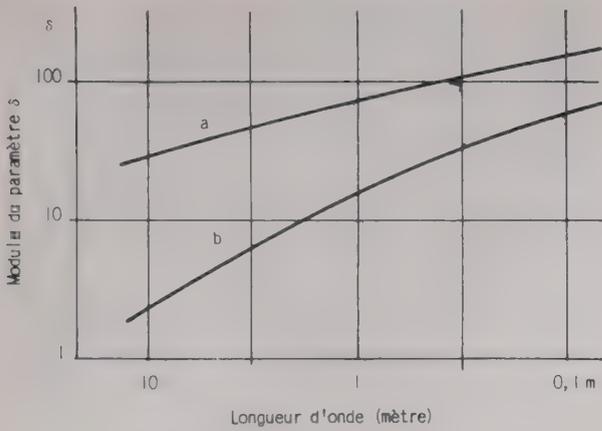


FIG. 2. — Caractéristiques du sol. Le paramètre  $\delta = j \left(\frac{ka}{z}\right)^{\frac{1}{3}} \frac{\eta}{\eta_0}$  est calculé pour un sol humide (a) et pour la mer (b). (d'après [12]).

avec : (34)

$$F = -\frac{1}{2j} f_1(y_2, t) \left[ f_2(y_1, t) - \frac{f_2(0, t)}{f_1(0, t)} f_1(y_1, t) \right]$$

et :

$$V = e^{j\frac{\pi}{4}} 2 \sqrt{\pi x} \sum_{n=1}^{\infty} e^{jx t_n} \varphi(y_1, t_n) \varphi(y_2, t_n) \quad (35)$$

avec :

$$\varphi(y, t_n) = \frac{f_1(y, t_n)}{f_1(0, t_n)} \quad (36)$$

Remarquons que, sous la forme (31), le développement en série de la fonction d'affaiblissement  $V$  met en évidence les modes propres du rayonnement, chaque mode caractérisant une possibilité de propagation du rayonnement satisfaisant aux conditions aux limites, dont la sommation donne la fonction d'affaiblissement totale.

## 2. Diffraction autour de la terre en atmosphère homogène

### 2.1. THÉORIE GÉNÉRALE

Dans le cas de la diffraction sphérique en atmosphère homogène, l'indice  $n$  est supposé constant et peut être pris égal à 1. On a donc :

$$p(y) = y \quad (37)$$

Les fonctions  $f(y, t)$  peuvent alors s'exprimer par des fonctions à une seule variable  $w(t)$  :

$$f(y, t) = w(t - y) \quad (38)$$

les fonctions  $w(t)$  étant solutions de l'équation différentielle :

$$\frac{d^2 w}{dt^2} - tw = 0 \quad (39)$$

Ces solutions peuvent s'exprimer par une intégrale complexe le long d'un contour  $\Gamma$  (intégrales d'Airy) :

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\Gamma_i} e^{t\zeta - \frac{\zeta^3}{3}} d\zeta \quad (40)$$

le contour  $\Gamma_i$  étant défini par  $(e^{\pm j\frac{2\pi}{3}} \infty, 0)$  et  $(0, \infty)$  dans le plan complexe des  $\zeta$ . Le signe  $-$  correspond à  $i = 1$ , le signe  $+$  à  $i = 2$  (fig. 3).

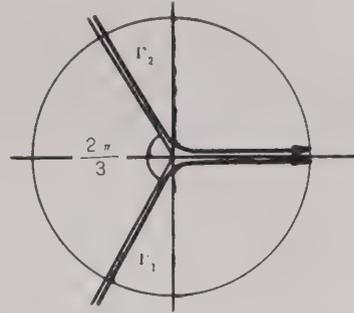


FIG. 3. — Intégrales d'Airy. Contour d'intégration  $\Gamma_i$  intervenant dans la fonction :

$$w_i(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\Gamma_i} e^{t\zeta - \frac{\zeta^3}{3}} d\zeta$$

La fonction d'affaiblissement peut alors se mettre sous la forme :

$$V = e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{x}{\pi}} \frac{j}{2} \int_C e^{jtx} w_1(t - y_2) w_1(t - y_1) \left[ \frac{w_2(t - y_1)}{w_1(t - y_1)} - \frac{\frac{d}{dt} w_2(t) - \delta w_2(t)}{\frac{d}{dt} w_1(t) - \delta w_1(t)} \right] dt \quad (41)$$

le contour d'intégration  $C$  étant le contour  $(j\infty, 0)$   $(0, \infty)$ .

Si l'on considère, non plus une onde sphérique, mais une onde plane, la fonction d'affaiblissement qui ne dépend plus que de  $x$  et  $y$  prend la forme plus simple :

$$W = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{j}{2} \int_C e^{jtx} \left[ w_2(t - y) - \frac{\frac{d}{dt} w_2(t) - \delta w_2(t)}{\frac{d}{dt} w_1(t) - \delta w_1(t)} \right] dt \quad (42)$$

le contour  $C$  étant le même que précédemment.

Ces fonctions d'affaiblissement peuvent être transformées en série, mettant en évidence les pôles  $t_n$

de la fonction  $w_1(t)$ , qui sont aussi les racines de l'équation aux limites :

$$\frac{d^2 w_1}{dt^2} - \delta w_1 = 0 \tag{43}$$

On obtient : (44)

$$V = e^{j\frac{\pi}{4}} 2 \sqrt{\pi x} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{jx t_n}}{t_n - \delta^2} \frac{w_1(t_n - y_1)}{w_1(t_n)} \frac{w_1(t_n - y_2)}{w_1(t_n)}$$

et

$$W = j 2 \sqrt{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{jx t_n}}{t_n - \delta^2} \frac{w_1(t_n - y)}{w_2^1(t_n)} \tag{45}$$

2.2. APPLICATIONS PRATIQUES

Les applications numériques des expressions générales des fonctions d'affaiblissement sont difficiles dans le cas général. On constate en effet que les développements en séries utilisées ne sont que très lentement convergents, particulièrement à courte distance derrière l'horizon.

Il est alors nécessaire de faire des approximations sur la valeur des termes négligés. Avant de passer au cas plus simple de la propagation des ondes ultra courtes à une certaine distance au-delà de l'horizon, on donnera quelques indications sur la nature de ces approximations en raison de leur intérêt physique.

2.2.1. Approximations générales

En ce qui concerne le paramètre  $\delta$ , caractérisant la nature de la surface du sol, on peut n'étudier en premier lieu que les cas limites  $\delta = 0$  et  $\delta \infty$ , les cas intermédiaires pouvant se déduire en général de ces deux cas.

Les approximations utilisées diffèrent, selon qu'on considère le cas des faibles hauteurs ( $y \ll 1$ ) ou le cas des grandes hauteurs ( $y \gg 1$ ).

Dans le cas de hauteurs nulles, la fonction de AIRY peut s'exprimer à partir des fonctions de HAENKEL de 1<sup>re</sup> espèce et d'ordre  $1/3$  :

$$w_1(t) = \left(\frac{2}{3}\right)^{\frac{1}{3}} t^{\frac{1}{2}} H_{\frac{1}{3}}^{(1)}\left(\frac{2}{3} t^{\frac{3}{2}}\right) \tag{46}$$

L'équation asymptotique s'écrit alors\* :

$$e^{-j\frac{\pi}{3}} H_{\frac{2}{3}}^{(1)}\left(\frac{2}{3} t^{\frac{3}{2}}\right) - \frac{\delta}{t^{\frac{1}{2}}} H_{\frac{1}{3}}^{(1)}\left(\frac{2}{3} t^{\frac{3}{2}}\right) = 0 \tag{47}$$

\* Cette équation est identique à celle utilisée par H. BREMMER [13] et appelée « approximation de HAENKEL ». Dans la théorie de BREMMER cette équation apparaît comme une approximation mathématique, alors que dans la théorie de FOCK elle a la même signification physique que la condition aux limites de LEONTOVITCH. Dans un premier travail BREMMER avait utilisé une approximation moins rigoureuse, dite « approximation de la tangente » [12].

Les racines  $t_n$  de cette équation peuvent se calculer à partir des tables des fonctions de BESSEL. Les calculs ont été faits notamment par BREMMER [13] et les collaborateurs de V. FOCK [12].

La fonction d'affaiblissement se met alors sous la forme :

$$V = e^{j\frac{\pi}{4}} 2 \sqrt{\pi x} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{jx t_n}}{t_n - \delta^2} \tag{48}$$

Dans le cas des petites hauteurs,  $y \ll 1$ , on peut utiliser pour le facteur de hauteur l'expression approchée :

$$\frac{w(t-y)}{w(t)} \simeq \text{ch}(y t^{\frac{1}{2}}) - \frac{\delta}{\frac{1}{t^{\frac{1}{2}}}} \text{sh}(y t^{\frac{1}{2}}) \tag{49}$$

et multiplier chaque terme de la série précédente par le facteur de hauteur correspondant.

Dans le cas où l'une des hauteurs est grande,  $y \gg 1$ , on peut utiliser le développement asymptotique :

$$w(t-y) \simeq e^{j\frac{\pi}{4} + j\frac{2}{3}y^{\frac{3}{2}} - jt y^{\frac{1}{2}}} y^{\frac{1}{4}} \tag{50}$$

qui permet de passer du cas de l'onde sphérique au cas de l'onde plane par la relation :

$$V(x, y, y') = e^{j\frac{2}{3}y^{\frac{3}{2}} x^{\frac{1}{2}} y^{-\frac{1}{4}}} W(x - \sqrt{y}, y') \tag{51}$$

Cette possibilité physique de passage du cas de l'onde sphérique à celui de l'onde plane a été établie en premier par WATSON [4] ; la méthode de FOCK permet d'en apprécier la valeur d'approximation.

Si les deux hauteurs  $y$  et  $y'$  sont grandes, la fonction d'affaiblissement peut encore, en considérant la fonction  $W$  du passage en onde plane (51), se mettre sous la forme :

$$W(z, y) = e^{j\frac{2}{3}y^{\frac{3}{2}} z^{\frac{1}{2}} y^{-\frac{1}{4}}} \Phi(\xi, \eta, \delta) \tag{52}$$

où  $\Phi$  est une fonction de  $\delta$  et de  $\xi, \eta$  tels que :

$$\xi = z - \sqrt{y} \qquad \eta = y^{\frac{1}{4}} \tag{53}$$

qui peut se décomposer en 2 termes, dont l'un indépendant de  $\delta$  :

$$\Phi(\xi, \eta, \delta) = \Phi_0(\xi, \eta) + \Phi_1(\xi, \delta) \tag{54}$$

avec

$$\Phi_0(\xi, \eta) = e^{-j\frac{\pi}{4} - j\xi^{\frac{2}{3}} \eta^{\frac{3}{2}}} \frac{\eta}{\sqrt{\pi}} \int_{\xi\eta}^{\infty} e^{jt^3} dt \tag{55}$$

Sous cette forme, on reconnaît dans  $\Phi_0$  la fonction d'affaiblissement correspondant à la diffraction sur

un écran plan telle qu'elle résulterait du principe de HUYGHENS. Le second terme  $\Phi_1$ , qui dépend de la nature et de la forme de l'obstacle réel, est négligeable au voisinage de l'horizon, mais devient prépondérant à grande distance. On peut donc dire, que, dans ce cas, la diffraction sphérique est équivalente à la diffraction par un écran, mais avec un terme secondaire qui devient prépondérant à grande distance. Les hypothèses employées permettent de préciser les limites d'emploi du principe de HUYGHENS dans le cas de la diffraction sphérique.

D'un point de vue pratique, on peut faire le calcul numérique à partir du développement en série de  $\Phi$  sous la forme :

$$\Phi = e^{j\frac{3\pi}{4}} 2 \sqrt{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{j\xi t_n}}{t_n - \delta^2} \frac{1}{w^2(t_n)}$$

Ces diverses approximations, et les calculs numériques correspondants ont fait l'objet de nombreux travaux, pour leur donner une forme utilisable en pratique [12, 13, 14, 15]. L'U.I.T. a notamment publié en atlas des courbes calculées dans la plupart des cas usuels\*.

### 2.2.2. Cas des ondes ultracourtes

Dans le cas des ondes ultracourtes on a vu, en premier lieu, que l'approximation  $\delta \infty$  était acceptable (fig. 2).

D'autre part la zone de transition, c'est-à-dire la proximité immédiate de l'horizon manque d'intérêt pratique en ce qui concerne les faisceaux hertziens transhorizon. Or c'est cette zone qui présente les plus grandes difficultés pour déterminer les approximations valables.

Enfin, l'importance des irrégularités de la surface du sol, c'est-à-dire du relief, s'accroît lorsque la longueur d'onde du rayonnement devient plus courte.

Il en résulte que, indépendamment même du rôle de la troposphère, dont les irrégularités sont négligées dans la théorie de la diffraction, il ne faut pas demander à cette théorie autre chose qu'une estimation approximative de l'affaiblissement. On sait d'ailleurs que, même à faible distance au delà de l'horizon, les champs sont affectés de variations, que la théorie de la diffraction ne permet pas de prévoir.

Aussi peut-on se contenter en pratique de l'utilisation du premier terme du développement en série de la fonction d'affaiblissement, c'est-à-dire considérer le premier mode caractéristique comme prépondérant.

L'affaiblissement en fonction de la distance normalisée  $\frac{d}{d_0}$  et le gain de hauteur en fonction de la

hauteur normalisée  $\frac{h}{h_0}$  sont donnés, pour ce mode,

par les courbes III et IV. Les distance et hauteur de référence  $d_0$  et  $h_0$ , pour chaque gamme de fréquence, sont données en fonction du rayon de la sphère  $a$  par les courbes I et II. Le rayon à utiliser dans une liaison donnée sera celui de la sphère se rapprochant le plus du profil de réel la liaison.

## 3. Diffraction par le relief

### 3.1. THÉORIE GÉNÉRALE

#### 3.1.1. Formulation

Lorsque les horizons des extrémités d'une liaison se rapprochent, le rayon de courbure longitudinal de la surface représentative du relief décroît. A la limite on tend vers un rayon nul c'est-à-dire un écran plan. Il devient moins justifiable de considérer une sphère comme modèle représentatif, lorsque les courbures longitudinales et transversales diffèrent notablement. Aussi a-t-on songé à utiliser un cylindre comme modèle de surface de diffraction.

Le problème de la diffraction par un cylindre, de rayon de courbure  $a$  dans le plan de propagation, diffère quelque peu de celui de la diffraction par une sphère. Il a fait l'objet de nombreux travaux, depuis ceux de FRESNEL et KIRCHHOFF sur la diffraction par un écran plan. Mais c'est seulement récemment que les travaux de RICE [16] d'une part sur la diffraction par un cylindre parabolique et de WAIT et CONDA [17] d'autre part sur la diffraction par un cylindre circulaire, ainsi que ceux de NEUGEBAUER et BACHYNSKI [18] et de KELLER [19], ont permis une formulation complète du problème, rejoignant les travaux de FOCK [20] sur l'extension des formules de diffraction sphérique du cas général des corps convexes.

Si la mise en équation du problème est proche du cas de la diffraction sphérique, la formulation des conditions aux limites est plus délicate.

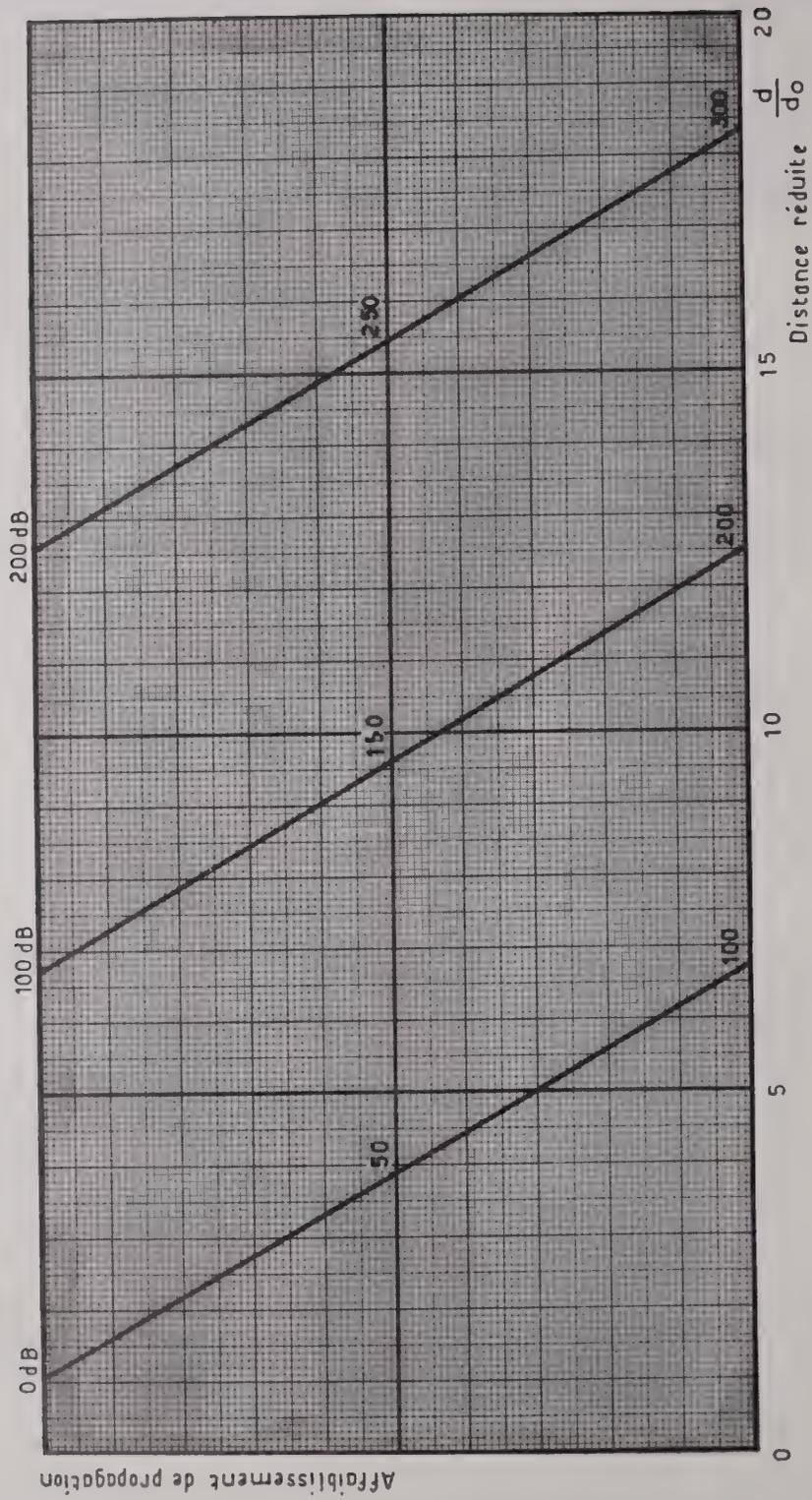
On conçoit que cette mise en équation conduise à des formules voisines de celles utilisées dans le cas des grandes hauteurs (formules (52) et suivantes) où la fonction d'affaiblissement  $V$  peut se décomposer en deux termes. Le premier  $V_0$  est fonction des seules caractéristiques géographiques de la liaison, et correspond à la diffraction par un écran plan. Le second  $V_1$  est fonction des caractéristiques de la surface et peut être considéré comme un terme correctif.

Les conditions aux limites interviendront dans l'expression de ce second terme  $V_1$ . Lorsqu'on est en polarisation horizontale l'approximation de LEONTOVITCH (14) peut être utilisée :

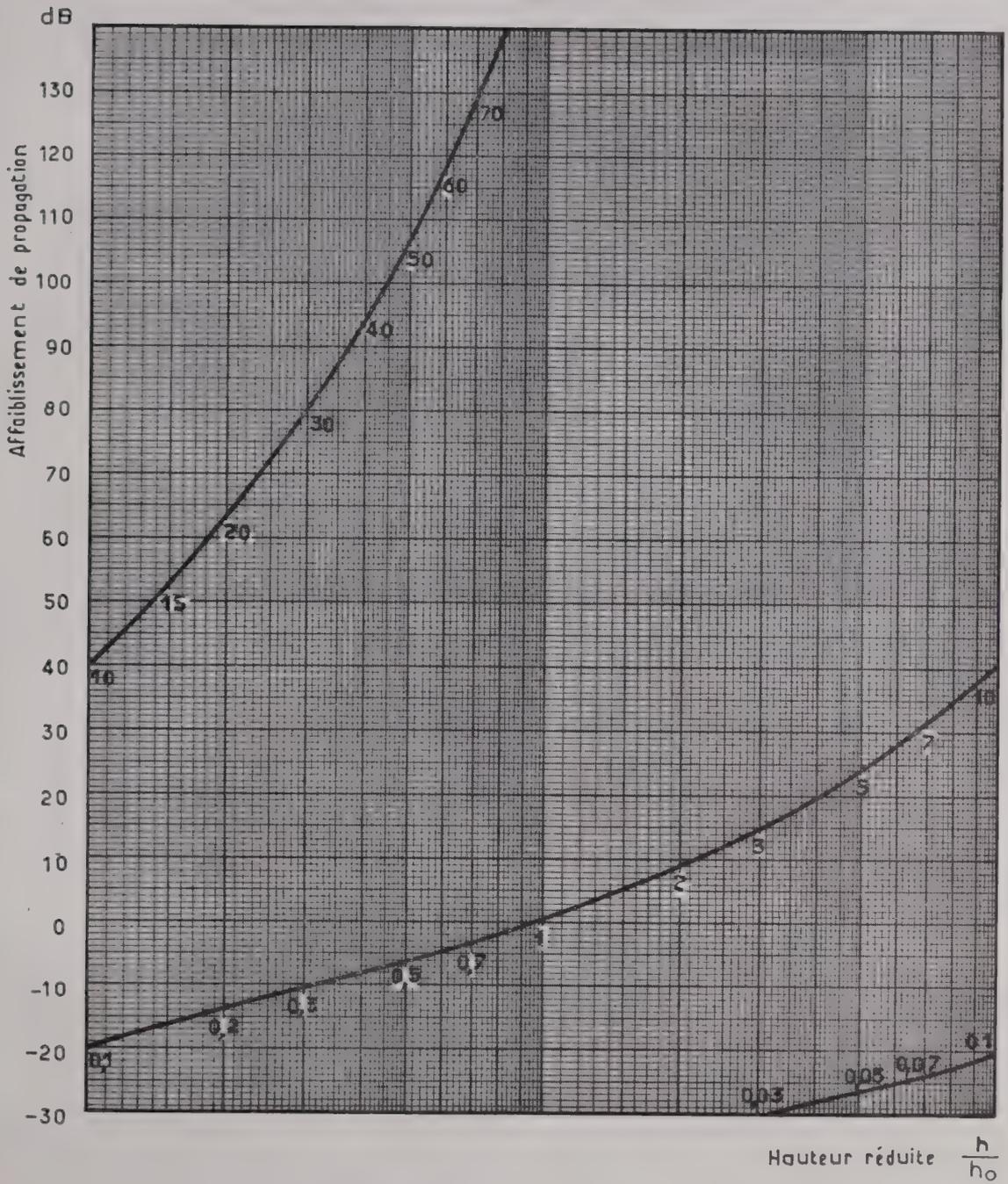
$$E_{\theta} = - \frac{\eta}{\eta_0} H_{\phi}$$

Elle conduit à prendre le cas  $\delta \infty$  comme approximation pour les ondes ultracourtes, la surface de diffraction étant considérée comme conductrice.

\* « Atlas des courbes de propagation de l'onde de sol pour les fréquences comprises entre 30 et 10 000 Mc/s », U.I.T., 1959.



III — Fonction d'affaiblissement en diffraction sphérique.



IV — Gain de hauteur en diffraction sphérique.

Mais dans le cas de polarisation verticale, le vecteur champ magnétique incident, étant normal à l'axe du cylindre, induit dans celui-ci des courants, dont la distribution réagira sur le champ diffracté. Ainsi, alors que dans le premier cas le second terme  $V_1$  intervenait comme un affaiblissement supplémentaire au cas de la diffraction par un écran plan, on conçoit qu'il n'en soit pas de même dans le second cas, en raison de cette distribution des courants induits. On serait alors conduit à poser comme condition aux limites :

$$H_{\theta'} = -\frac{\eta}{\eta_0} E_{\phi'}$$

ce qui entraînerait de remplacer le paramètre  $\delta$  (17) :

$$\delta = -j \left(\frac{ka}{2}\right)^{\frac{1}{3}} \frac{\eta}{\eta_0}$$

par un paramètre  $\delta_1$  :

$$\delta' = -j \left(\frac{ka}{2}\right)^{\frac{1}{3}} \frac{\eta_0}{\eta}$$

Dans ces conditions ce serait le cas  $\delta = 0$  qu'il conviendrait de considérer comme approximation.

Cependant, dans le cas pratique des liaisons terrestres en ondes ultra-courtes, cette différence de comportement des deux polarisations ne correspond pas à la réalité. Ceci provient de ce que les courants induits en polarisation verticale ne peuvent réellement se développer en raison des irrégularités de la section transversale de l'obstacle.

Aussi peut-on considérer que la formulation plus générale des conditions de LEONTOVITCH en polarisation horizontale correspond mieux à la réalité.

### 3.1.2. Solutions

On est alors conduit à écrire la fonction d'affaiblissement  $V$  sous la forme :

$$V(x, y_1, y_2) = V_0(\xi, \eta) - V_1(\xi, \eta, \delta) \quad (56)$$

en posant comme nouvelles coordonnées géographiques (fig. 4) :

$$\xi = x - \frac{y_1^2}{1} + \frac{y_2^2}{2} \quad \eta = \frac{y_1^4 y_2^4}{\left(\frac{1}{1} + \frac{1}{2}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (57)$$

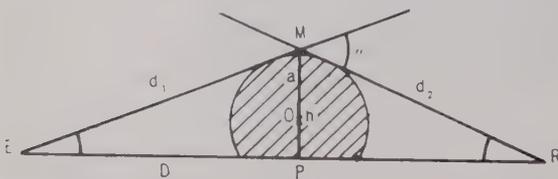


FIG. 4. — Diffraction par le relief. On considère la diffraction par l'écran plan MP ou par la surface de rayon de courbure MO.

avec pour expression de  $V_0$  :

$$V_0 = e^{j\frac{\pi}{4}} \frac{x^{\frac{1}{2}}}{\left(\frac{y_1^2}{1} + \frac{y_2^2}{2}\right)^{\frac{1}{2}}} F(\zeta) \quad (58)$$

en posant :

$$F(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\zeta} e^{jt^2} dt \quad (59)$$

et :

$$\zeta = \xi \eta \quad (60)$$

La fonction  $F(\zeta)$  est l'intégrale de FRESNEL de la diffraction par un écran plan (cf. Annexe II).

L'expression de  $V_1$  est :

$$V_1 = e^{j\frac{\pi}{4}} \frac{x^{\frac{1}{2}}}{\frac{y_1^4 y_2^4}{1^2}} G(\xi) \quad (61)$$

avec :

$$G(\xi) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left[ \int_0^{\infty} e^{jt\xi} \frac{w_2 - \delta w_2'}{w_1 - \delta w_1'} dt + e^{-j\frac{\pi}{6}} \int_0^{\infty} e^{jt\xi} \frac{e^{-j\frac{\pi}{6}} w_2 - \delta e^{-j\frac{2\pi}{3}} w_2'}{w_1 - \delta e^{-j\frac{2\pi}{3}} w_1'} dt \right] \quad (62)$$

$w_1$  et  $w_2$  étant les intégrales d'AIRY, et  $w_1' w_2'$  leurs dérivées par rapport à  $t$ .

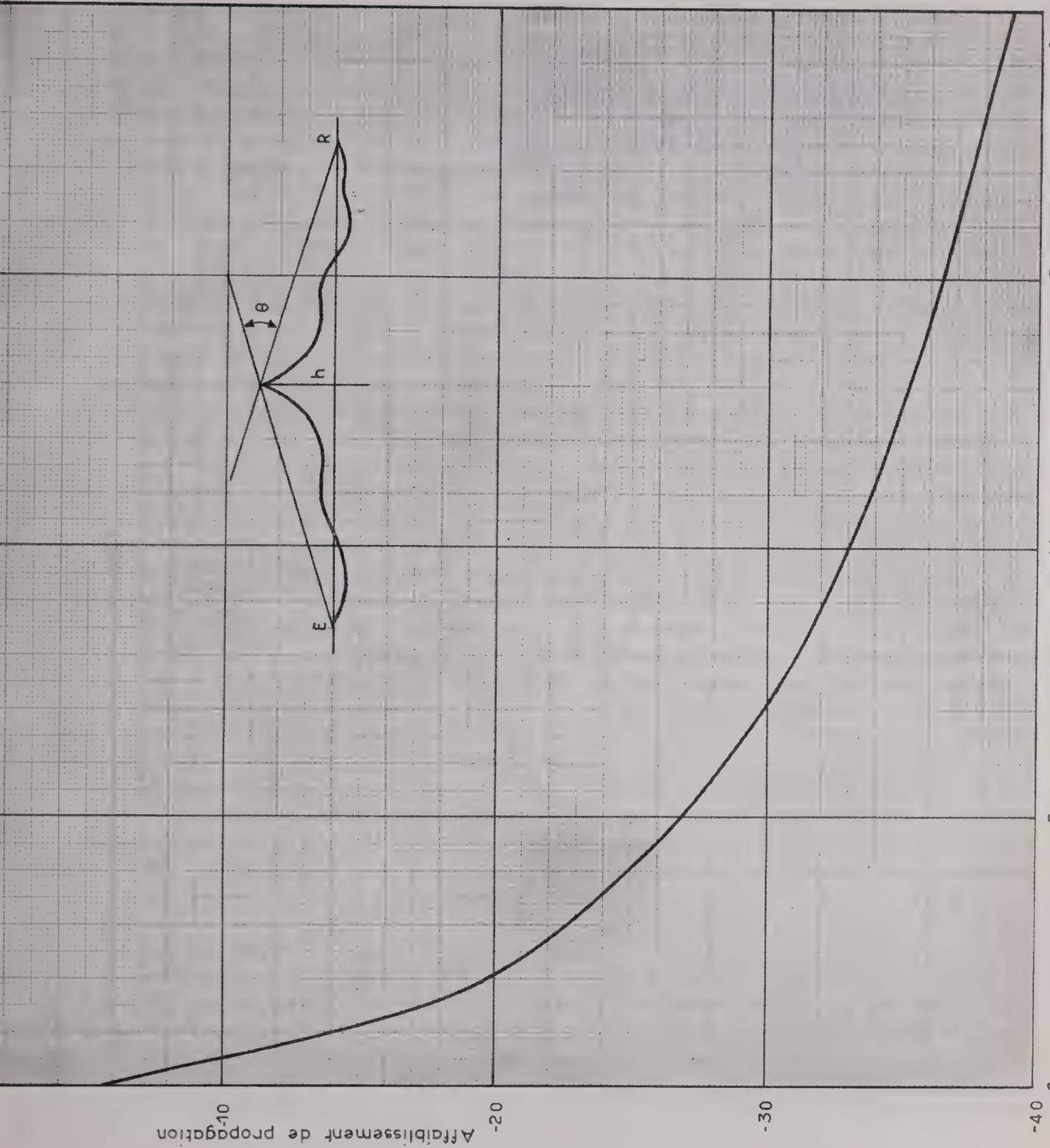
Les résultats diffèrent très peu si l'on considère soit un cylindre circulaire de rayon  $a$ , soit un cylindre parabolique de paramètre  $a$ .

### 3.2. APPLICATIONS PRATIQUES

Le calcul pratique d'une liaison en ondes ultra-courtes par diffraction sur le relief utilise les approximations des résultats généraux précédents. Ces approximations tiennent compte, d'une part de la faible valeur de l'angle de diffraction  $\theta$ , d'autre part de la condition aux limites pour  $\delta \infty$ .

Le terme principal d'affaiblissement  $V_0$  est calculé à partir de l'intégrale de FRESNEL (59). Il correspond au cas de l'écran plan. Sa valeur exprimée par rapport à l'espace libre est donnée avec l'approximation correspondant au cas de l'onde plane, sur la courbe  $V$  en fonction, non du paramètre  $\zeta$  (60) mais du paramètre  $v$ , plus pratique dans les calculs :

$$v = \left(\frac{2 h \theta}{\lambda}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (63)$$



V — Affaiblissement de diffraction sur écran plan

Notons que, pour  $\nu > -1$ , on a l'approximation :

$$|V_0| = \frac{0,225}{\nu}$$

On remarquera que l'affaiblissement dans la zone d'ombre croît beaucoup moins vite que dans le cas de la diffraction sphérique.

Le terme correctif d'affaiblissement  $V_1$  est calculé par un développement en série de la fonction  $G(\zeta)$  (62) autour des racines  $t_n$  de l'équation aux limites, écrite avec  $\delta\infty$ , soit :

$$w'(t_n) = 0$$

Sa valeur, exprimée en affaiblissement supplémentaire, est donnée sur la courbe VI\* en fonction du paramètre  $\zeta$  ou plus précisément du paramètre  $u$  :

$$u = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^{\frac{1}{3}} \theta \quad (64)$$

Notons que pour  $u > 1$  on a l'approximation du développement de  $V_1$  :

$$V_1 = 2 \sqrt{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} e^{jn t_n} \frac{1}{w^2(t_n)}$$

Ces résultats concernent l'approximation d'une onde plane. Pour tenir compte de la distance limitée des extrémités de la liaison à l'obstacle, on peut



Fig. 5. — Diffraction en onde sphérique. Les dimensions de la surface de phase intervenant dans le plan transversal au trajet sont

$$L = \sqrt{\lambda d} \quad H = \frac{\lambda d}{h}$$

considérer la portion de cet obstacle intervenant dans la diffraction. Celle-ci fait intervenir une zone comprise entre deux ellipses de FRESNEL, dont la longueur transversale  $L$  et la hauteur  $H$  sont aisées à calculer (fig. 5).

$$L = \sqrt{\lambda d} \quad H = \frac{\lambda d}{h} \quad (65)$$

Si le profil transversal de l'obstacle est alors tel que seule une longueur  $e < L$  de l'arête est comprise

dans cette surface, il convient de réduire la puissance diffractée dans le rapport des surfaces intéressées, c'est-à-dire introduire un affaiblissement supplémentaire :

$$A = \left(\frac{e}{L}\right)^2 \quad (66)$$

#### 4. Diffraction en atmosphère non homogène

Les formules générales de la théorie de la diffraction peuvent être appliquées au cas d'une atmosphère non homogène, tout au moins macroscopiquement. On est alors conduit à la théorie du guidage qui met en évidence la possibilité d'existence de modes caractéristiques, dont l'affaiblissement est beaucoup moindre que dans le cas d'une atmosphère homogène [21, 22].

##### 4.1. THÉORIE DU GUIDAGE

###### 4.1.1. Données générales

Considérons le cas où la variation d'indice avec l'altitude est, non plus constante, mais caractérisée par une croissance jusqu'à une certaine altitude  $h_0$  et une décroissance au-dessus. Ce cas correspond à celui d'une couche d'inversion basée au sol, mais les résultats pourraient être étendus au cas d'une couche de discontinuité en altitude (fig. 6).

La fonction  $p(y)$  de la formule (9) qui intervient dans l'équation différentielle (11) de la fonction d'affaiblissement  $V$  sera alors telle qu'il y aura changement de sens de variation à la hauteur normalisée  $y_0$  correspondant à  $h_0$ .

Les solutions  $f(y, t)$  de l'équation différentielle (25) auront ainsi une expression différente pour les valeurs de  $y$  inférieures ou supérieures à  $y_0$ , et il en sera de même pour l'expression de la fonction d'affaiblissement.

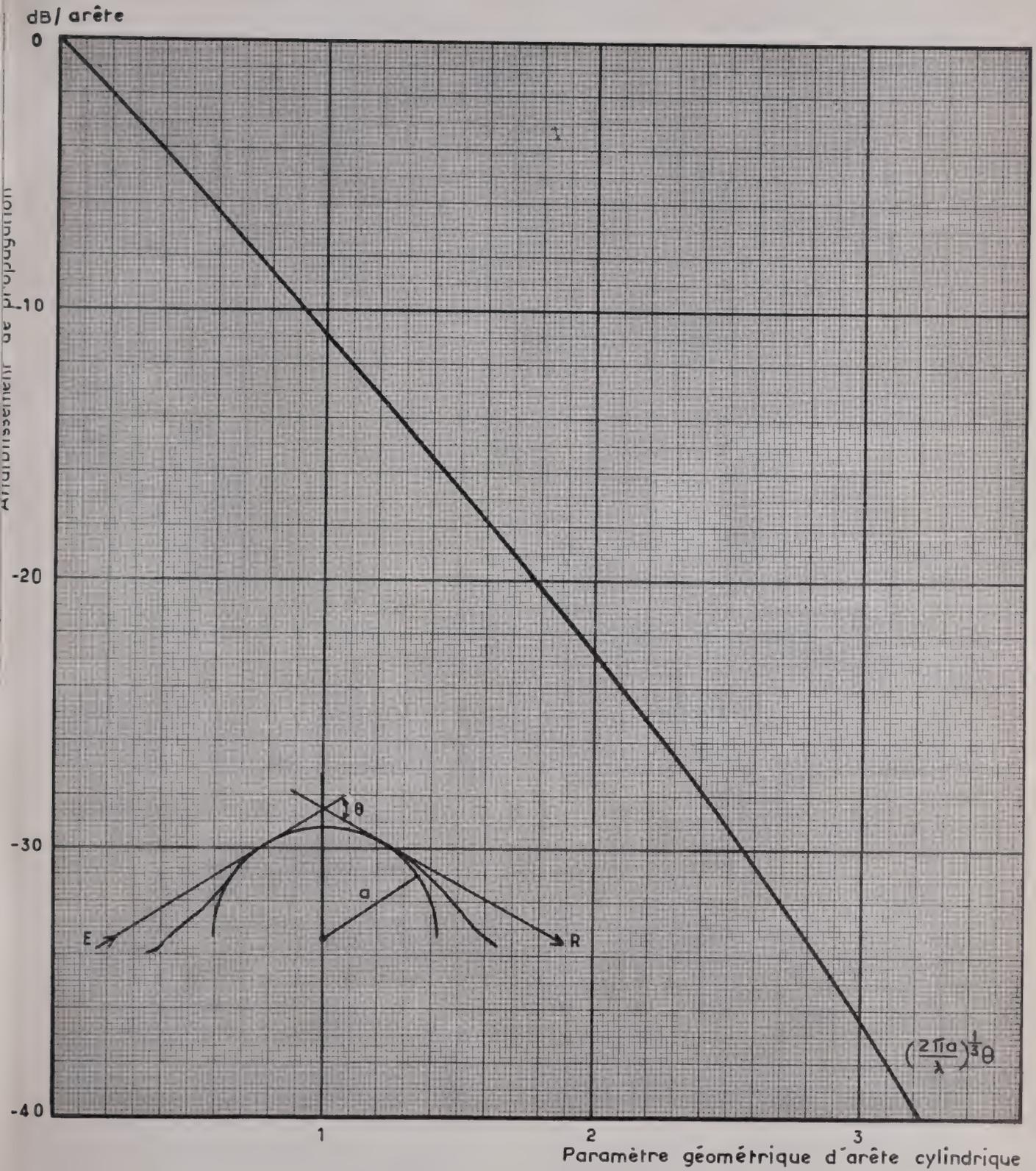
Reprenons l'équation différentielle (25) donnant  $f(y, t)$  :

$$\frac{d^2 f}{dy^2} + q^2 f = 0$$

avec :

$$q(y, t) = p(y) - t$$

\* Les calculs correspondants ont été faits par L. ΒΟΓΓΙΑΣ.



P<sub>7</sub>. — Affaiblissement de diffraction sur obstacle cylindrique.

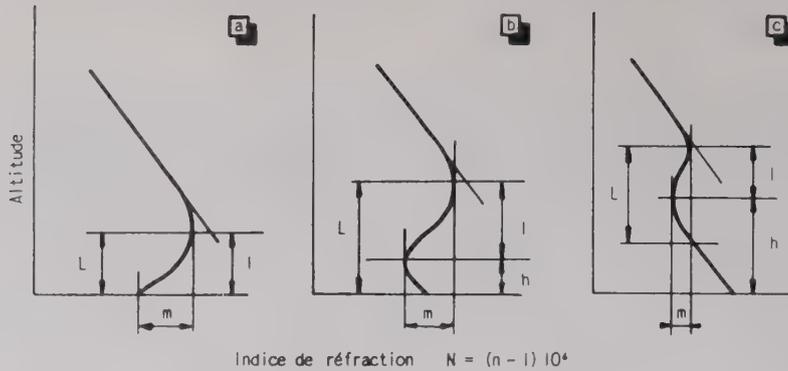


FIG. 6. — Profils d'indice correspondant à des possibilités de guidage.  
a. Couche d'inversion de surface. b. Couche peu élevée. c. Couche d'altitude.

$l$  largeur de la couche,  $h$  hauteur de la couche,  $L$  largeur du conduit atmosphérique,  $m$  épaisseur du conduit.

La solution générale peut être mise sous la forme :

$$f = \frac{1}{\sqrt{q}} e^{-j \int_{y_0}^y q dy - j \frac{\pi}{4}} \quad (67)$$

le déphasage  $\frac{\pi}{4}$  s'introduisant dans l'expression de la condition aux limites au voisinage de  $y_0$ .

Pour les altitudes supérieures à  $y_0$ , l'expression des fonctions  $f(y, t)$  sera analogue au cas de la diffraction en atmosphère homogène, c'est-à-dire fera intervenir les fonctions de AIRY  $w(y - t)$ .

Mais pour des altitudes inférieures à  $y_0$ , le sens de variation de  $p(y)$  est inversé, de sorte que les exponentielles de l'expression (67) pourront se combiner pour donner un terme réel de la forme :

$$f = \frac{2}{\sqrt{q}} \cos \left( \int_{y_0}^y q dy - \frac{\pi}{4} \right) \quad (68)$$

L'expression développée en série (31) de la fonction d'affaiblissement  $V$  fera alors intervenir un certain nombre de modes caractéristiques, dont l'affaiblissement en fonction de la distance, au lieu d'être exponentiel, sera proportionnel à  $x^{\frac{1}{2}}$ . L'affaiblissement total  $U$ , qui était proportionnel à  $d^{-1}$  en espace libre, décroîtra seulement en  $d^{-\frac{1}{2}}$  dans la couche d'inversion. C'est le phénomène de guidage.

Au-dessus de la couche d'inversion par contre, l'affaiblissement est exponentiel (fig. 8).

Remarquons d'autre part que, dans l'expression développée de la fonction  $V$ , la recherche des valeurs propres  $t_n$  conduit à résoudre l'équation aux limites, qui s'écrit pour  $\delta_{\infty}$  :

$$f(0, t) = 0$$

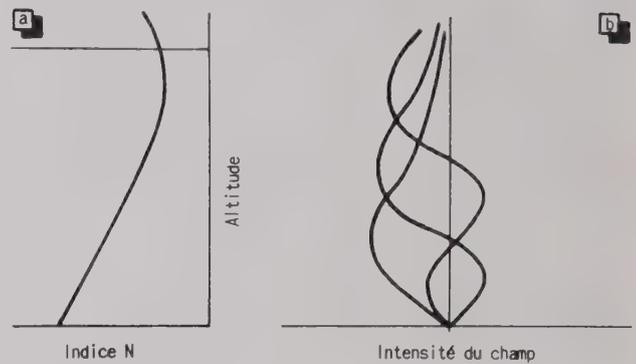


FIG. 8. — Affaiblissement dans un conduit atmosphérique

Dans le conduit correspondant au profil d'indice (a), la distribution verticale du champ est donnée, pour divers modes guidés, par les courbes (b). On notera que le guide « fuit », c'est-à-dire qu'il existe, même pour un mode guidé, une certaine énergie dissipée au-dessus du conduit.

Avec l'expression (67) de  $f(y, t)$ , ceci revient à écrire :

$$\int_0^{y_0} q dy - \frac{\pi}{4} = \left( n - \frac{1}{2} \right) \pi \quad (69)$$

A chaque valeur de  $n$ , c'est-à-dire à chaque mode caractéristique, correspond donc une longueur d'onde limite  $\lambda$ , puisque  $y_n$  est fonction de  $\lambda$ .

#### 4.1.2. Interprétation en optique géométrique

Une interprétation intéressante des phénomènes de guidage et des modes caractéristiques peut être donnée en optique géométrique, c'est-à-dire en théorie des rayons [21, 23]. Il est en effet alors possible d'associer une trajectoire à chacun des modes.

Soit une trajectoire de rayon faisant l'angle  $\alpha_0$  avec le sol et l'angle  $\alpha$  avec l'horizontale à l'altitude  $z$  (fig. 7). Le déphasage de l'onde le long de la trajectoire, en coordonnées cartésiennes  $x, z$ , sera de la forme :

$$\Phi = - jkm (x \cos \alpha + z \sin \alpha)$$

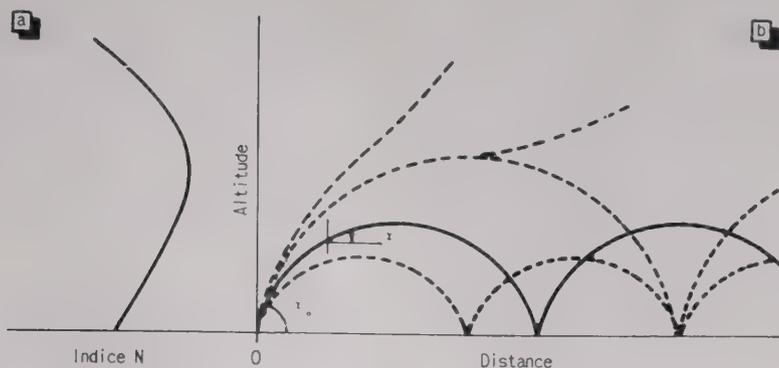


FIG. 7. — Rayonnement guidé.

Au profil d'indice (a), correspond (b) la possibilité de trajectoires guidées du rayonnement pour diverses inclinaisons au départ  $\alpha_0$ .

où on a posé :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{et} \quad m(z) = \frac{M(z)}{M(0)}$$

$M$  étant le module de réfraction,  $M = N + \frac{h}{a}$ , correspondant à la représentation plane du sol.

Or la loi de DESCARTES permet d'écrire :

$$m(z) \cos \alpha = \cos \alpha_0$$

Posons alors :

$$q(z) = m^2 - \cos^2 \alpha_0 \quad (70)$$

on a :

$$m \sin \alpha = q$$

et la phase s'écrit :

$$\Phi = -jk \left( x \cos \alpha_0 + \int_0^z q \, dz \right)$$

La fonction de HERTZ de l'onde directe est alors de la forme :

$$U' = \frac{1}{\sqrt{q}} e^{-jk(x \cos \alpha_0 + \int_0^z q \, dz)}$$

le terme  $\frac{1}{\sqrt{q}}$  exprimant que le flux d'énergie est indépendant de l'altitude, c'est-à-dire que l'énergie est conservative.

A une certaine altitude  $h_0$  on a :

$$q(h_0) = 0$$

et il se produit un phénomène de réflexion. Cette réflexion est analogue à la réflexion qui se produirait à l'extrémité d'un guide terminé par une impédance imaginaire de la forme :

$$Z = \frac{1}{q}$$

La fonction de HERTZ de l'onde réfléchie est de la forme :

$$U'' = \frac{1}{\sqrt{-q}} e^{+jk(x \cos \alpha_0 + \int_0^z q \, dz)}$$

ou, compte tenu de ce que :

$$\sqrt{-q} = q e^{j\frac{\pi}{2}}$$

$U''$ , pour l'onde réfléchie, s'écrit :

$$U'' = \frac{1}{\sqrt{q}} e^{jk(x \cos \alpha_0 + \int_0^z q \, dz) + j\frac{\pi}{2}}$$

le déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  à la réflexion est associé avec une onde de fuite aux altitudes supérieures à  $h_0$ .

La fonction de HERTZ de l'onde totale peut alors s'écrire :

$$U = U' + U'' = e^{-jkx \cos \alpha_0 + j\frac{\pi}{4}} f(z) \quad (71)$$

avec pour valeur de  $f(z)$

$$(72)$$

$$0 < z < h_0 \quad f(z) = \frac{2}{\sqrt{q}} \cos \left( k \int_z^{h_0} q \, dz - \frac{\pi}{4} \right)$$

$$z > h_0 \quad f(z) = \frac{1}{\sqrt{q}} e^{-jk \int_{h_0}^z q \, dz - j\frac{\pi}{4}} \quad (73)$$

Au voisinage de  $z = h_0$ , la théorie des rayons est en défaut parce que les trajectoires passent au voisinage d'une *caustique*. Il faut alors faire appel à la théorie des ondes qui conduit à une expression faisant intervenir les fonctions de HAENKEL (ou les intégrales d'IRY).

Ces expressions de  $f(z)$  étant trouvées, la condition aux limites à la surface du sol supposé conducteur, soit :

$$f(0) = 0$$

donnera les modes caractéristiques. Cette condition s'écrit :

$$k \int_0^{h_0} q \, dz - \frac{\pi}{4} = \left(n - \frac{1}{2}\right) \lambda$$

ou :

$$\int_0^{h_0} q \, dz = \frac{1}{2} \left(n - \frac{1}{4}\right) \lambda \quad (74)$$

A chaque valeur de  $n$  correspond ainsi une valeur de  $\alpha_{on}$ , angle au départ d'une trajectoire ; une valeur de  $h_{on}$ , altitude de réflexion, et une valeur de  $d_{on}$ , distance entre deux réflexions au sol :

$$d_{on} = 2 \cos \alpha_{on} \int_0^{h_{on}} \frac{dz}{q} \quad (75)$$

La combinaison des modes pour satisfaire aux conditions de l'émetteur, situé à une hauteur  $h_1$ , le récepteur étant situé à une hauteur  $h_2$  et à une distance  $d$ , permet d'évaluer la fonction d'affaiblissement, qui sera de la forme :

$$V = \sqrt{\lambda} d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-jk d \cos \alpha_{on}}}{d_{on}} f_n(h_1) f_n(h_2) \quad (76)$$

Les résultats obtenus sont donc identiques à ceux de la théorie générale ; ils permettent de préciser la nature physique des modes par l'interprétation des trajectoires, et celle du paramètre  $t_n$  qui est lié à l'angle au sol d'une trajectoire :

$$t_n = \cos^2 \alpha_{on} \quad (77)$$

#### 4.1.3. Applications pratiques

On peut en pratique se contenter d'envisager le cas simple d'un profil d'indice bilinéaire, caractérisé dans la couche d'inversion par un gradient constant  $g$  ; on a alors :

$$m = 1 - g z \quad (78)$$

Les intégrales des formules précédentes se calculent aisément, et les résultats, dans le cas d'angles petits, sont les suivants :

— Caractéristiques d'un mode (ou d'une trajectoire de rayon) :

angle d'inclinaison au départ

$$\alpha_{on} = \left[ \frac{3}{2} \left(n - \frac{1}{4}\right) \lambda g \right]^{\frac{1}{3}} \quad (79)$$

hauteur de réflexion en altitude

$$h_{on} = \frac{\sigma_{on}^2}{2g} \quad (80)$$

distance entre deux réflexions au sol

$$d_{on} = \frac{2 \alpha_{on}}{g} \quad (81)$$

— Caractéristiques limites.

pour une amplitude de la couche d'inversion

$$\Delta N = N(0) - N(h_0) \quad (82)$$

longueur d'onde maximale pouvant être guidée

$$\lambda_n = 2,5 h_0 \sqrt{\Delta N} \quad (83)$$

angle d'inclinaison maximal de guidage

$$\alpha_n = \sqrt{2 \Delta N} \quad (84)$$

Les conséquences de la théorie du guidage, qui a fait l'objet dans le passé d'une abondante littérature [24, 25, 26, 27, 28, 29], ont perdu de leur importance dans l'étude des liaisons transhorizon en raison du caractère non permanent du phénomène. Cependant les cas de propagation anormale résultant d'un guidage du rayonnement interviennent dans l'étude des phénomènes d'interférence et de brouillage. Les résultats précédents, avec une approximation bilinéaire du profil d'indice, sont à cet égard largement suffisants en pratique.

## ANNEXE I

### La méthode de l'intégrale de phase

On peut mettre la fonction de HERTZ  $U(x, y, z)$  sous la forme exponentielle :

$$U = e^{2\pi i \varphi}$$

La partie réelle de  $\varphi(x, y, z)$  représente la phase de l'onde, sa partie imaginaire le facteur d'atténuation, en un point de l'espace.

L'équation d'onde devient alors :

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2 - \frac{n^2}{\lambda^2} - \frac{i}{\pi} \Delta \varphi = 0$$

L'approximation de l'optique géométrique consiste à négliger le 3<sup>e</sup> terme devant le premier. L. DE BROGLIE a montré que cette approximation était valable lorsque l'indice  $n$  variait peu en une longueur d'onde, ou, si  $l$  est la direction de plus grande variation de  $n$ , lorsque :

$$\frac{\lambda}{n} \frac{dn}{dl} \ll 1$$

Cette relation signifie que le rayon de courbure des rayons est grand devant  $\lambda$ .

L'équation déterminant  $\varphi$  devient alors :

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2 - \frac{n^2}{\lambda^2} = 0$$

On remarque que le passage d'une surface équi-

phase,  $\varphi = \text{Cte}$ , à une surface voisine se fait en portant sur la normale une longueur  $d v$  telle que :

$$\frac{d \varphi}{d v} d v = \frac{1}{\lambda} d t$$

Or, on a :

$$\frac{d \varphi}{d v} = \frac{n}{\lambda}$$

d'où :

$$d v = v d t$$

relation qui traduit le principe de HUYGHENS,  $v$  étant la vitesse de propagation dans un milieu d'indice  $n$ .

On peut également noter que les trajectoires orthogonales aux surfaces équiphasés satisfont au principe de FERMAT, c'est-à-dire rendent stationnaire l'intégrale  $\int n ds$ .

Si l'on considère le cas particulier où  $n$  ne dépend que de l'altitude  $z$ , et si l'on s'intéresse au problème à deux dimensions,  $x, z$ , on peut séparer les variables en introduisant une constante sous la forme  $\frac{n_0^2}{\lambda^2}$  :

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial z}\right)^2 - \frac{n^2}{\lambda^2} = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 = \frac{n_0^2}{\lambda^2}$$

la fonction  $\varphi$  est alors de la forme :

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ n_0 x - \int \sqrt{n^2 - n_0^2} dz \right]$$

L'uniformité de  $\varphi$  exige que l'intégrale prise le long d'un contour fermé garde la même valeur. Or  $z = 0$ , et  $z = z_0$ , racine de l'équation :

$$n^2(z) - n_0^2 = 0$$

sont des points critiques. Au point  $z = 0$ , la réflexion sur le sol introduit un déphasage de  $\pi$ . Au point  $z = z_0$ , on est au voisinage d'une caustique, ce qui, ainsi que l'ont montré FRESNEL et AIRY, introduit

un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$ . La condition d'uniformité, dite d'intégrale de phase de ECKERSLEY [5], s'écrit alors,  $m$  étant un entier :

$$\frac{2}{\lambda} \int_0^{z_0} \sqrt{n^2(z) - n_0^2} dz = m - \frac{1}{4}$$

ANNEXE 2

Diffraction par un écran plan

La théorie originale de diffraction par un écran est due à FRESNEL, qui en posa les bases en optique, et à KIRCHOFF, qui élucida les approximations nécessaires au calcul.

Soit un écran plan indéfini séparant l'espace en deux parties (fig. 4). L'écran reçoit le rayonnement incident qui crée une certaine distribution de champ électromagnétique à sa surface. La méthode consiste à remplacer la source primaire par des sources secondaires induites sur le bord de l'écran. En procédant ainsi on néglige l'influence du champ induit, d'une part dans la partie libre de l'espace dans le plan de l'écran, et d'autre part sur l'écran lui-même. La première approximation n'est valable qu'à une certaine distance de l'écran. La seconde approximation suppose d'une part un écran indéfini et d'autre part consisterait en optique à considérer un écran noir, ce qui en radio revient à considérer un écran rugueux.

Quantitativement, la distance de l'émetteur et du récepteur à l'écran  $d_1$  et  $d_2$ , ainsi que sa dimension transversale  $e$ , doivent être grandes devant sa hauteur  $h$  et celle-ci grande devant la longueur d'onde  $\lambda$  :

$$e, d_1, d_2 \gg h \gg \lambda$$

ou, en fonction des angles :

$$\alpha_1, \alpha_2 \ll 1.$$

Si on considère alors une surface d'onde qui s'appuie sur le bord de l'écran, le champ au-delà de l'écran peut être calculé par la superposition des champs élémentaires produits par les éléments de la surface d'onde au-dessus de l'écran, considérés comme autant de sources élémentaires.

La différence de trajet  $\delta$  entre le rayonnement provenant d'un élément distant de  $z$  du rayonnement direct et celui-ci est sensiblement :

$$\delta = \frac{d_1 + d_2}{2 d_1 d_2} z^2$$

Le déphasage qui en résulte est égal à :

$$\varphi = -jk \delta$$

En sommant pour toute la surface d'onde, on obtient le vecteur de HERTZ en fonction de celui qui existerait en espace libre :

$$\Pi = \Pi_0 \int_h^\infty e^{-jk \delta} dz$$

expression qui peut encore s'écrire :

$$\Pi = \Pi_0 e^{j\frac{\pi}{4}} \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^v e^{-j\pi \frac{t^2}{2}} dt$$

en posant :

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = \sqrt{\frac{2 h_0}{\lambda} (\alpha_1 + \alpha_2)} = \left( \frac{2 h \theta}{\lambda} \right)^{\frac{1}{2}}$$

L'intégrale de ce type est une intégrale de FRESNEL définie par :

$$F(v) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_0^v e^{-j \frac{\pi t^2}{2}} dt$$

On notera que la théorie ne fait pas intervenir la polarisation. Mais, lorsque les angles de diffraction augmentent, l'effet de la polarisation jouera en sens opposé pour les deux polarisations pour s'écartier des formules de FRESNEL. Si le champ électrique est parallèle au bord de l'écran, le champ diffracté sera plus faible ; il sera plus fort si le champ électrique est perpendiculaire au bord de l'écran.

La conception de FRESNEL a joué un grand rôle dans le développement de la théorie de la diffraction et plus généralement de la propagation transhorizon. Elle contient le principe de HUYGHENS, suivant lequel tout élément de l'espace sur un trajet de propagation peut être considéré comme une source de rayonnement secondaire, le rayonnement total étant la superposition de ces rayonnements élémentaires.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] ECKERSLEY L.T. — Studies in radio transmission (A). *Journ. I.E.E.*, 71, 405-459, sept. 1932.
- [2] GOUDET G., VOGÉ J. — Rayonnement et propagation des ondes électromagnétiques de courte longueur d'onde (F). *Ann. Télé.*, 3, 74-84, mars 1948 ; 113-125 avril 1948 ; 155-179, mai 1948 ; 182-208, juin 1948 ; 233-256, juillet 1948 (articles rassemblés en fascicule, Edition d'Optique, Paris 1948).
- [3] Van der POL B., BREMMER H. — The diffraction of EM Waves from an electric point source around a finitely conducting sphere (A). *Phil. Mag.*, 24, 141-175, juillet 1937 ; 24, 825-864, novembre 1937 ; 25, 817-834, juin 1938 ; 27, 261-275, mars 1939.
- [4] WATSON G.N. — The diffraction of electrical wave by the earth (A) *Proc. Roy. Soc. London*, 95, 83-99, 1918.
- [5] ECKERSLEY T.L., MILLINGTON G. — Application of the phase integral method to the analysis of the diffraction and refraction of wireless waves round the earth (A). *Phil. Trans. Roy. Soc., A* 237, 273-309, juin 1938.
- [6] FOCK V.A. — Diffraction des ondes radio autour de la courbure terrestre (R.). *Zhurn. Exp. i Théor. Fiz.*, 15, 479-496, septembre 1945.
- [7] FOCK V.A. — Diffraction des ondes radio autour de la terre (R.). *Dok. Akad. Nauk, URSS*, 46, 343-346, 1945.
- [8] FOCK V.A., LEONTOVITCH M.A. — Solution des problèmes de propagation des ondes électromagnétiques au-delà de l'horizon par la méthode de l'équation parabolique (R.). *Zhurn. Exp. i Théor. Fiz.*, 16, 557-573, juillet 1946.
- [9] BOUDOURIS G. — Propagation troposphérique (F.). Centre de Documentation Universitaire, Paris, 1957.
- [10] LEONTOVITCH M. — Sur une méthode de résolution des équations de diffraction (R.). *Izv. Akad. Nauk, Ser. fiz.*, 8, 16, janvier 1944.
- [11] FOCK V.A., LEONTOVITCH M.A. — Solution des problèmes de propagation des ondes électromagnétiques au-delà de l'horizon par la méthode de l'équation parabolique (R.). *Zhurn. Exp. i Théor. Fiz.*, 16, 557-573, juillet 1946.
- [12] ASRILIAN P.A., BIELKINA M.G. — Résultats numériques de la théorie de la diffraction des ondes radioélectriques autour de la surface terrestre (R.). *Soviet Radio, Moscou*, 1957.
- [13] BREMMER H. — *Terrestrial radiowaves, theory of propagation.* (A). Elsevier Publ. Co, Londres, 1949.
- [14] NORTON K.A. — The calculation of ground wave field intensity over a finitely conducting spherical earth. *Proc. I.R.E.*, 29, 623-639, décembre 1941.
- [15] HARTREE D.R., MICHEL J.G.L., NICHOLSON P. — Practical methods for the solution of the equations of tropospheric refraction (A) in « Meteorological factors in radio waves propagation », *Phys. Soc.*, London, 127-168, avril 1946.
- [16] RICE S.O. — Diffraction of plane radiowaves by a parabolic cylinder (A.). *Bell Syst. Techn. Journ.*, 33, 417-504, mars 1954.
- [17] WAIT J.R., CONDA A.M. — Diffraction of EM waves by smooth obstacles for grazing angles (A.). *Journ. Res. Nat. Bur. Stand.*, 63 D, 181-197, septembre-octobre 1959.
- [18] NEUGEBAUER H.E.J., BACHYNSKI M.P. — Diffraction by smooth cylindrical mountains. (A.). *Proc. I.R.E.*, 46, 1619-1627, septembre 1958.
- [19] KELLER J.B. — Diffraction by a convex cylinder. (A.). *Trans. I.R.E.*, AP, 312-321, juillet 1956.
- [20] FOCK V.A. — Généralisation des formules de diffraction dans le cas d'une onde quelconque autour d'une surface de forme quelconque. (R.). *Zhurn. Eksp. i Théor. Fiz.*, 20, 961-968, novembre 1950.
- [21] BOOKER H.G., WALKINSHAW W. — The mode theory of tropospheric refraction and its relation to wave guides and diffraction (A) in « Meteorological factors in radio waves propagation », *Phys. Soc.*, London, 80-127, avril 1946.
- [22] FOCK V.A. — Approximation des formules de propagation lointaine en cas de superréfraction (R.). *Radiotek. i Elektrotek.*, 3, 1411-1429, décembre 1958.
- [23] DU CASTEL F. — L'introduction d'une longueur d'onde d'espace dans les problèmes de propagation. (F.). *Revue Optiq.*, 35, 657-666, décembre 1956.
- [24] PEKERIS C.L. — Note on scattering in an inhomogeneous medium (A.). *Phys. Rev.*, 71, 268-269, février 1947.
- [25] KATZIN M., BAUCHMAN R.W., BINNIAN W. — 3 and 9 cm propagation in low ocean ducts (A.). *Proc. I.R.E.*, 35, 891-905, septembre 1947.
- [26] JONES R.F. — Low level atmospheric ducts. (A.). *Nature*, 165, 971-973, 17 juin 1950.
- [27] FOCK V.A. — Généralisation de formules de diffraction dans le cas d'une onde quelconque autour d'une surface de forme quelconque (R.). *Zhurn. Eksp. i Théor. Fiz.*, 20, 961-968, novembre 1950.
- [28] HAY H.G., UNWIN R.S. — Tropospheric wave propagation in a duct of non uniform height. (A.). *Proc. Phys. Soc.*, London, B 65, 981-989, décembre 1952.
- [29] ANDERSON L.J., GOSSARD E.E. — Production of the natural duct and its effect on UHF. (A.). *Proc. I.R.E.*, 41, 135-139, janvier 1953.

# INFORMATIONS

## DOCUMENTATION TECHNIQUE

### COMPARAISONS DE FRÉQUENCE PAR RAPPORT A L'ATOMICHRON N° 107 DU C.N.E.T. EN 10<sup>-10</sup>

Moyennes journalières pour l'intervalle de 24 heures se terminant à 15 h T.U.

Novembre 1961	GBR 16 kHz	NBA 18 kHz
1	— 147,6	— 150,0
2	— 147,9	— 151,6
3	— 148,7	— 150,3
4	— 149,7	— 149,1
5	— 149,1	— 151,0
6	— 149,5	— 149,9
7	—	— 147,6
8	— 148,0	—
9	— 146,8	—
10	— 148,5	— 146,9
11	— 150,8	— 149,1
12	— 150,5	— 146,6
13	— 151,3	— 147,9
14	—	—
15	—	—
16	—	—
17	—	—
18	— 149,1	— 148,0
19	— 148,1	—
20	—	—
21	—	—
22	— 150,0	—
23	— 150,4	—
24	— 151,1	— 150,6
25	— 148,6	— 147,5
26	— 147,8	— 146,7
27	— 146,3	— 150,6
28	—	—
29	—	—
30	—	—

— Une correction de  $-74.10^{-10}$  est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf Onde Electrique novembre 1960 p. 853, et janvier 1961, p. 81.

### CARACTÉRISTIQUES DU SYSTÈME FRANÇAIS DE TÉLÉVISION EN 625 LIGNES EN NOIR ET BLANC

(Nous publions ci-dessous, le contenu intégral d'un document émanant de la Direction des Services Techniques de la Radio-diffusion-Télévision Française et relatif aux caractéristiques des bandes IV et V. Réf. Doc 8798 - Juillet 61.)

« Le présent document définit les caractéristiques du système

français de télévision dans la bande des fréquences comprises entre 470 et 960 MHz, dite « Bandes IV et V ».

Il comprend trois chapitres relatifs respectivement

- aux normes d'analyse des images ;
- aux normes de diffusion en haute fréquence ;
- aux caractéristiques des récepteurs en fonction desquelles sont établis les plans d'allocation de fréquence.

Les définitions utilisées sont celles adoptées par le C.C.I.R. pour les documents internationaux.

#### I. Normes d'analyse des images

1. Nombre de lignes d'analyse pour images (2 trames entrelacées) = 625.
2. Fréquence de trame = 50 trames par seconde.
3. Entrelacement d'ordre 2.
4. Fréquence d'image = 25 images par seconde.
5. Fréquence de ligne = 15 625 lignes par seconde.
6. Format de l'image (largeur/hauteur) = 4/3.
7. Sens du balayage = horizontal de gauche à droite ; vertical de haut en bas.
8. Valeur approximative du « gamma » du signal d'image = 0,5.
9. Largeur nominale de la bande video = 6 MHz.
10. Le système pourra fonctionner avec une fréquence de trame (et par conséquent une fréquence de ligne) non synchronisée sur la fréquence du réseau électrique d'alimentation.

Le détail des signaux de synchronisation de ligne et de trame est donné dans les annexes I et II au présent document.

#### II. Normes de diffusion par les émetteurs

1. Les émetteurs sont répartis en 49 canaux numérotés de 21 à 69 entre 470 MHz et 862 MHz. La liste de ces canaux, avec les fréquences nominales des porteuses, est donnée en annexe V.  
Les conditions d'utilisation éventuelle de la bande 862-960 MHz seront précisées ultérieurement.
2. Ecart récurrent des porteuses homologues dans le spectre : 8 MHz
3. Ecart entre la porteuse son et la porteuse image d'une même émission : 6,5 MHz  
La fréquence de la porteuse image étant la plus faible en valeur absolue.
4. Largeur nominale de la bande latérale principale : 6 MHz
5. Largeur nominale de la bande partiellement atténuée : 1,25 MHz
6. Modulation en amplitude de la porteuse image, la valeur de crête de l'onde modulée correspondant au blanc maximal de l'image (modulation positive).
7. Amplitude de l'onde modulée rapportée à l'amplitude de crête pour le blanc maximal prise comme unité (voir fig. annexe II)
  - pour le niveau de synchronisation : 0,03
  - pour le niveau de suppression : 0,30

8. Différence entre les amplitudes de l'onde modulée pour le niveau du noir et pour le niveau de suppression évaluée avec la même unité qu'au paragraphe 7 : 0,05
9. Modulation en amplitude de l'émetteur son.
10. Rapport des puissances apparentes rayonnées par les émetteurs image et son : 8/1

Le schéma d'occupation du canal HF est donné en annexe III.

### III. Caractéristiques des récepteurs en fonction desquelles a été établi le plan d'assignation des fréquences

Les récepteurs doivent recevoir indifféremment

- les émissions en 819 lignes dans les bandes I et III, conformes aux normes SN 041 de la R.T.F. ;
- les émissions en 625 lignes dans les bandes IV et V conformes aux normes des chapitres I et II précédents.

Compte tenu de ce fait, les caractéristiques de réception en fonction desquelles ont été établis les plans d'assignation des fréquences sont les suivantes :

1. Le réglage de la sélectivité en haute fréquence dans les bandes IV et V s'opère de manière continue entre 470 et 860 MHz.
2. Les valeurs des fréquences intermédiaires dans les récepteurs sont :

	Images	Son
— pour les émissions en 819 lignes	28,05 MHz	39,20 MHz
— pour les émissions en 625 lignes	32,70 MHz	39,20 MHz

3. Dans les bandes IV et V la dérive de l'oscillateur local demeure inférieure à  $\pm 0,4$  MHz.

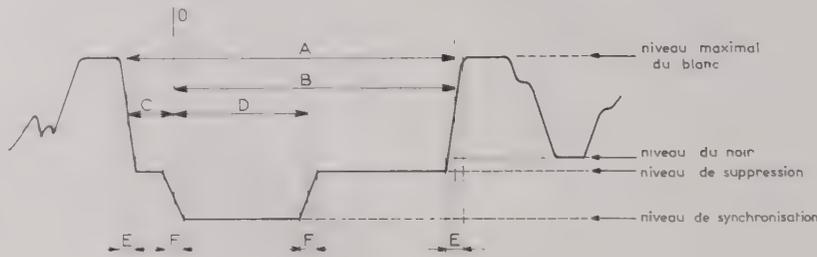


FIG. 1

4. L'atténuation apportée par les circuits du récepteur sur les fréquences conjuguées du canal reçu est d'au moins 40 dB par rapport au gain moyen au centre de la bande passante utile.

5. Les protections entre canaux sont déterminées sur la base d'une réponse amplitude-fréquence dans la bande passante de l'ensemble des circuits haute fréquence et fréquence intermédiaire, donnée par la couche de l'annexe IV.

L'atténuation sur la porteuse son du canal adjacent inférieur est supérieure à 20 dB (amplitude relative inférieure à 0,10). Cette valeur peut être portée à 30 dB dans les cas où cette valeur est nécessaire.

*Remarque.* — L'atténuation des circuits de l'émetteur du côté de la bande latérale partiellement supprimée sera inférieure à 3 dB jusqu'à 1,25 MHz de la porteuse image et de l'ordre de 20 dB à 2,5 MHz.

6. Le rayonnement de l'oscillateur local est aussi réduit que possible. Les limites tolérées ainsi que les conditions de mesure seront précisées ultérieurement.

7. L'antenne normale de réception a les caractéristiques suivantes :

- a) Gain avant = 13 dB par rapport à l'antenne isotrope.
- b) Rapport entre le gain avant et le gain à une distance angulaire supérieure à 60° du maximum :  
16 dB en polarisation horizontale,  
12 dB en polarisation verticale.
8. Zone de réception normale.

On considère comme « zone de réception normale » la zone dans laquelle la valeur médiane du champ en 50 % des emplacements et pendant 50 % du temps a une valeur supérieure à :

- 1,3 mV/m à 500 MHz
- 2,3 mV/m à 800 MHz.

### ANNEXE I

Signaux de synchronisation de ligne pour le système à 625 lignes

#### CARACTÉRISTIQUES

Repère	Caractéristiques	Durées	
		% H	$\mu s$
H	Période de ligne.....	100	64
A	Durée du signal de suppression de ligne .....	19	12,1 $\pm$ 0,3
B	Intervalle entre le repère des temps OH et le front arrière du signal de suppression de ligne ..	16,7	10,7 $\pm$ 0,3
C	Intervalle de garde .....	2,3	1,4 $\pm$ 0,2
D	Durée du signal de synchronisation de ligne .....	7,5	4,8 $\pm$ 0,2
E	Temps d'établissement (10-90 %) des fronts du signal de suppression ligne .....	0,5	0,3 $\pm$ 0,1
F	Temps d'établissement (10-90 %) des fronts du signal de synchronisation ligne .....	0,3	0,2 $\pm$ 0,05

### ANNEXE II

Signaux de trame pour le système à 625 lignes

Les signaux sont conformes à ceux définis dans le rapport 124 C.C.I.R.

Note 1. —  $\Delta \Delta$  indique la séquence ininterrompue des fronts de synchronisation de ligne durant la période de suppression de trame.

Note 2. — A la fin des trames paires, les fronts de synchronisation ( $O_p$ ) se placent à mi-distance entre deux fronts de synchronisation de ligne si L est un nombre impair de demi-périodes de ligne comme la figure le montre.

Note 3. — A la fin des trames impaires, les fronts de synchronisation de trame ( $O_p$ ) coïncident avec un front de synchronisation de ligne si L est un nombre impair de demi-périodes de ligne comme la figure le montre.

Les durées sont mesurées entre points à mi-amplitude des fronts intéressés.

	Caractéristiques	Durées
V	Période de trame	20 ms
H	Période de ligne	64 $\mu s$
J	Durée de suppression de trame	23 H

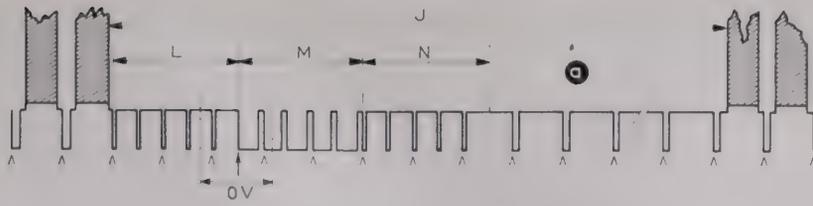


FIG. 1. — Signal à la fin des trames paires.

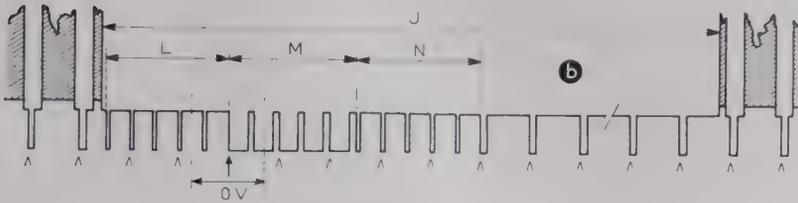


FIG. 1 a. — Signal à la fin des trames impaires

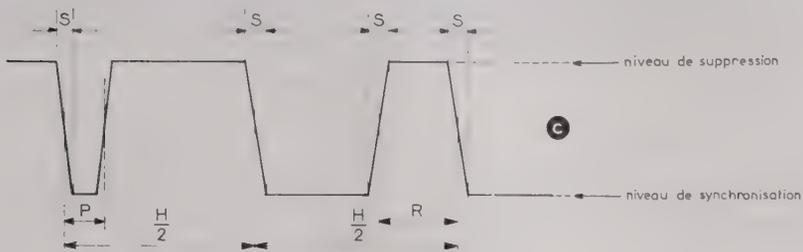


FIG. 1 b. — Détail des impulsions d'égalisation et de synchronisation.

K	Temps d'établissement (10-90 %) des fronts de suppression de trame ( $\mu s$ )	0,2 à 6 $\mu s$
L	Durée de la première séquence des impulsions d'égalisation	2,5 H
M	Durée de la séquence des impulsions de synchronisation	2,5 H
N	Durée de la seconde séquence des impulsions d'égalisation	2,5 H
P	Durée de l'impulsion d'égalisation	3,6 % H 2,3 $\pm$ 0,1 $\mu s$
R	Intervalle entre les impulsions de synchronisation	7,5 4,8 $\pm$ 0,2
S	Temps d'établissement (10-90 %) des fronts du signal de synchronisation	0,3 0,2 $\pm$ 0,05

ANNEXE III

Occupation du spectre par le canal 625 lignes

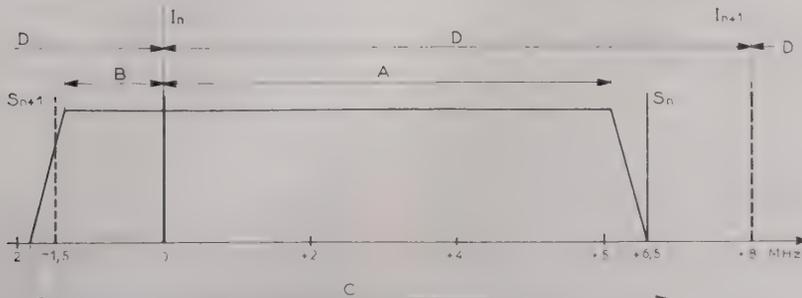
- I étant la position de la porteuse image,
- S étant la position de la porteuse son,
- C représente la largeur du canal occupé dans le spectre radioélectrique
- A est la largeur nominale de la bande latérale non atténuée
- B est la largeur nominale de la bande latérale atténuée
- D est la période de récurrence des porteuses homologues dans le spectre

C = 8,5 MHz env.

A = 6 MHz

B = 1,25 MHz

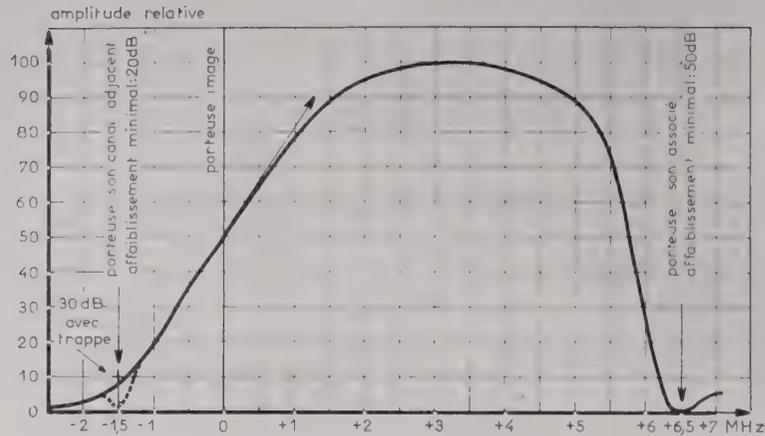
D = 8 MHz



Occupation du spectre par le canal 625 lignes

## ANNEXE IV

Courbe de réponse du récepteur (Circuits HF + FI)



## ANNEXE V

CANAUX DE LA BANDE 470-860 MHz

N° canal	Limites (MHz)	Porteuse image (MHz)	Porteuse son (MHz)	Canal N°	Limites (MHz)	Porteuse image (MHz)	Porteuse son (MHz)
21	470-478	471,25	477,75	46	670-678	671,25	677,75
22	478-486	479,25	485,75	47	678-686	679,25	685,75
23	486-494	487,25	493,75	48	686-694	687,25	693,75
24	494-502	495,25	501,75	49	694-702	695,25	701,75
25	502-510	503,25	509,75	50	702-710	703,25	709,75
26	510-518	511,25	517,75	51	710-718	711,25	717,75
27	518-526	519,25	525,75	52	718-726	719,25	725,75
28	526-534	527,25	533,75	53	726-734	727,25	733,75
29	534-542	535,25	541,75	54	734-742	735,25	741,75
30	542-550	543,25	549,75	55	742-750	743,25	749,75
31	550-558	551,25	557,75	56	750-758	751,25	757,75
32	558-566	559,25	565,75	57	758-766	759,25	765,75
33	566-574	567,25	573,75	58	766-774	767,25	773,75
34	574-582	575,25	581,75	59	774-782	775,25	781,75
35	582-590	583,25	589,75	60	782-790	783,25	789,75
36	590-598	591,25	597,75	61	790-798	791,25	797,75
37	598-606	599,25	605,75	62	798-806	799,25	805,75
38	606-614	607,25	613,75	63	806-814	807,25	813,75
39	614-622	615,25	621,75	64	814-822	815,25	821,75
40	622-630	623,25	629,75	65	822-830	823,25	829,75
41	630-638	631,25	637,75	66	830-838	831,25	837,75
42	638-646	639,25	645,75	67	838-846	839,25	845,75
43	646-654	647,25	653,75	68	846-854	847,25	853,75
44	654-662	655,25	661,75	69	854-862	855,25	861,75
45	662-670	663,25	669,75				

Le Gamma 30 est une machine fonctionnant sur programme enregistré, il est entièrement transistorisé. Il comprend une Unité Centrale, organe d'exécution du programme de travail, et de sélections périphériques, qui sont, soit des éléments d'entrée-sortie permettant l'exploitation des cartes perforées et des bandes perforées, soit des éléments des mémoires externes à grande capacité d'enregistrement, rubans magnétiques et disques magnétiques.

On trouve dans l'Unité Centrale :

— Une mémoire intermédiaire rapide, mémoire à tores magnétique, susceptible d'emmagasiner 10 000 ou 20 000 caractères avec un temps d'accès de 7 microsecondes.

— Un calculateur, qui est l'organe d'exécution proprement dit, dirigeant la succession des opérations, effectuant les calculs arithmétiques ou logiques, commandant la marche des éléments périphériques ;

— le pupitre d'où l'opérateur assure la mise en marche de la surveillance de la machine ;

— les organes de commande des éléments périphériques ;

— et des organes d'alimentation.

Au nombre des éléments périphériques susceptibles d'être raccordés à l'unité centrale figurent des éléments d'entrée-sortie et des mémoires externes à grande capacité.

Des lecteurs de cartes et des perforateurs de cartes permettent l'exploitation des fichiers tenus sur cartes perforées, tandis que des lecteurs et perforateurs de bandes perforées mettent ce procédé commode à la disposition des usagers. L'imprimante peut fonctionner à la cadence de 1 000 lignes d'impression à la minute, chaque ligne pouvant comprendre à la demande 120 ou 160 caractères choisis entre 47 types différents.

Plusieurs types de dérouleurs de rubans magnétiques apportent à la machine une grande capacité d'enregistrement, chaque ruban pouvant contenir, selon les modèles, 3 000 000 à 14 000 000 de caractères, chiffres décimaux, lettres ou signes divers. Ces dérouleurs peuvent fonctionner soit à cadence rapide — 33 000 ou 66 000 caractères par secondes — soit à cadence lente — 7 500 caractères par secondes — ce qui permet l'utilisation des larges possibilités de ce mode d'enregistrement dans des ensembles de prix de revient moyen.

De plus, des disques magnétiques permettent une recherche facile entre 4 600 caractères, certaines unités rapides pouvant contenir jusqu'à 22 000 000 de caractères. Un caractère original de ces disques est que chacun des disques est amovible et peut être changé instantanément par l'utilisateur pour modifier l'information livrée à la machine. Enfin le Gamma 30 est conçu pour apporter aux entreprises un outil facile à manier : son mode de

## UN NOUVEAU SYSTÈME DE TRAITEMENT DE L'INFORMATION : LA MACHINE BULL GAMMA 30

La Compagnie des Machines Bull, qui avait déjà présenté son nouveau système de traitement de l'information, le Gamma 30, au dernier SICOB, a organisé une série de démonstrations d'un ensemble en cours de fonctionnement dans ses locaux de l'avenue Gambetta, à Paris, dans le courant du mois de novembre 1961.

De puissance moyenne, le Gamma 30 s'adresse aux entreprises de moyenne importance qui désirent disposer d'un matériel automatique facile à mettre en œuvre et susceptible de traiter une masse déjà importante de données, dans les domaines comptable, administratif, ou scientifique.



Vue d'ensemble du calculateur Gamma 30

programmation est simple. Des langages permettant une écriture facile des programmes ont été créés :

— L'Autocode est un procédé facile dans lequel toutes les instructions données à la machine sont exprimées sous une forme mnémotechnique.

— Le Cobol est une langue synthétique internationale dans laquelle les grandes lignes du travail sont définies, le détail des instructions étant ensuite obtenu automatiquement.

La rapidité d'exécution est garantie par des possibilités de simultanéité, grâce auxquelles les travaux lents (tels que perforation de bandes ou de cartes, ou recherche d'une information

en mémoire externe) se poursuivent pendant que les instructions suivantes (calcul arithmétique par exemple) sont traitées par le calculateur de l'Unité Centrale.

Le Gamma 30, qui se situe, à la fois sur le plan de l'utilisation et sur celui du prix de revient entre les matériels de la série 300 TI et le puissant ensemble Gamma 60, s'adresse à une clientèle nouvelle ayant à faire face à des problèmes de traitement d'information de moyenne importance et souhaitant disposer d'une machine simple à utiliser entièrement automatique et de capacité facilement adaptable aux besoins de l'entreprise.

## BIBLIOGRAPHIE

**Nuclear propulsion.** Un volume 16 × 24 cm, 228 pages (International Atomic Energy. Vienna 1961). Broché : 8 NF.

Le volume, le 3<sup>e</sup> de la série bibliographique, comprend les titres de 1 528 articles ou ouvrages ayant parus sur le sujet entre janvier 1950 et juin 1960. Tous les ouvrages dont les titres sont donnés dans la langue originale avec traduction en anglais ou en russe sont classés en 5 rubriques principales : aspect général de la propulsion nucléaire, propulsion nucléaire en aviation, propulsion nucléaire de fusée, propulsion nucléaire des navires avec 5 subdivisions : problèmes généraux, aspects économiques, projet et construction, réacteur et équipement, sécurité, et enfin propulsion nucléaire pour les autres moyens de transport.

Un index des auteurs termine cette bibliographie.

R.O.E.

**Dictionnaire de la mesure, du calcul et du réglage électroniques,** par W.E. CLASON. Un vol. 16 × 23 cm, 856 pages (Dunod, Paris 1961). Relié : 105 NF.

Ce nouveau volume des « Dictionnaires polyglottes Elsevier » englobe non seulement le domaine des calculateurs électroniques

mais encore celui de nombreux instruments de mesure qui, bien que n'étant pas tous purement électriques, peuvent être commandés électriquement ou électroniquement.

Chacun des 3 390 mots qui composent ce dictionnaire est défini en anglais suivant la norme internationale la plus précise ; les versions américaine et britannique sont clairement différenciées et les équivalents étrangers : allemand, espagnol, français, hollandais et italien bien précisés.

R.O.E.

**Printed circuits, their design and application,** par J.M.C. DUKES. Un vol. 14,5 × 22 cm, 228 pages, nombreuses illustrations (Mac Dowald, Londres 1961). Relié : 40 S.

Le circuit imprimé s'est considérablement développé ces dernières années après avoir végété pendant plus de vingt ans, à cause de la dispersion des efforts, de la qualité que doivent présenter les produits et de considérations économiques. De tous les procédés expérimentés, seul un petit nombre ont survécu et ont pris une place importante dans les domaines où la fabrication en grande série est de règle, notamment dans la construction des récepteurs de radiodiffusion et celle des calculateurs.

Dans cet ouvrage, l'auteur met bien plus l'accent sur la conception du circuit et de l'équipement que sur la fabrication ; les notions de base de cette fabrication sont cependant précisées. En effet, dans cette technique, la conception du circuit, son utilisation sont liées à des règles d'emploi très strictes, qui fixent les caractéristiques et les limitations des procédés de fabrication, les propriétés des matériaux de base, etc... La disposition des composants, la largeur des connexions, leur écartement, les conditions d'ambiance que peuvent supporter les matériaux sont autant de sujétions dont doit tenir compte l'auteur d'un projet de réalisation, bien entendu, mais aussi d'un projet électrique, par exemple pour un câblage à fréquence élevée ou la définition de composants imprimés.

Un appendice qui indique les procédés de test et les spécifications utilisées en Grande-Bretagne et une bibliographie très fournie complète cet intéressant ouvrage.

R.O.E.

**Servomécanismes et régulation**, par H. CHESNUT et R.-W. MAYER (Traduit de l'américain par J. LE GALL). Un vol. 16 x 25 cm, 420 pages, nombreuses figures (Dunod, Paris 1961). Relié : 68 NF.

Dans le deuxième tome de cet ouvrage sont appliquées et développées les théories mises en évidence dans le précédent

volume ; on y trouve, en outre, une mise au point des connaissances fondamentales acquises récemment dans le domaine des systèmes non linéaires, en les rapprochant des systèmes linéaires.

Après un premier chapitre consacré aux mesures, il est ensuite traité des spécifications des asservissements afin de traduire les exigences de l'utilisateur dans le langage du constructeur. Dans cette partie de l'ouvrage, sont exposés les procédés exploitables pour définir les signaux parasites indésirables. Puis, dans les chapitres suivants, sont analysées les méthodes qui permettent de déterminer la puissance nécessaire et de choisir les éléments de stabilisation du système asservi, de manière à respecter les conditions imposées par les signaux d'entrée désirés et parasites.

Les conditions auxquelles doivent satisfaire les organes de liaison, chargés d'adapter les éléments de stabilisation et de puissance des servomécanismes, font l'objet d'un examen détaillé. Un chapitre est consacré entièrement à l'étude des servomécanismes à courant alternatif.

Les trois derniers chapitres traitent enfin des non-linéarités dont l'importance dans les systèmes bouclés n'est pas à démontrer. Le lecteur y trouvera développées notamment les techniques analytiques de linéarisation des systèmes à faibles écarts, la manière d'aborder les signaux d'entrée de grande amplitude.

Des exemples pratiques ainsi qu'une importante bibliographie illustrent et complètent cet ouvrage.

R.O.E.

## COMMUNIQUÉS

### SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Ce Salon, qui n'est autre que l'ancien Salon de la Pièce détachée Electronique, devenu International depuis 1958, aura lieu en 1962 au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, du 16 au 20 février. Il sera organisé par la Fédération Nationale des Industries Electroniques (FNIE).

Les matériels exposés sont les suivants :

— Pièces Détachées Electroniques (condensateurs, bobinages, transformateurs, résistances, raccordements et connexions, pièces de commutation, protection et alimentation, pièces d'habillage, collecteur d'ondes et antennes, relais, outillages et matériaux à usage électronique)

— tubes électroniques et semiconducteurs

— appareils de mesure

— matériels d'électroacoustique.

Il y a lieu de penser qu'en raison de la réputation acquise par le Salon des Composants de Paris, la manifestation de 1962 connaîtra un succès renouvelé et que Paris sera du 16 au 20 février, le lieu de rencontre des Spécialistes de l'électronique de tous les pays.

### CRÉATION D'ÉLECMA

#### DIVISION ÉLECTRONIQUE DE LA SNECMA

En 1957, la Direction de la SNECMA a créé un Département Guidage et Electronique, dont le besoin s'était fait sentir depuis quelque temps déjà, à l'intérieur de la Direction Technique. Ce département a obtenu depuis des résultats satisfaisants, aussi bien dans la résolution de problèmes propres aux activités traditionnelles de la SNECMA que dans des études électroniques qui lui ont été confiées par des Organismes officiels.

Afin de lui permettre de poursuivre, dans les meilleures conditions, ses objectifs et de souligner l'intérêt qu'il présente pour la SNECMA, il a été décidé de l'ériger en Division autonome.

A partir du 1<sup>er</sup> Novembre 1961, la Division Electronique a été constituée et a pris le nom d'« ELECMA ». Monsieur Jacques DESCHAMPS en assure la Direction, sous l'autorité de Monsieur Henri DESBRUERES, Président-Directeur Général de la SNECMA.

Les techniques d'avant-garde qui ont été développées à la SNECMA ont été plus spécialement orientées vers les radars modernes, les contre mesures, les télé-mesures et les télécommandes. C'est dans cette voie que ELECMA se propose de poursuivre et développer son activité.

### ERRATUM

Dans le numéro de septembre 1961 de l'Onde Electrique (n° 414) une erreur s'est glissée dans le titre d'une des conférences prononcées au Colloque d'Electronique Nucléaire de Grenoble (9-10 Février 1961). Ce titre sera rectifié de la façon suivante page 749, au lieu de :

Mémoires magnétiques à lames minces

PAR

G. GRUNBERG

Section d'Electronique, C.E.N., Grenoble

lire :

Mémoires magnétiques à lames minces

PAR

B. ALEXANDRE

Section d'Electronique Générale, C.E.N., Grenoble

C. ANTIER et G. GRUNBERG

Section d'Electronique, C.E.N., Grenoble

## ERRATUM

Dans le numéro de décembre de l'Onde Electrique (n° 417), rectifier les titres des pages 972 et 976 de la façon suivante :

L'accélérateur du C.E.R.N., le synchrotron à protons du C.E.R.N.

par

P. GERMAIN, *Division Machine du Synchrotron à Protons*

et :

La chambre à liquides lourds BP3

Généralités

par

A. LAGARRIGUE

*Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique*

Page 994 bis lire : Deux interactions donnent naissance à deux particules étranges ( $\Lambda^0$  et  $K^0$ ) qui se désintègrent d'une manière visible dans la chambre (Deux secondaires chargés).

Page 1003, colonne 1, ligne 15 : lire pouces au lieu de secondes.

## PETITES ANNONCES

O. N° 563. — Entreprise Groupe Industriel important recherche pour Paris :

— INGÉNIEURS pour développement et réalisation d'éléments et d'ensembles d'électronique ultra-rapide.

— INGÉNIEUR pour relations technico-commerciales relatives à la vente de ces matériels.

Les candidats devront avoir quelques années d'expérience dans les techniques U.H.F.

Adresser C.V. à la revue qui transmettra.

O. N° 564. — Impte Sté rech. CHEF SERVICE-NOTICES pr dirig. équipe composée d'Ingén. et d'Agts Techniq. chargée de la rédact. de notices techniq. de matér. radio professionnels.

Poste de responsabilités, sér. réf. exig. Ecr. N° 49 061 CONTESSE Publ. 20 av. Opéra, Paris 1<sup>er</sup> q. tr.

TEXTE INTÉGRAL DES COMMUNICATIONS DU  
COLLOQUE INTERNATIONAL - PARIS 1961  
SUR  
LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

Sous la présidence d'honneur de

**M. Louis de BROGLIE**

de l'Académie Française  
Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences  
Prix Nobel de Physique

Organisé par

**LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS  
ET DES RADIOÉLECTRICIENS**

sous le patronage de

**LA FÉDÉRATION NATIONALE  
DES INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES**

Un ouvrage en 2 volumes de 1653 pages, 15 × 24 cm, 1328 figures,  
relié pleine toile, fers spéciaux. — Prix : 192 NF, plus port : 3,75 NF  
Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6<sup>e</sup>

---

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES

---

*Premier volume*

**PRODUCTION DES DISPOSITIFS A SEMI-  
CONDUCTEURS**

Diodes de références.  
Diodes et triodes PNP.  
Transistors haute fréquence.  
Transistors de puissance.  
Transistors divers.  
Dispositifs à effets tunnel.  
Dispositifs à effets de champ.  
Diodes paramétriques.  
Photopiles et thermopiles.  
Dispositifs divers.

*Second volume*

**EMPLOI DES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS.**

Thyratrons.  
Circuits à impulsions.  
Circuits amplificateurs.  
Dispositifs paramétriques et à réactance variable.  
Emploi des diodes tunnel.  
Microélectronique.  
Mesures.  
Action des particules nucléaires.  
Equipements.

**FIABILITÉ DES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS.**

Généralités.  
Données physiques et technologie.  
Méthodes de mesures - Essais - Résultats.

---

ÉDITIONS CHIRON, PARIS

---

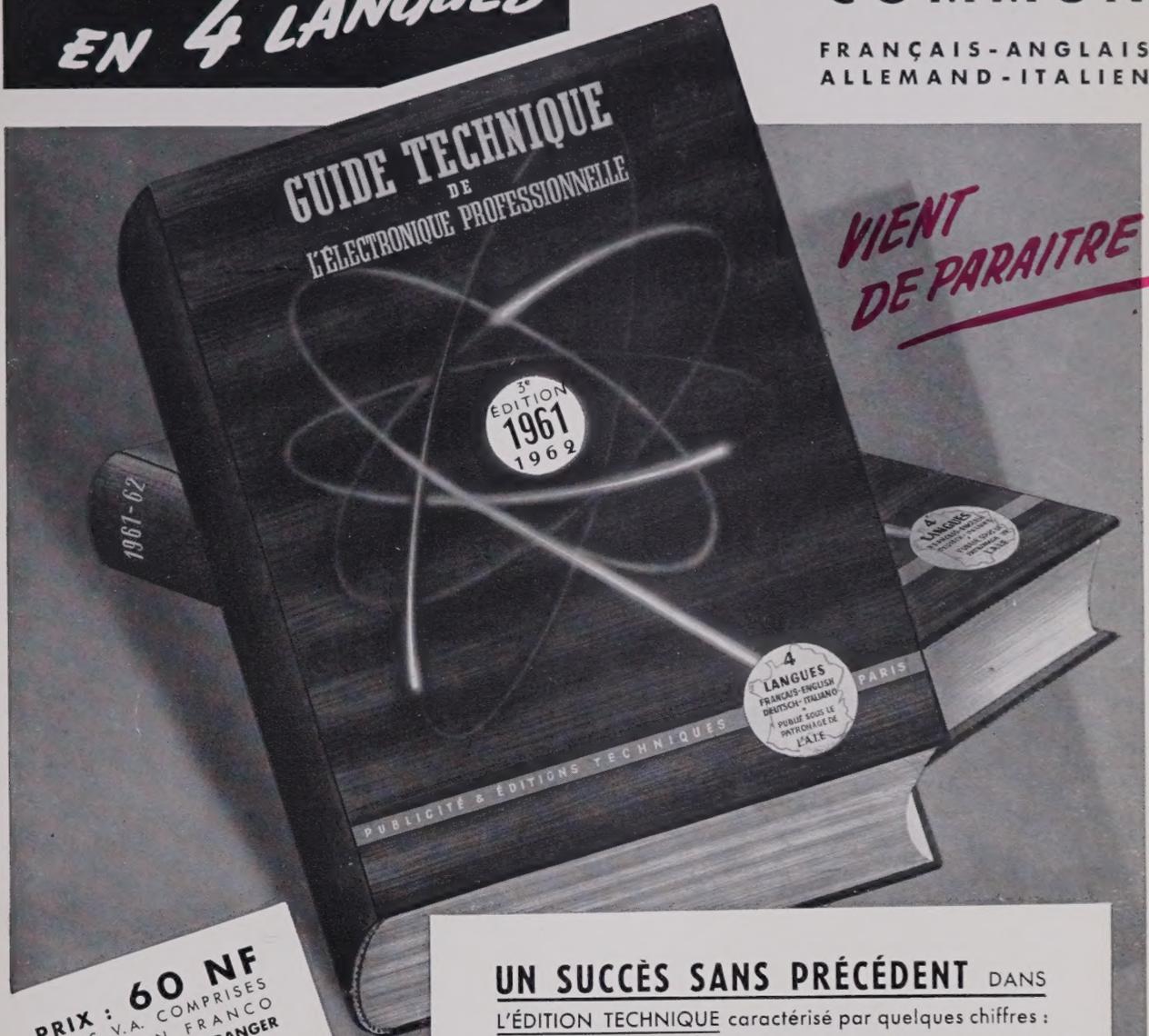
3<sup>e</sup> ÉDITION 1961  
1962

EN 4 LANGUES

POUR LE

MARCHÉ  
COMMUN

FRANÇAIS-ANGLAIS  
ALLEMAND-ITALIEN



**PRIX : 60 NF**  
TAXES V.A. COMPRISES  
EXPÉDITION FRANCO  
FRANCE, C. F. et ÉTRANGER  
Sous emballage spécial : 68 NF

**1500 PAGES**  
DE TEXTES  
**DONT PLUS DE**  
**1000 PAGES EN**  
COULEURS  
100 en quadrichromie  
POIDS : Plus de 6 kg

**UN SUCCÈS SANS PRÉCÉDENT** DANS  
L'ÉDITION TECHNIQUE caractérisé par quelques chiffres :

1<sup>re</sup> Édition 1957 : 650 pages de texte  
450 pages de catalogue

2<sup>e</sup> Édition 1959 : 1100 pages de texte  
550 pages de catalogue

**3<sup>e</sup> Édition 1961 : 1500 pages de texte**  
**850 pages de catalogues**

La seule Édition Européenne couvrant tous les matériels professionnels de l'Électronique.

De nombreuses nouvelles rubriques : Génie électronique • Sous-traitants • Laboratoires d'Études et de Recherches etc.

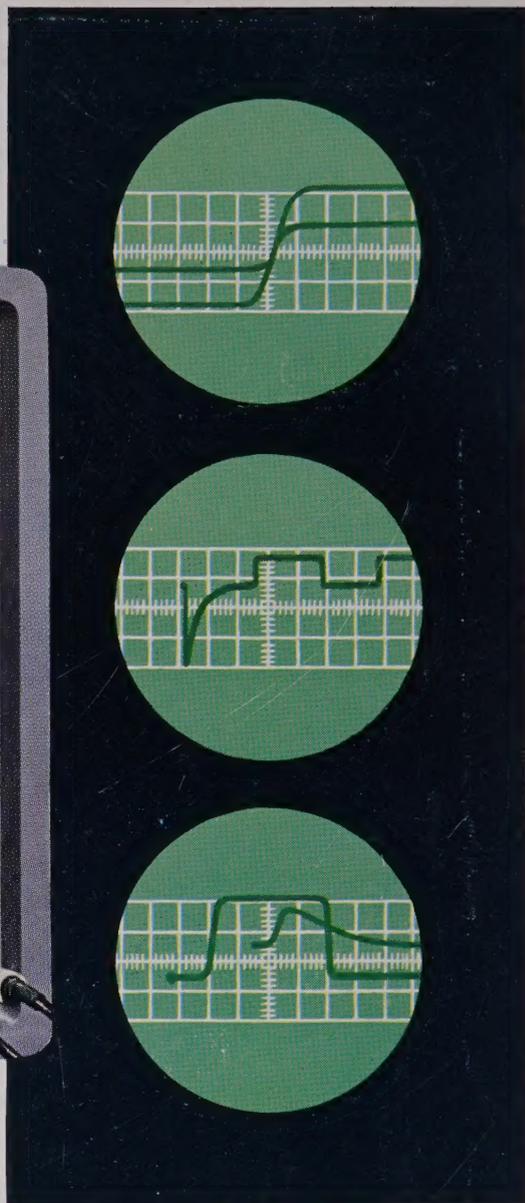
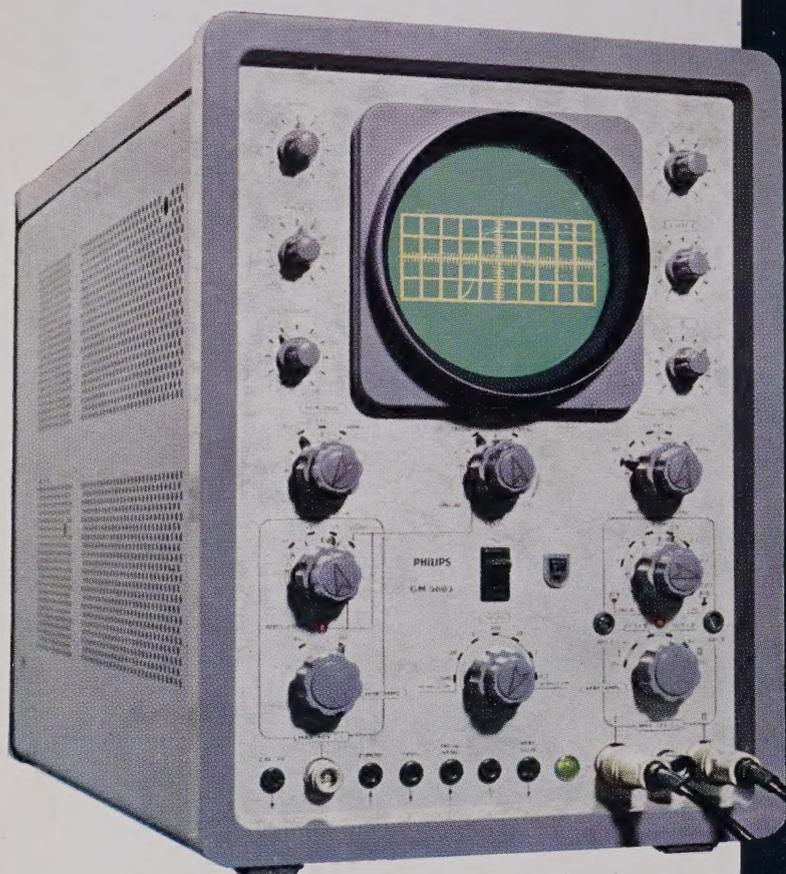
**LE SEUL OUVRAGE** présentant toute l'industrie électronique française dans son ensemble et dans le détail dans les 120 pages illustrées de sa rubrique des "Grandes réalisations de l'Électronique française".

**GUIDE TECHNIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE**

ÉDITEUR - LES GUIDES TECHNIQUES INDUSTRIELS ADMINISTRATION - VENTE - PUBLICITÉ  
13, RUE CHARLES LECOQ - PARIS 15<sup>e</sup> • TÉLÉPHONE : BLOmet 88-04 et 88-05

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES - Stand 55-Y-11

pour vos recherches, études, contrôles  
**L'appareil que vous attendiez !**



## L'OSCILLOSCOPE PHILIPS GM 5603

à large bande avec entrée symétrique différentielle

- Amplificateur vertical à couplage direct : 0 à 14 MHz
- Sensibilité : 50 mV/cm
- Base de temps réglable entre 0,04  $\mu$ s/cm et 2,5 s/cm
- Déclenchement jusqu'à 2 MHz ; Synchronisation jusqu'à 20 MHz
- Précision des réglages : 3%
- Grand écran de 13 cm avec post-accélération de 10 kV
- Sondes atténuatrices et sondes cathodines.

Demandez notre documentation n° 585

**PHILIPS-INDUSTRIE**

105, rue de Paris - BOBIGNY (Seine) - Tél. : VIL. 28-55 (lignes groupées)



SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES - Stand 56-N-32