

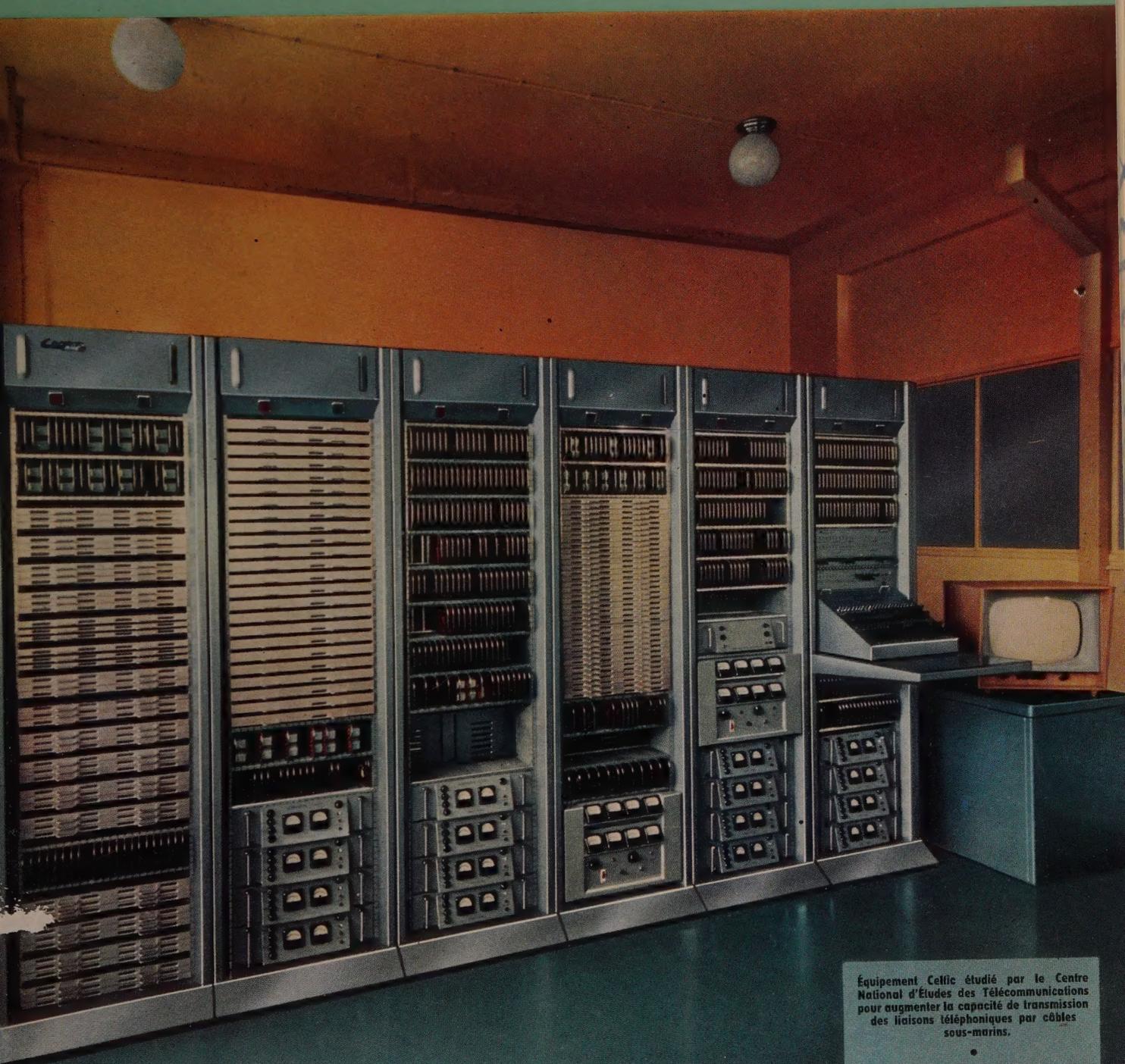
L'ONDE ÉLECTRIQUE

41^e ANNÉE - N° 415

OCTOBRE 1961

PRIX : 5 NF

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



Équipement Cellic étudié par le Centre National d'Études des Télécommunications pour augmenter la capacité de transmission des liaisons téléphoniques par câbles sous-marins.

Description de la fusée Véronique, J. MARCHAL. - Télémétrie, localisation, récupération des fusées, G. FAYARD. - Recherches scientifiques au moyen de fusées Véronique, E. VASSY. - Extraction d'informations radar, L. GERARDIN et R. BARBIER. - Irrégularités en guide circulaire et propagation d'une onde TE_{01} , G. COMTE. - Contre-réaction dans les amplificateurs, V. BIGGI.



Voltmètre digital LM 902-2



A 4 DIGITS

POUR MESURES DE TENSIONS CONTINUES

- ★ Affichage numérique par projection optique
- ★ Gamme 100 μ 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° - TÉL. : PYR. 48-40 +

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XLI

OCTOBRE 1961

N° 415

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

Description sommaire de la fusée Véronique.....	J. MARCHAL	771
Télémesure, localisation et récupération des fusées Véronique	C. FAYARD	774
Recherches scientifiques récemment effectuées au moyen de fusées Véronique. Expériences de physique de la haute atmosphère	E. VASSY	778
Extraction automatique d'informations radar sous forme numérique	L. GÉRARDIN R. BARBIER	783
Influence des irrégularités localisées sur la propagation d'une onde TE_{01} en guide circulaire	G. COMTE	795
Contre-réaction dans les amplificateurs. Généralisation.....	V. BIGGI	808
Informations		
Documentation technique		821
Nouveaux membres		834

Sur notre couverture :

Vue d'ensemble d'un terminal « Celtic » permettant l'acheminement de 24 conversations téléphoniques sur 12 voies sous-marines seulement, en utilisant les temps morts des conversations pour opérer une concentration de la parole (voir notre information technique page 821).

Ce prototype étudié et réalisé au Centre National d'Etudes des Télécommunications est actuellement en cours d'essais sur des liaisons téléphoniques à grande distance.

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

ÉDITIONS CHIRON

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

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

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, Bd St Germain, Paris 6^e - 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. GILBERT
11	Electronique Biologique et Médicale.	M. POLONSKY	

Rédaction de l'Onde Electrique

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

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

M. M. CAMUS, Ingénieur des Télécommunications.

M. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GRUPE D'ALGER

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

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

GRUPE DE L'EST

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

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

GRUPE DE GRENOBLE

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

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

GRUPE DE MARSEILLE

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

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

GRUPE DU NORD

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

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

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

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

EXTRAITS DES STATUTS

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite

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

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

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

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

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

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

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

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

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

MONTANT DES COTISATIONS

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

* NDLR. Cette revue est l'Onde Electrique

Changement d'adresse : joindre 0.50 NF à toute demande

RÉSUMÉS DES ARTICLES

EXTRACTION AUTOMATIQUE D'INFORMATIONS RADAR SOUS FORME NUMÉRIQUE, par L. GÉRARDIN et R. BARBIER, *Groupe Electronique, Compagnie Française Thomson-Houston*. *L'Onde Electrique* d'octobre 1961 (pages 783 à 794).

Après avoir rappelé les principes de base de l'exploitation des informations d'écho radar, on montre qu'il est très difficile, sinon impossible de réaliser en pratique un récepteur parfait. On peut lever cette difficulté en transformant la vidéo brute d'un radar en vidéo normalisée (signaux zéro ou un de durée fixée et repérés par rapport à une horloge) puis en mettant en mémoire ces informations binaires. Un traitement approprié des informations ainsi mises en mémoire permet de réaliser un récepteur dont la sensibilité n'est inférieure que de 1,8 dB à celle du récepteur parfait.

La position précise des plots observés peut se faire en traitant convenablement la séquence correspondante des signaux zéro et un. Deux classes de méthodes sont utilisées pour l'estimation du jugement : pondération à vraisemblance maximale, moyennage entre des décisions début et fin de plot.

On décrit ensuite un récepteur de ce type, réalisé en vue de déterminer expérimentalement les performances à escompter. Ce récepteur utilise, comme mémoire un tambour magnétique.

INFLUENCE DES IRRÉGULARITÉS LOCALISÉES SUR LA PROPAGATION D'UNE ONDE TE_{01} EN GUIDE CIRCULAIRE, par G. COMTE, *Docteur ès Sciences Physiques, Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*. *Onde Electrique* d'octobre 1961 (pages 795 à 807).

L'utilisation du mode TE_{01} des guides d'ondes circulaires semble offrir un moyen séduisant de transmettre de grandes quantités d'information avec un affaiblissement réduit. Toutefois les irrégularités de structure de ces guides donnent lieu à des conversions et reconversions de modes et peuvent entraîner une distorsion notable des signaux transmis.

L'auteur calcule les distorsions d'affaiblissement, de phase et de temps de propagation de groupe causées par des défauts régulièrement répartis et par des défauts localisés au hasard dans un guide d'ondes circulaire transmettant l'onde TE_{01} .

Des vérifications expérimentales ont été effectuées à 35 000 MHz sur des lignes d'essai formées de guides d'ondes homogènes et de guides d'ondes hélicoïdaux. Les résultats obtenus sont en bon accord avec les prévisions théoriques.

CONTRE-RÉACTION DANS LES AMPLIFICATEURS — GÉNÉRALISATION, par V. BIGGI, *Ingénieur à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*. *Onde Electrique* d'octobre 1961 (pages 808 à 820).

Le principe de la contre-réaction étant connu, on l'analyse ici en insistant à la base sur le choix des caractéristiques physiques à considérer.

Cette analyse, appliquée à l'amplification électronique, établit les propriétés de la contre-réaction en dégagant une méthode générale et une interprétation physique simple des phénomènes : elle met ainsi en lumière une dualité complète entre la contre-réaction de tension et la contre-réaction d'intensité, qu'elles soient du type « série » ou du type « parallèle ».

On met en évidence également les propriétés de la contre-réaction en ce qui concerne le bruit et la distorsion des amplificateurs.

Enfin, on fait ressortir le caractère le plus général de la contre-réaction en indiquant comment elle intervient dans les problèmes de commande automatique.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE INFLUENCE OF IRREGULARITIES ON THE PROPAGATION OF MODE TE_{01} WAVES IN CIRCULAR WAVEGUIDES, by G. COMTE, *Docteur ès Sciences Physiques, Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*, *Onde Electrique*, October 1961 (pages 795 to 807).

The use of the TE_{01} mode in circular waveguides seems to offer an attractive low loss method of transmitting large quantities of information. However, structural irregularities in the waveguide lead to multiple modes of transmission existing simultaneously, which may give rise to appreciable signal distortions.

The author calculates the attenuation, phase and group-delay distortions caused by distributed and by lumped irregularities along a circular waveguide transmitting in the TE_{01} mode.

Experiments carried out at 35,00 Mc/s on homogeneous and helicoidal waveguides confirm the theoretical calculations.

AUTOMATIC EXTRACTION OF RADAR INFORMATION IN NUMERICAL FORM, by L. GÉRARDIN and R. BARBIER, *Groupe Electronique, Compagnie Française Thomson-Houston, L'Onde Electrique*, October 1961 (pages 783 à 794).

After having recalled the basic principles in the use of Radar echo information it is shown that it is very difficult, if not impossible, to construct in practice a perfect receiver. This difficulty can be lessened by first converting the untreated video from a radar installation to normalised video (with a signal zero or one of fixed duration, repeated by reference to a timing mechanism), then by storing this binary information in a memory. The proper treatment of information so stored in a memory makes it possible to produce a receiver whose sensitivity is only 1,8 dB below that of a perfect receiver.

The exact position of the different plots can be determined by the conventional treatment of the sequence corresponding to zero and one signals. Two kinds of methods are used for examining the output; the weighting of the apparent maximum or averaging between the commencing and final outputs of the scan.

There is then described a receiver of this type, made for the purpose of discovering experimentally the performance which can be expected. This receiver uses, as a memory, a magnetic drum.

NEGATIVE FEEDBACK IN AMPLIFIERS — GENERALISATIONS, by V. BIGGI, *Ingénieur à la Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil, Onde Electrique*, October 1961 (pages 808 to 820).

The negative feedback principle being known, it is analysed here, starting with a choice of the relevant physical characteristics to be considered.

This analysis, applied to electronic amplification, establishes the general properties of negative feedback in simple physical terms, based on a broad method of approach. Thus a complete duality between voltage and current feedback applied in series or parallel is demonstrated.

The effects of negative feedback on noise and non-linear distortion in amplifiers is also highlighted.

Lastly, the general characteristics of negative feedback are discussed with particular reference to problems of automatic control.

DESCRIPTION SOMMAIRE DE LA FUSÉE «VÉRONIQUE» (1)

PAR

J. MARCHAL

*Ingénieur Militaire en Chef, de la Direction des Etudes
et Fabrications d'Armement*

Les fusées ont à l'heure actuelle un tel prestige qu'il a paru naturel de commencer par une description des fusées VÉRONIQUE. Le public en effet s'intéresse aux performances et surtout aux performances mécaniques : vitesse et altitude des engins, beaucoup plus qu'aux travaux scientifiques qu'ils permettent d'effectuer.

La fusée VÉRONIQUE construite et imaginée en France par le Laboratoire de Vernon de la direction des Etudes et Fabrications d'Armement, est un engin à un seul étage et à propulsion liquide.

Le combustible est de l'essence de térébenthine, le comburant est de l'acide azotique. Ces deux liquides sont stockés chacun dans un réservoir qui lui est propre et injectés par pression dans la chambre de combustion. Dans le réservoir à essence de térébenthine, on a également mis de l'alcool furfurylique qui par densité se maintient au fond du réservoir et est injecté le premier ; mélangé à l'acide azotique il prend spontanément feu. On réalise ainsi un mélange que les astronautes appellent hypergolique et qui ne nécessite pas d'allumage. La flamme une fois établie se maintient d'elle-même quand l'essence de térébenthine succède à l'alcool furfurylique. La chambre de combustion comprend entre autres un injecteur, pièce complexe destinée à mélanger intimement combustible et comburant et une tuyère convergente divergente pour accélérer les gaz. La pression est de 20 kg/cm² dans la chambre et la vitesse de sortie des gaz est de 2 200 m/s. La tuyère est construite en graphite pour résister à l'érosion et à la température.

La mise sous pression des réservoirs se fait par un générateur de gaz ; c'est en somme un petit moteur auxiliaire fonctionnant avec de l'acide azotique et de l'alcool furfurylique qui est lui-même mis en pression par une bouteille d'air comprimé. Les gaz sortant du générateur sont refroidis par une solution de nitrate d'ammonium qui protège les parois du générateur. Ils arrivent à une température voisine de 300°C dans les réservoirs. De même la tuyère est refroidi

par un film d'essence de térébenthine qui suinte le long de sa paroi. Pour lancer la fusée, une valve commandée à distance par une étoupille ouvre la bouteille d'air comprimé. Les gaz du générateur mettent alors les réservoirs sous pression et de ce fait les membranes qui interdisaient la sortie des liquides sont crevées, les liquides arrivent dans la chambre de combustion et le phénomène démarre.

Pour stabiliser VÉRONIQUE sur sa trajectoire, elle est munie d'ailettes, mais au départ la pression aérodynamique sur les ailettes est très faible puisqu'il n'y a pas de vitesse. Aussi une solution originale pour le guidage au départ a été imaginée et utilisée avec succès. Quatre bras horizontaux formant une croix sont liés à VÉRONIQUE par des boulons explosifs. Ils sont reliés à la table de lancement par 4 câbles qui renvoyés par 4 poulies viennent s'enrouler sur un seul et même tambour à axe vertical. Tout basculement d'un côté tend à détendre le câble de ce côté et à tendre fortement le câble du côté opposé. La traction des câbles rétablit donc l'équilibre. Quand la VÉRONIQUE a parcouru 50 m, les câbles échappent au tambour puis les bras se détachent et la VÉRONIQUE continue son trajet seule. Les caractéristiques de cet engin sont donnés par le tableau suivant.

La VÉRONIQUE permet d'élever 60 kg de masse utile à une hauteur de près de 200 km.

Caractéristiques générales des engins

Longueur	7,385 m
Calibre	0,55 m
Masse initiale (avec bras de guidage)	env. 1 380 kg.

(1) Conférence prononcée le 6 mai 1961 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Masse vide	env. 385 kg
Poussée	3 740 kg
Débit du propergol	19 kg/s
Durée de propulsion	env. 50 s
Accélération réelle de l'engin au départ	1,7 g
Longueur de guidage par câbles	55 m
Vitesse à la fin du guidage ...	43 m/s
Altitude de l'engin à la fin de la propulsion (ogive de 100 kg)	env. 32 km
Vitesse à la fin de la propulsion (ogive de 100 kg)	1 850 m/s

Je voudrais également dire quelques mots sur la façon dont se monte et se réalise une expérimentation scientifique.

Il y a naturellement trois parties dans ce travail :

- la préparation
- le travail sur le terrain
- le dépouillement et l'exploitation.

La préparation comprend d'abord la définition de l'expérience et ce n'est pas là un des moindres problèmes. Il faut, en effet, une fois que les scientifiques ont défini les buts à atteindre ou les mesures à faire, examiner si les buts proposés peuvent être réalisés industriellement, il faut faire choix d'une date, il faut se faire attribuer pendant un certain temps le champ de tir, il faut posséder le nombre de fusées convenable. C'est là un travail très délicat qui demande beaucoup de conférences, beaucoup de réunions qui doivent être présidées par quelqu'un qui possède une compétence scientifique, une compétence industrielle et l'autorité voulue pour arbitrer les différends qui ne manquent pas de surgir.

Quand tous ces points sont bien définis et fixés, les ateliers et laboratoires se mettent au travail pour réaliser les fusées, les appareils de bord, scientifiques ou radio-électriques, les appareils d'observation. Comme il s'agit toujours de faire des expériences nouvelles, il y a chaque fois de nouveaux problèmes à étudier.

Une autre caractéristique de ce genre de travail est que les délais sont impératifs. Quand les dates de tir sont déterminées, vue la charge des champs de tir, il ne saurait être question de reculer les délais. Quand les ateliers ont terminé leur travail, il faut réunir tout le matériel sur le champ de tir, aussi mon Etablissement dispose d'un service d'expédition et d'une annexe à Colomb-Béchar qui reçoit et classe les matériels. Le matériel lourd est expédié par mer jusqu'à Oran en passant par Rouen, puis par la route ou la voie ferrée jusqu'au champ de tir. Le matériel léger est expédié par voie aérienne. L'avion est naturellement beaucoup plus rapide mais aussi beaucoup plus cher. En une journée le matériel arrive à Colomb-Béchar alors qu'il faut compter 8 à 15 jours par voie maritime.

Une fois arrivé sur le terrain, le premier soin est de rédiger, en accord avec les autorités des champs de tir, les programmes de tir. C'est un document

important et indigeste qui résume toutes les opérations qui doivent être effectuées pendant la campagne. Le travail scientifique exige parfois de tirer à une heure soigneusement déterminée. Pour être prêt juste au moment voulu, il faut faire un véritable planning des temps.

Beaucoup d'opérations doivent être effectuées le jour même des tirs et il est nécessaire de les minuter et de leur attribuer une heure et un temps donnés pour que tout soit prêt à temps.

C'est ainsi que le fameux « compte à rebours » dont le zéro est le départ de la fusée commence dans bien des expériences 5 heures avant le tir. Chacun sait ce qu'il a à faire quand vient l'annonce de l'heure où il doit le faire, par exemple le « remplissage acide » se fait entre 2 heures et 1 heure.

Une autre difficulté des tirs et non des moindres est la nécessité d'avoir un beau temps et un ciel clair pour pouvoir tirer. Or il faut prévoir le temps avant de mettre l'acide dans le réservoir. Il est assez difficile de donner le temps plusieurs heures à l'avance. Nous disposons donc d'une équipe de météo et suivant leurs indications l'expérience est prévue tel jour ou au contraire remise au lendemain.

Après tir, il est souvent intéressant d'aller chercher les morceaux. Inutile de dire qu'il faut parfois monter de véritables expéditions pour aller rechercher à 80 ou 100 km la fusée largement étalée dans le désert.

Il peut paraître intéressant de connaître les appareils employés au cours de ces manipulations :

Un premier groupe d'appareils concerne les ordres à donner en vol à l'engin. Deux systèmes peuvent être employés pour ce but : la télécommande qui envoie depuis la terre ces ordres au moment voulu, les minuteriers montés à bord qui déclenchent à temps des phénomènes déterminés. Jusqu'à présent la télécommande n'a pas encore été montée à bord de VÉRONIQUE.

Un deuxième groupe d'appareils permet d'observer l'engin pendant son vol depuis le sol. Les uns sont électroniques comme les radars avec ou sans répondeur, les autres sont optiques comme les cinéthéodolites, qui permettent de tracer la trajectoire avec grande précision au moins au départ et les caméras de poursuite qui permettent de photographier l'engin dans des moments particulièrement remarquables comme la sortie de rampe, le lâcher des bras, etc.

Un troisième groupe d'appareils groupés sous le nom de « mesures internes » sont situés à bord et permettent de mesurer les phénomènes qui se passent pendant le vol de la fusée comme par exemple la pression dans la chambre de combustion, le niveau du liquide dans les réservoirs, etc. ou les phénomènes enregistrés par les appareils scientifiques de bord.

Leurs résultats peuvent être soit enregistrés à bord sur des enregistreurs qu'on récupère après le tir, soit transmis par des télémesures qui sont restées à terre. S'il y a enregistrement à bord, il faut parachuter la tête.

Tous les instruments placés au sol doivent être dirigés à partir d'un poste central. Le poste central comprend un programmeur qui envoie au moment voulu l'ordre de mise en marche de tel ou tel appareil puis après l'ordre d'arrêt. Il comprend un enregistreur qui enregistre tous les ordres envoyés et le moment auquel ils sont envoyés. Il comprend enfin une base de temps élaborée sur place et qui va s'inscrire dans tous les appareils de façon que tous les enregistrements puissent être recalés les uns par rapport aux autres au millième de seconde près.

La complexité de toutes ces opérations rend les minutes qui précèdent immédiatement le tir particulièrement émouvantes. Sans oublier le fameux compte à rebours qui faisant attendre l'événement crée une grande anxiété, il y a évidemment des précautions de prudence du fait des accidents possibles ; les masques sont en position d'alerte. Il y a les ordres successifs qui sont envoyés et dont la bonne exécution est surveillée anxieusement comme par exemple le fameux ordre de passage sur batterie interne qui isole électriquement la fusée du reste du monde, elle n'est plus alimentée que par ses batteries de bord.

Un grand tableau donne les feux verts de chacun des appareils qui participent à l'expérience et soudain quand tout est bien prêt et qu'on arrive à zéro, un bruit effrayant remplit l'atmosphère, la fusée dégage une puissance qui est celle peut-être d'une dizaine de grosses locomotives appliquées à un corps de poids réduit.

Il ne serait pas honnête de terminer sans dire un mot des longs et difficiles travaux qui doivent s'effectuer après le lancer. La manipulation scientifique ne commence que quand la fusée est en l'air et les résultats ne sont recueillis définitivement qu'après des travaux de dépouillement qui demandent parfois de longs mois.

Vous concevez qu'il faut de longs calculs pour déduire des films de cinéthéodolite, la trajectoire et la vitesse de l'engin. De même il faut de longs calculs pour restituer à l'aide des enregistrements de télémessure les vraies valeurs des phénomènes enregistrés.

Des centres spéciaux utilisant des grandes machines à calculer et d'autres machines plus spécialisées ont été créés pour faire ces travaux. Ils utilisent sans arrêt des calculateurs brevetés. C'est en s'appuyant sur les résultats de ces travaux que les savants peuvent faire l'interprétation physique des résultats obtenus qui au fond constitue finalement presque le seul intérêt de ces expériences.

Conclusion

Dans une récente expérience le nombre des postes à terre qui observaient une fusée était supérieur à 50 et s'épalaient sur une distance de plus de 200 km. On comprend alors les difficultés de ces essais et la grandeur de l'effort qui a été fourni.

TÉLÉMESURE, LOCALISATION ET RÉCUPÉRATION DES FUSÉES « VÉRONIQUE » ⁽¹⁾

PAR

C. FAYARD

*Ingénieur des Télécommunications,
au Centre National d'Etudes des Télécommunications*

Le CENTRE NATIONAL D'ETUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS s'intéresse d'une façon particulièrement active aux problèmes d'exploration de la haute atmosphère à l'aide de fusées depuis l'année 1957. Depuis cette époque, ont été entreprises au Département TÉLÉCOMMANDE un certain nombre d'études et réalisations dans les différents domaines relatifs aux expériences à l'aide de fusées. C'est ainsi que les principaux travaux menés au sein de ce Département ont porté sur les liaisons radioélectriques entre le sol et l'engin (télémessure, télécommande, localisation par radar), la fabrication d'équipements de bord de fusées (récepteurs spéciaux, émetteurs, antennes, répondeurs-radars), l'assistance technique de son personnel sur les champs de tir pour la mise en œuvre des matériels correspondants, etc. Une autre partie des travaux a porté sur la réalisation d'un certain nombre de matériels au sol de mise en œuvre des engins eux-mêmes.

Dans ce même cadre de recherches, le C.N.E.T. a été également amené à entreprendre l'étude de fusées-sondes destinées à l'exploration de la haute atmosphère, étude qui a d'ailleurs été confiée en majeure partie à la Société SUD-AVIATION. Les engins correspondants appelés BÉLIER et CENTAURE utilisent un carburant solide et peuvent transporter une charge utile de 32 kg à une altitude respective de 80 et 180 km. Les premiers essais de ces engins ont eu lieu au mois de mai 1961 et ont donné parfaitement satisfaction.

Ces engins ainsi qu'une grande partie des matériels de mise en œuvre et des matériels de bord étudiés et réalisés par le C.N.E.T. vont être dorénavant utilisés couramment par le COMITÉ FRANÇAIS DE RECHERCHES SPATIALES pour ses besoins.

Dans l'expérience biologique décrite par le Médecin-

Général GRANDPIERRE, le C.N.E.T. a été chargé des problèmes concernant la localisation de l'engin

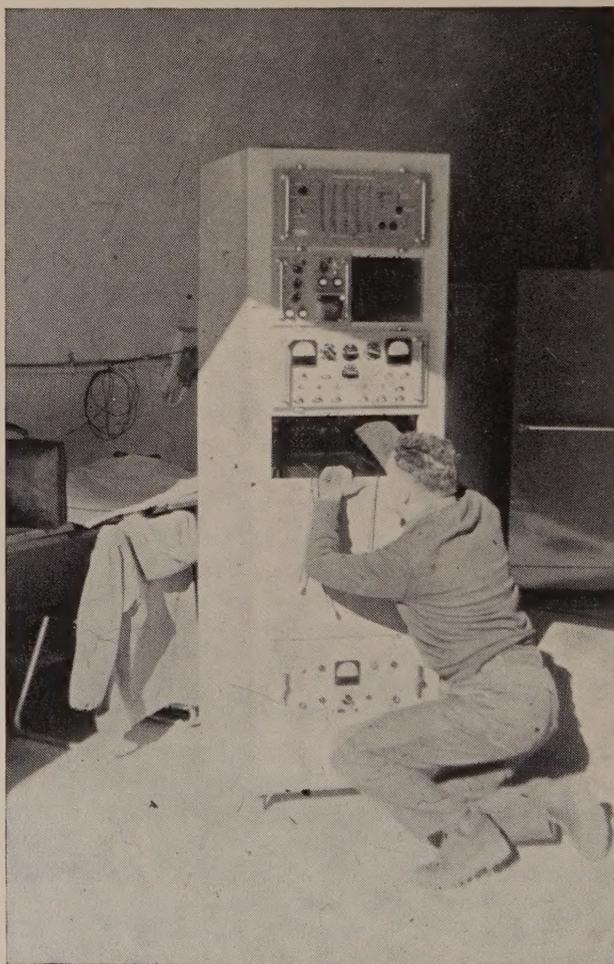


Fig. 1. — Un ensemble électronique de contrôle monté dans un rack permet la vérification complète et rapide de l'émetteur de télémessure avant son montage dans la fusée. Cet ensemble est lui-même assemblé et réglé à l'arrivée sur le champ de tir.

⁽¹⁾ Conférence prononcée le 10 juin 1961 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

et la transmission des informations au sol par télémessure. L'étude et la réalisation du système de récupération de la charge utile ont été menées par la Société



FIG. 2. — Le répondeur-radar comme l'émetteur de télémessure est vérifié à l'aide d'un ensemble de contrôle spécialisé.

SUD-AVIATION en liaison avec le C.N.E.T. en ce qui concerne le déroulement des différents essais préliminaires.

Cette entreprise a été financée en partie par le COMITÉ FRANÇAIS DE RECHERCHES SPATIALES et par le COMITÉ D'ACTION SCIENTIFIQUE DE LA DÉFENSE NATIONALE.

1. Chaîne de localisation

La chaîne de localisation de l'engin utilisée pour ce tir et qui était mise en œuvre pour la première fois à cette occasion et pour les quatre tirs de fusées VÉRONIQUE qui faisaient partie de la même campagne comporte :

A BORD DE LA FUSÉE

Un répondeur-radar superhétérodyne du type RS 2 étudié et développé par le C.N.E.T. au cours des trois dernières années et actuellement industrialisé par la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON.

AU SOL

— Un radar COTAL-LY ayant subi un certain nombre de modifications complémentaires relatives, en particulier, à la chaîne d'élaboration de la distance. Ceci pour permettre la poursuite d'engins jusqu'à des distances de plusieurs centaines de kilomètres et à des vitesses avoisinant Mach 5 à 6.

— Une tourelle optique destinée à faciliter le pointage du radar pendant la première partie de la trajectoire.

— Un ensemble d'enregistrement sur tables traçantes de la trajectoire de la fusée dans le plan vertical d'une part, et de la projection horizontale de cette trajectoire d'autre part.

— Un ensemble de digitalisation des informations issues du radar et d'enregistrement numérique de



FIG. 3. — Le répondeur-radar et la télémessure sont prêts, ils sont montés sur un tiroir autonome qui comporte également les diverses alimentations de bord et les relais de commutation.

celles-ci sur ruban perforé. Cette méthode autorise la transmission à distance par télétype des coordonnées de l'engin ainsi que l'utilisation d'ordinateurs pour le calcul complet de la trajectoire suivie.

— Un ensemble de présentation des indications du radar sous forme de chiffres lumineux (site, gisement, temps). L'observation de ces indications et de celles fournies par les tables traçantes doit permettre par la suite à l'officier de tir de déclencher par télécommande dans l'engin un certain nombre d'opérations liées à sa position dans l'espace (destruction en vol, formation de nuages artificiels à une altitude déterminée, déclenchement de la séquence de récupération, etc.).

Ces trois derniers ensembles étaient provisoirement installés dans un bâtiment préfabriqué SCHWARTZ-HAUTMONT pour cette campagne. Ils sont installés à l'heure actuelle dans une semi-remorque climatisée qui fait partie avec d'autres véhicules d'une unité mobile complète de mise en œuvre de fusées développées par le C.N.E.T. Cette mobilité rend son emploi beaucoup plus souple.

Le fonctionnement de cette chaîne de localisation a été parfait pour le deuxième des trois engins VÉRONIQUE dont le tir a été réussi au cours de cette campagne. L'enregistrement sous les deux formes



FIG. 4. — Le tiroir de télémétrie et répondeur, qui avait été retiré pour le montage de l'engin sur rampe, est installé sur l'engin vertical.



FIG. 5. — Des prises spéciales situées sur la « peau » de la fusée amènent à la charge utile les différents fils de commande, supervision, alimentation nécessaires à la mise en œuvre et au contrôle des équipements de bord avant le départ.

Ces différentes liaisons passent à l'intérieur d'un mât métallique qui servira également avant le départ à extraire les prises de raccordement. Un ensemble d'alimentation externe permet de fournir aux équipements de bord pendant la phase de préparation l'énergie électrique nécessaire à leur fonctionnement sans utiliser les sources de bord.

analogique et numérique de la trajectoire a été effectué pendant 88 % du temps de vol dont 75 % en poursuite entièrement automatique. Les enregistrements de niveau de champ reçu prouvent que l'on pouvait espérer une portée maximum de l'ordre de 7 à 800 km.

Lors du premier tir, une défaillance d'un relais d'alimentation de l'engin a compromis le fonctionnement du répondeur-radar.

Pour le troisième tir, qui était précisément celui du CENTRE D'ÉTUDES ET DE RECHERCHES DE MÉDECINE AÉRONAUTIQUE, le fonctionnement de la chaîne a été totalement compromis par un incident classique dans la localisation monostatique à un seul radar. La fusée est passée à basse altitude à la verticale du radar si bien que les servo-mécanismes de gisement n'ont pu assurer le défilement extrêmement

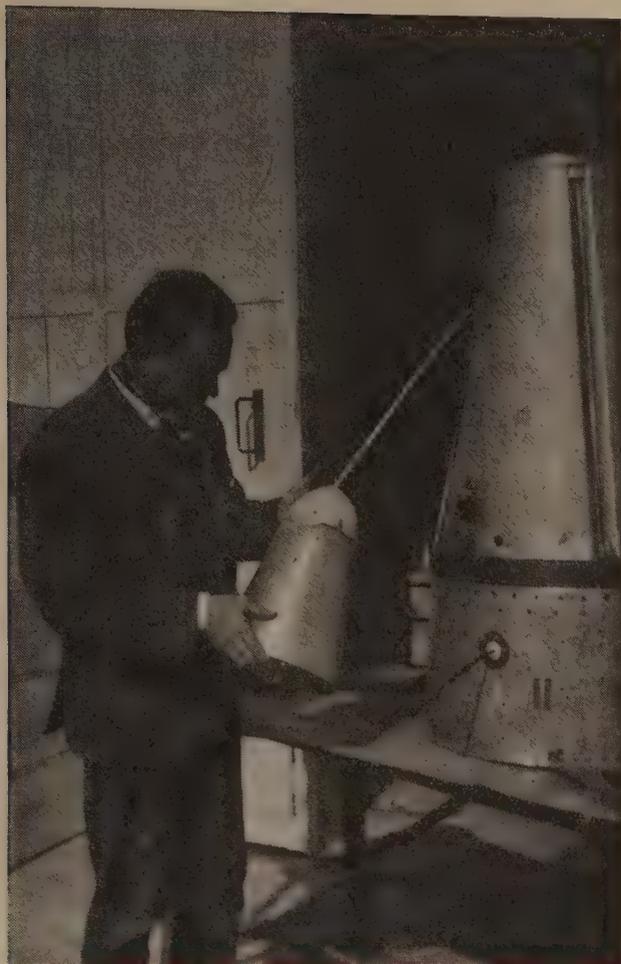


FIG. 6. — La pointe récupérée. On peut voir la balise V.H.F. utilisée pour la localisation de la pointe parachutée.

rapide de l'antenne nécessaire à la poursuite de l'engin. Les opérateurs n'ont pu reprendre à temps par la suite le contact avec le répondeur-radar.

2. Transmission des informations au sol

La transmission des informations au sol par télémessure était assurée à l'aide d'un émetteur de télémessure FM/AM étudié et développé par le C.N.E.T. en collaboration avec la SOCIÉTÉ ANONYME des TÉLÉCOMMUNICATIONS. Cet émetteur comprenait six voies d'information continues de bande passante échelonnée entre 260 et 1 800 hertz. L'une de ces voies était utilisée pour transmettre l'accélération longitudinale de l'engin, les cinq autres par le C.E.R.M.A. pour la transmission des divers paramètres physiologiques de l'animal énumérés précédemment. Le récepteur de télémessure était mis en œuvre par le C.I.E.E.S. à Hammaguir.

Le fonctionnement de cette chaîne de transmission a été tout à fait satisfaisant assurant une couverture d'environ 90 % du temps de vol de la fusée. On peut signaler un instant du vol particulièrement émouvant lorsque par télémessure les médecins ont pu entendre un ralentissement brutal des battements

de cœur de l'animal lors d'une phase d'accélération maximale de la fusée. Ces mêmes battements de cœur, entre autres paramètres, ont pu être entendus tout au long du vol et on avait même cru sur le moment les entendre après récupération de la charge utile lorsque l'animal était au sol. En fait, après dépouillement des enregistrements, on a pu constater que la liaison de télémessure avait été interrompue au cours de la séquence de récupération elle-même alors que l'engin était à quelques kilomètres du sol. Cette interruption paraît tout à fait normale et due à la grande baisse de niveau de champ reçu par le récepteur lorsque l'émetteur n'est plus en visibilité directe.

3. Système de récupération de la charge utile

Le système de récupération était un système dérivé de celui utilisé sur le M. 200 de SUD-AVIATION et adapté à la fusée VÉRONIQUE. Il a été étudié par la Société SUD-AVIATION et essayé à l'aide d'un hélicoptère ALOUETTE du département ESSAIS EN VOL du C.N.E.T. installé à Lannion (Côtes-du-Nord). Ce système a parfaitement fonctionné suivant la séquence prévue et a permis de retrouver le rat HECTOR en parfaite santé.

Les grandes lignes de la séquence de récupération sont les suivantes :

— A l'altitude d'environ 120 km, une minuterie met à feu trois boulons explosifs qui libèrent la charge utile du reste de la fusée.

— A l'altitude de 30 km une minuterie met à feu un canon qui éjecte une masselotte. Celle-ci arrache le fourreau contenant le parachute stabilisateur de faible surface (2 m²) qui se déploie et réduit la vitesse de chute à 50 mètres/seconde environ. La masselotte et le fourreau sont libérés.

— A l'altitude de 1 000 mètres une capsule altimétrique met à feu trois boulons explosifs qui libèrent le fourreau du parachute de charge. Celui-ci est entraîné par le parachute stabilisateur et le parachute de charge de 60 m² se déploie. Le parachute stabilisateur et le fourreau du parachute de charge sont libérés. La vitesse de chute est réduite de 50 à 6 mètres/seconde à l'atterrissage.

Les contacts des capsules altimétriques sont mis hors circuit pendant la montée de l'engin et en circuit à la descente à l'aide de la minuterie de séparation.

Lors de la descente sous parachute de charge qui peut durer plusieurs minutes, un émetteur spécial est mis en fonctionnement dans la charge utile qui permet à un ensemble de trois radiogoniomètres de déterminer le point de chute avec une bonne précision.

L'accélération maximale de freinage se produit lors de l'ouverture du parachute de charge mais ne dépasse pas 4 à 5 g.

L'ensemble complet de récupération est contenu dans un cylindre métallique d'environ 50 cm de diamètre et 32 cm de hauteur. Il pèse environ 15 kg.

RECHERCHES SCIENTIFIQUES RÉCEMMENT EFFECTUÉES AU MOYEN DE FUSÉES « VÉRONIQUE » ⁽¹⁾

Expériences de physique de la haute atmosphère

PAR

E. VASSY

Professeur à la Faculté des Sciences de Paris

Le programme scientifique de la campagne de février dernier attendait pour être réalisé depuis 1954. La D.E.F.A. m'avait chargé de l'exposer à la réunion de la Fédération Astronautique Internationale à Innsbruck en 1954 et il est paru dans les *Astronautica Acta* de 1955. C'était celui mis sur pied pour l'A.G.I. 1957-58.

Malheureusement les crédits destinés initialement aux fusées furent détournés de leur but, affectés à des recherches classiques et il fallut attendre le début de 1959 pour que sur l'initiative du Président du C.A.S.D.N. (qui est aussi le nôtre) 15 VÉRONIQUE soient enfin construites.

Mais nous n'étions pas au bout de nos peines : il n'y avait pas de crédits pour construire les télémesures étudiées par le C.N.E.T. : elles furent tout juste prêtes pour la dernière campagne.

Il est assez extraordinaire que des expériences conçues il y a si longtemps puissent avoir encore quelque intérêt. Elles ont d'ailleurs été un peu retouchées et adaptées : nous allons les passer sommairement en revue.

Pour cela un point d'histoire est nécessaire.

C'est en tant que chef de la Section Haute Atmosphère du C.E.P.A. organisme dépendant de la D.E.-F.A., que nous avons le 19 octobre 1954, en collaboration avec le S.P.I.M., effectué une expérience à l'aide d'un engin VÉRONIQUE ayant atteint l'altitude de 104 km.

Un récepteur couvrant les gammes 170-240 kHz (ondes longues) et 600-1 000 kHz (ondes moyennes), relié à une antenne constituée par un bâton en ferrite, étalonné en laboratoire quelques jours avant le tir, mesurait, en fonction de l'altitude, le champ d'émetteurs de radiodiffusion. Ne disposant pas de

télémesures convenables, les résultats étaient enregistrés sur un enregistreur SFIM.

Malheureusement, l'engin sortit du champ de tir et ne fut retrouvé qu'un an et demi après. L'utilisation des résultats fut cependant possible ; la figure déjà publiée dans cette revue [1], montre le champ en fonction de l'altitude des émetteurs de

Fez sur 701 kHz distant de 380 km,
Rabat sur 610 kHz distant de 520 km,
Droitvich sur 200 kHz distant de 2 400 km.

La diminution initiale s'explique parce que le récepteur se trouve d'abord dans la zone de diffraction avant de se trouver en visibilité directe de l'émetteur, l'augmentation qui suit parce qu'en raison de l'interférence avec l'onde réfléchie sur la Terre, le minimum se produit pour le rayon dont le départ est rasant.

Sur ondes moyennes, la diminution qui apparaît à partir de 72 km est due à l'absorption par les chocs des électrons dans la région D.

Sur ondes longues, la disparition à 77 km précise nettement la base de cette région. D'autre part, il y a une diminution inattendue vers 40 km : s'agissait-il d'une absorption réelle ou bien du résultat de la composition de l'onde de diffraction (onde de sol) et de l'onde réfléchie une fois sur l'ionosphère ?

1. Champ en fonction de l'altitude d'émetteurs de radiodiffusion

Il était donc intéressant de reprendre ces expériences avec un double but :

⁽¹⁾ Conférence prononcée le 6 mai 1961 devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

— au-dessous de l'ionosphère, étudier la propagation des ondes ;

— dans l'ionosphère, mesurer l'absorption différentielle qui dépend :

- de la densité électronique locale,
- du nombre de chocs,
- du champ magnétique,

afin de pouvoir déduire la variation du nombre de chocs et de la densité électronique avec l'altitude.

Il fallait en outre étendre l'investigation notamment vers les grandes longueurs d'onde, procéder à des tirs de jour (au voisinage de midi-local) et à des tirs de nuit, par suite de la variabilité diurne des conditions ionosphériques.

L'expérience de 1954 avait été faite avec la collaboration de K. RAWER qui était alors la cheville ouvrière du Service de Prévision Ionosphérique Militaire. Entre temps, il était devenu Professeur Associé à la Faculté des Sciences. Nous nous partageons le travail.

C'est pourquoi il reprit la construction d'un spectromètre couvrant approximativement l'intervalle couvert en 1954, le laboratoire de Physique de l'Atmosphère se chargeant de celle d'un appareillage fonctionnant sur une des plus basses fréquences disponibles : celle de l'émetteur de Sainte-Assise (16,8 kHz).

1. CHAMP DE SAINTE-ASSISE

Les résultats de l'expérience de 1954 ayant été exposés à l'Assemblée de l'U.R.S.I. en 1957, l'A.R.-D.C. vit l'intérêt de son extension aux grandes longueurs d'onde et en finança l'étude. Celle-ci fut confiée à J. BOURNAZEL, l'essai du prototype au sol à Colomb-Béchar en février 1959 à B. LEROY et la réalisation industrielle aux Ateliers de Construction de Bagneux (J. BABAUD). P. BLOOM fut chargé des étalonnages et de la mise en place sur le champ de tir.

L'antenne est un cadre accordé placé dans la partie du cône dont l'enveloppe est en plexiglass. La force électromotrice reçue à ses bornes est amplifiée directement par un ampli à 5 étages. Un dernier étage permet la sortie en basse impédance. Une partie du signal est alors détectée et envoyée à la télémessure (tension de sortie continue variant entre 0 et 2,5 V). Une autre partie, également détectée est utilisée à la polarisation négative des grilles des étages d'amplification de façon à obtenir pour un rapport de champ de 1 à 400 une tension de sortie variant de 0 à 2,5 volts.

En outre, il est possible de faire varier la sensibilité de l'appareil en agissant sur une résistance qui se trouve dans le circuit de polarisation des grilles.

Un pont pris sur la haute tension (pile Musik 67,5 V), fournit une tension de référence (2 volts).

Les circuits résonnants qui forment la charge des plaques sont des blindages en mumétal et chaque étage est isolé du suivant par des blindages de même nature. Des découplages énergiques sur la haute

tension et les circuits de polarisation évitent l'accrochage entre les différents étages.

Il faut étalonner le récepteur juste avant le tir. Le circuit destiné à créer le champ est une spire parcourue par un courant de 16,8 kHz engendré par un générateur piloté par quartz.

Le courant mesuré dans la spire permet de calculer le champ magnétique créé par la spire à une distance mesurée. Le cadre du récepteur placé dans ce champ est le siège d'une force électromotrice fonction de la valeur du champ et aussi :

- des caractéristiques électriques et mécaniques du cadre récepteur ;
- de sa position par rapport à la spire d'excitation.

En mesurant la tension de sortie du récepteur, on trace une courbe donnant, en fonction des intensités du champ reçu par le cadre, la tension de sortie correspondante.

Pour mettre en service l'alimentation du récepteur quelques minutes seulement avant le départ de la fusée, on a utilisé un relais à auto-verrouillage, commandé par une impulsion.

L'émetteur de Ste-Assise ne pouvant émettre à pleine puissance d'une manière continue, 3 créneaux de 10 minutes d'émission de la porteuse pure, étaient prévus. La réception à l'aide d'un récepteur professionnel AME permettait d'avertir l'officier de tir.

Pendant le vol de la fusée, le champ de l'émetteur était enregistré par un récepteur témoin demeuré au sol et par un mesureur de champ Stoddart.

2. SPECTROMÈTRE MF

L'appareil RAWER était donc un perfectionnement de celui de 1954. Il était complètement transistorisé avec des transistors au silicium pour éviter les ennuis dus à la température. Deux gammes d'ondes étaient couvertes :

150-250 kHz

et

560-1 300 kHz .

L'antenne également constituée par un cadre était placée dans le cône en plexiglass et séparée de celle de Ste-Assise par un disque métallique.

L'amplificateur comportait cinq étages aussi ; il fallait également procéder à un étalonnage sur place.

La largeur de bande nécessaire pour la transmission était de 9 kHz ce qui nécessite l'adoption de la télémessure S.A.T./C.N.E.T.

2. Mesure de la lumière solaire diffusée

L'atmosphère diffuse, d'après la loi de Rayleigh, la lumière solaire proportionnellement à la densité de l'air et à l'inverse de la 4^e puissance de la longueur d'onde. D'autre part, elle est le siège de différentes émissions lumineuses, notamment 6 300 Å de OI 5 893 de Na, etc., que l'on décèle seulement au

moment de l'aube ou du crépuscule, quand les basses couches de l'atmosphère sont dans l'ombre et que leur diffusion est presque nulle. Ces phénomènes d'émission persistent-ils ou sont-ils renforcés au cours de la journée ?

C'est pourquoi, il était intéressant de mesurer en fonction de l'altitude la lumière reçue par une surface photosensible et de voir si elle correspondait uniquement à la diffusion ou si une émission lui était superposée.

Plusieurs essais ont été faits aux Etats-Unis, pour répondre à cette question, mais les résultats sont demeurés absolument contradictoires.

C'est pourquoi dans le cadre de la D.E.F.A., nous avons demandé au D^r ROSSLER, de l'I.F.A.S.L. d'étudier un appareillage qui présente les deux caractéristiques indispensables : éviter toute trace de diffusion parasite de la lumière solaire directe, avoir une réponse valable dans un assez grand intervalle d'altitude.

La première condition a été réalisée en prohibant toute pièce optique dont la surface aurait pu diffuser la lumière solaire et en disposant un jeu convenablement étudié de diaphragmes.

La seconde, non par un amplificateur logarithmique, mais par un dispositif qui consiste à utiliser la forte variation de la sensibilité d'une cellule à multiplicateurs d'électrons lorsqu'on fait varier la tension des dynodes. Ainsi lorsque la tension des dynodes d'un 931 A passe de 90 à 30 volts, la sensibilité varie dans le rapport de 1 à 10^{-4} .

La variation de la tension des dynodes est obtenue en les alimentant par l'intermédiaire d'une pentode 954. La tension dépend de celle de la grille de la pentode, c'est-à-dire, du courant photoélectrique du dernier étage du multiplicateur. Lorsque le flux lumineux est grand la pentode est bloquée et la tension diminue.

L'appareil est visible sur la figure 1. Il y a 2 photomètres diamétralement opposés fonctionnant pour 2 régions spectrales distinctes. Il fallait en outre un dispositif obturant le tube du photomètre avant et au moment du départ.

3. Altitude de l'émission de la lueur nocturne

En 1943, ayant fait du multiplicateur d'électrons un instrument de mesure et non plus de détection, nous l'avons pour la première fois utilisé avec Mme VASSY et P. ABADIE [2] à l'étude de la lueur nocturne. Cela nous avait permis de voir qu'il y a souvent à nos latitudes une certaine activité aurorale se traduisant par des irrégularités dans la courbe donnant la luminance du ciel en fonction de la distance zénithale. Pour la raie verte et la raie rouge, nous avons trouvé que pendant les nuits calmes, la courbe trouvée ne pouvait s'interpréter par une seule couche émissive et qu'on pouvait en rendre compte par 2 couches, l'une à 80 km, l'autre à 1000 km.

On a tenté aux Etats-Unis une mesure directe et

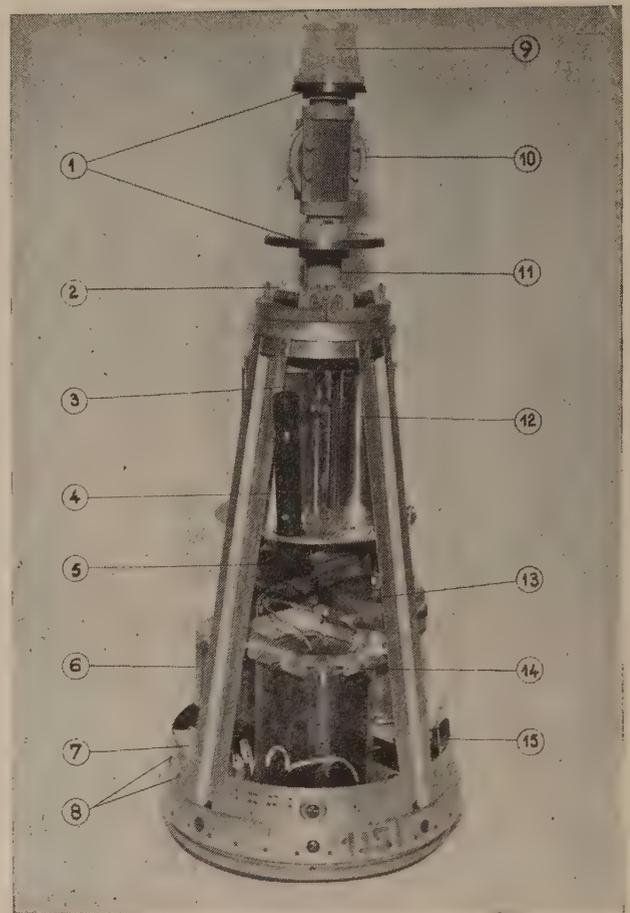


FIG. 1.

1. — Disques écran
2. — Magnetomètres horizontaux (attitude)
3. — Mesureur de champ Sainte-Assise
4. — Lunette mesureur lumière diffusée (I)
5. — Photomultiplicateur mesureur lumière diffusée (II)
6. — Bloc alimentation HT pour mesureur lumière diffusée (I)
7. — Manomètre thermique ISRAEL
8. — Prises de pression.
9. — Antenne spectromètre RAWER
10. — Antenne mesureur de champ Sainte-Assise.
11. — Magnetomètre vertical (attitude)
12. — Spectromètre RAWER (indicateur de tension et alimentation).
13. — Bloc étanche d'alimentation de bord
14. — Bloc alimentation HT pour mesureur lumière diffusée (II).
15. — Prise fiche éjectable

trouvé effectivement pour la raie verte une couche à 90 km.

Nous avons voulu reprendre ces mesures en les liant à des mesures effectuées au sol à l'aide du photomètre de Mme VASSY [3] qui permet d'effectuer une exploration de la totalité de la voûte céleste et de voir si la couche émissive est homogène.

Michel PERRIN avait donc réalisé un photomètre prenant la place, pour les engins à tirer de nuit, du photomètre pour la lumière solaire diffusée. Le système optique le seul correct était celui de Fabry : lentille formant sur la photocathode d'un multiplicateur d'électrons l'image d'un objectif, un diaphragme délimitant le champ sans pénombre (5 degrés).

Entre la lentille frontale et la lentille de champ

était disposé un volet tournant actionné par un micro-moteur, modulant le flux à une fréquence de 300 Hz.

Le courant alternatif est appliqué à l'entrée d'un ampli à 2 étages. Après avoir été redressé, il est appliqué à la grille d'une pentode qui alimente le pont diviseur du photomultiplicateur. Comme précédemment une augmentation du flux lumineux entraîne une diminution de la tension d'alimentation. On a adapté la sortie à la télémétrie, à l'aide d'un transistor fonctionnant en adaptateur d'impédance, sa tension d'alimentation étant prélevée sur un élément du pont.

La mise en marche de l'appareil se faisant avant la mise à feu, il importait pour ne pas fatiguer la photocathode de déclencher l'alimentation après le départ de la fusée.

Pour cela, un système à retard a été incorporé au circuit d'alimentation (couple résistance-capacité de grande constante de temps susceptible d'enclencher un relais).

Les hautes tensions données par des piles (1 200 V) ont nécessité un enrobage sérieux, pour éviter les décharges en milieu raréfié.

4. Mesure de la pression

De nombreuses mesures de la pression en fonction de l'altitude ont déjà été faites avec des fusées. Mais celle-ci varie avec la latitude, la saison et même l'activité solaire. D'ailleurs on a déjà commencé aux Etats-Unis, à étendre les sondages jusqu'à 80 km, et ceci à l'échelle synoptique. Nous nous sommes donc préoccupés de doter la Météorologie d'un appareillage et d'une méthode pour passer de la mesure à bord d'un engin en mouvement à la pression du milieu ambiant. Au-dessus de 90 km, les relations entre les deux grandeurs sont tout autres, il y a également des complications dues au dégazage de l'engin et la méthode la plus sûre est encore l'action de l'air raréfié sur la vitesse des satellites artificiels.

Jusqu'ici les mesures effectuées entre 0 et 90 km faisaient appel à plusieurs types d'instruments : baromètre à coquille, jauges de Pirani, jauges à ionisation, alphasatrons, etc.

G. ISRAEL a réalisé au laboratoire [3] un manomètre thermique qui fonctionne depuis le sol jusqu'à 90 km, de 760 à 10^{-3} mm Hg.

Pour cela, il a pris deux éléments sensibles : une résistance métallique et une thermistance montée en opposition dans un pont double de Lord Kelvin. Le premier élément est sensible aux basses pressions le second aux valeurs les plus élevées. Leurs coefficients de température étant de sens contraire, ils agissent dans le même sens sur la tension de déséquilibre du pont. En réglant le chauffage de la thermistance, on aboutit à respecter la symétrie du pont de Wheatstone.

D'autre part, G. ISRAEL a compensé son instrument des effets de la température. A l'aide de deux thermistances placées dans la paroi le courant d'alimentation et le courant de chauffage de la thermistance sont liés indépendamment à la température de la paroi, si bien que les courbes d'étalonnage ont la même pente lorsque la température passe de 20 à 70 °C.

Une grande partie de l'appareillage se trouve noyée dans l'araldite pour lui conférer une solidité suffisante.

5. Détermination de l'attitude de l'engin

Pour les expériences relatives à la mesure du champ radioélectrique, de la lumière solaire diffusée et de la lueur nocturne, il est nécessaire de connaître à chaque instant la position de l'engin sur sa trajectoire : c'est ce qu'on appelle son attitude.

Pour cela nous avons utilisé, trois magnétomètres placés orthogonalement, bien que théoriquement la résolution du problème exige encore une autre mesure.

Nous avons profité de l'expérience américaine, un type de magnétomètre étant maintenant construit industriellement aux Etats-Unis.

Le magnétomètre « Héliflux » comprend un oscillateur qui donne un courant de 500 Hz, injecté à travers l'enroulement primaire d'un détecteur de manière à saturer son noyau magnétique. La présence d'un champ magnétique le long de l'axe du détecteur provoque une tension de fréquence double dans un enroulement secondaire séparé.

Le second harmonique est pris comme signal et comparé à une tension de référence qui a pour fréquence la fréquence fondamentale. Il s'ensuit une modification des tensions de crête de référence qui aboutit à un déséquilibre dans la charge de capacités et finalement à une différence de potentiel.

6. Essais en vol

Bien que les appareils aient fait individuellement l'objet d'essais notamment à la table vibrante, il nous est apparu nécessaire d'effectuer un essai en vol pour voir notamment s'il n'y avait pas d'interférences entre les différents instruments.

Nous aurions voulu inclure la télémétrie, malheureusement celle-ci fut livrée au C.N.E.T. juste à la veille de la campagne. Les essais en vol furent conduits par les soins du C.E.V. de Brétigny.

L'ensemble de nos appareils a donc été installé dans un avion à réaction Météor. L'enregistrement des tensions de sortie montra le bon fonctionnement des appareils.

Le câblage de l'ensemble de nos instruments a été assuré par les soins du Commandant RICKBUSH, de l'E.T.A.G. Nous l'en remercions vivement.

Résultats

Nous avons eu des résultats pour cinq expériences sur six. L'unique échec est dû à une interférence d'une sous-porteuse de la télémétrie avec le champ de Ste-Assise.

Une bande d'enregistrement (fig. 2) montre des résultats concernant :

- le magnétomètre vertical,
- horizontal 1,
- horizontal 2,

les deux jauges ISRAEL diamétralement opposées, la tension de référence de leur alimentation,

la tension de référence du spectromètre RAWER, la température (1 et 2) des parois des jauges.

Non seulement les divers appareils ont fonctionné normalement, mais ils ont donné des résultats dont le dépouillement n'est point encore complètement achevé. Toutefois, il a permis de prévoir la suite de ces expériences qui ont consisté essentiellement à éprouver différents types d'appareillages relativement simples.

Nous allons pouvoir maintenant utiliser 3 récepteurs radio disposés orthogonalement de façon à connaître la grandeur et la direction du vecteur champ :

— 3 jauges ISRAEL de façon à pouvoir remonter aussi à la densité et à la température ;

— des photomètres plus élaborés permettant une meilleure définition spectrale.

la D.E.F.A., qui les a rendues possibles grâce à la réalisation de VÉRONIQUE et dans cet organisme :

le C.E.P.A. pour son aide précieuse,

le L.R.B.A. avec qui nous collaborons depuis longtemps,

et surtout l'E.T.A.G. dont l'exposé de l'Ingénieur en Chef MARCHAL a montré la très importante et directe contribution.

Nous remercions également pour leur coopération : le C.E.V., pour ses essais en vol, le C.N.E.T. et en particulier le département Télécommandes, pour sa contribution, le C.I.E.E.S., pour la mise à notre disposition des moyens de son champ de tir.

Le succès de telles expériences ne peut être assuré que par une étroite coopération avec des services nombreux et variés.

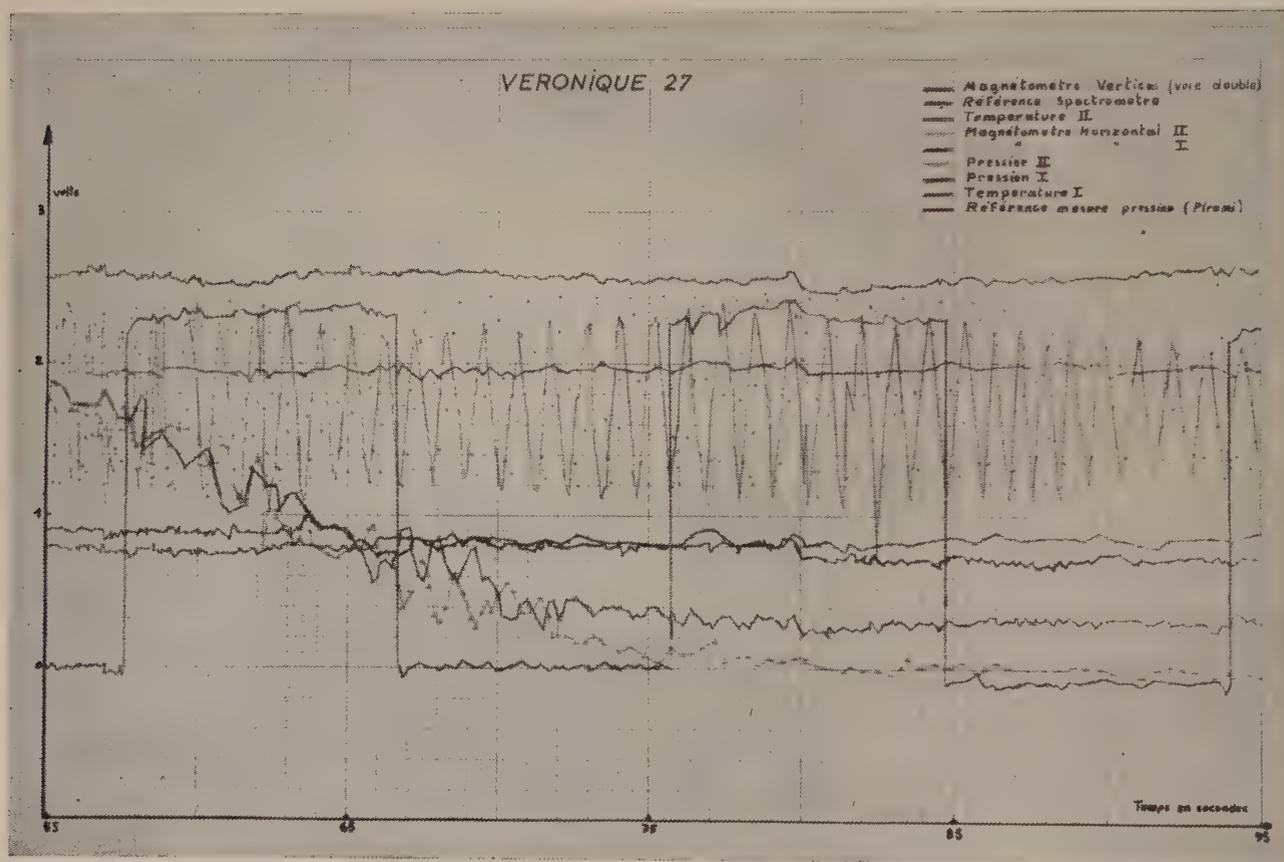


Fig. 2. — Fragment d'une bande d'enregistrement

Conclusion

Si les deux grands ont brûlé les étapes, il reste encore beaucoup de domaines à explorer en profondeur et il est possible, si les moyens nous en sont donnés et sous une forme convenable, d'apporter une honnête contribution. Et pour cela il faut faire appel comme vous avez pu vous en rendre compte à la radio et à l'électronique : l'optique elle-même ne peut plus rien toute seule.

Il nous est agréable de remercier : le C.A.S.D.N., qui a été l'initiateur et le coordinateur de ces expériences,

Il s'agit d'un grand orchestre, chacun assurant l'exécution correcte de sa partition. Et c'est un plaisir quand, comme c'est le cas, le concert se déroule sans dissonance, dans une atmosphère sympathique et amicale, entre les brumes de la Seine et le Soleil du Sahara.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] E. VASSY. *Onde Electrique*, t. XXXIX, 1959, p. 647.
- [2] P. ABADIE, A. VASSY, E. VASSY. *Annales de Géophysique*, 1, 1944, p. 189.
- [3] G. ISRAEL. *Comptes Rendus A.S.*, 251, 1960, p. 1892.

EXTRACTION AUTOMATIQUE D'INFORMATIONS RADAR SOUS FORME NUMÉRIQUE

PAR

L. GÉRARDIN

ET

R. BARBIER

*Groupe Electronique
Compagnie Française Thomson-Houston*

PREMIÈRE PARTIE PRINCIPES DE BASE

1. Caractéristiques essentielles d'un radar

Un radar, quel qu'en soit le type, peut être considéré comme un appareil capable de répondre à la question : en tel endroit de l'espace y a-t-il ou non un obstacle réfléchissant les ondes émises. Dans de nombreux cas, cet obstacle peut être considéré comme isolé et de dimensions pas trop grandes. C'est par exemple le cas d'avions dont il faut contrôler le trafic.

Pratiquement, la question posée au radar se divise alors en deux : dans telle case de l'espace, définie en gros par la durée de l'impulsion émise et la largeur du pinceau rayonné, y a-t-il ou non présence d'un objectif. Dans le cas affirmatif, estimer au mieux la position de l'objectif à l'intérieur de la case.

On sait comment le problème ainsi posé est résolu lorsque la zone globale observée par le radar est assez étendue. Le pinceau d'antenne balaye cette zone ; en synchronisme, un faisceau d'électrons balaye la couche sensible d'un tube indicateur. Les paramètres du radar sont tels qu'il y a toujours plusieurs illuminations successives des objectifs lorsque le pinceau d'antenne balaye la région où ils se trouvent.

La présence d'un de ces objectifs se traduit par l'apparition d'un signal vidéo et l'illumination du point correspondant de la couche sensible de l'indicateur. Mais les points lumineux qui apparaissent peuvent être dus simplement à du bruit de fond. C'est l'opérateur qui juge et décide si le plot apparue est dû ou non à un objectif utile. Au moyen de marqueurs, il peut ensuite estimer la position de ce plot.

Lorsqu'on analyse les processus mis en jeu par l'observateur humain pour effectuer décision pré-

sence, puis estimation de position, on constate que la décision présence implique que le signal vidéo d'écho ait une amplitude telle qu'elle dépasse le seuil d'illumination du tube cathodique. Très généralement, il y a en outre, sous une forme ou sous une autre, une intégration de ce qui se passe au cours des quelques récurrences successives où l'objectif est illuminé par le radar.

La distance de l'objectif est liée simplement à l'instant où l'écho dépasse le seuil. Quant à l'estimation de la direction angulaire, elle se fait grâce à la modulation par le lobe d'antenne de l'amplitude des échos successifs reçus d'un même objectif.

On peut pousser un peu plus loin l'analyse car il existe sûrement des procédures de traitement meilleures les unes que les autres. Quelles sont celles qu'on peut, en un certain sens à définir, qualifier d'optimales ?

2. Décision présence

Tout d'abord : la décision présence. Du fait de la présence du bruit de fond, c'est un événement aléatoire que l'on doit caractériser en termes de probabilité. On essaye en somme l'une contre l'autre les deux hypothèses suivantes : y a-t-il présence ou non dans la case d'espace observée d'un signal dû à un objectif utile.

Quatre décisions peuvent être prises à la suite de cet essai. Si les signaux d'écho contiennent effectivement du signal utile et que l'on décide présence, la décision est correcte, c'est la détection ; si l'on ne décide pas présence, la décision est incorrecte, c'est le manque. Si les signaux d'écho ne contenaient pas de signal utile, mais juste du bruit de fond et que l'on décide présence, la décision est incorrecte, c'est la fausse alarme. Si l'on ne décide pas présence, la

décision est correcte ; elle ne porte pas de nom particulier, le fait de savoir que du bruit est effectivement présent n'ayant aucun intérêt en soi.

Ces quatre décisions se caractérisent par quatre probabilités, dont deux seulement sont indépendantes puisque, dans le premier cas, il y a obligatoirement détection ou manque et dans le second, fausse alarme ou décision bruit.

De nombreux critères d'optimisation ont été proposés. Chaque plot comprenant en gros N signaux possibles, on peut tout d'abord songer à utiliser une procédure qui traite systématiquement une séquence de N signaux, en d'autres termes, faire un test à taille fixée. Dans ce cas, le critère de Neyman-Pearson semble bien correspondre à ce qu'on exige d'un radar. Il consiste, la probabilité de fausse alarme ayant été fixée à une certaine valeur, à chercher la procédure qui rend maximale la probabilité de détection. Pour cela, on est conduit à considérer ce qu'on nomme les vraisemblances des deux hypothèses : signal utile présent ou non.

Les diverses observations d'écho qui constituent le plot sont indépendantes du fait de la non-corrélation du bruit d'une récurrence à la suivante. La vraisemblance relative à un plot est alors simplement le produit des densités de probabilités des divers signaux d'écho. On considère souvent non la vraisemblance, mais son logarithme, ce qui transforme le produit des densités en une simple somme, plus maniable.

L'emploi du nom de vraisemblance s'explique aisément : plus cette quantité, relative à une des deux hypothèses données, est grande et voisine de un, plus il est vraisemblable que l'hypothèse correspondante soit effectivement la bonne.

Le choix d'une procédure de traitement qui soit optimale au sens de Neyman-Pearson revient à trouver un mode de manipulation des signaux tel qu'il maintienne constant le rapport des vraisemblances des deux hypothèses. Le choix de la constante fixe le seuil de décision.

Les densités de probabilité du bruit seul sont bien connues. Celles du signal utile mêlé au bruit dépendent des caractères du signal d'écho renvoyé par l'objectif. En général, l'amplitude de ce signal n'est pas constante, elle varie rapidement pour de faibles variations de la fréquence du radar ou pour de petits mouvements de l'objectif.

Dans tous les cas usuels de fluctuations, on trouve que la procédure optimale est la suivante : un second détecteur de caractéristique donnée suivi d'un intégrateur parfait somme les N signaux correspondant aux N récurrences d'illumination de l'objectif et qui constituent le plot.

Par exemple, pour une fluctuation de signal utile en loi de Rayleigh sans corrélation d'une récurrence à la suivante, le second détecteur doit être à caractéristique quadratique ; pour des signaux stables, sa caractéristique est en $\text{Log } I_0$ (I_0 : fonction de Bessel modifiée). Cette caractéristique est d'ailleurs très peu critique ; le point important est celui de l'intégration parfaite.

3. Intégrateurs analogiques

La réalisation physique d'un intégrateur parfait n'est pas chose aisée. On peut le concevoir comme formé par la mise en parallèle d'une voie directe et de $(N - 1)$ voies retardées respectivement d'une, de deux... de $(N - 1)$ fois le temps correspondant à la durée d'une récurrence (fig. 1). La réalisation physique d'un tel système à mémoire finie est pratiquement impossible.

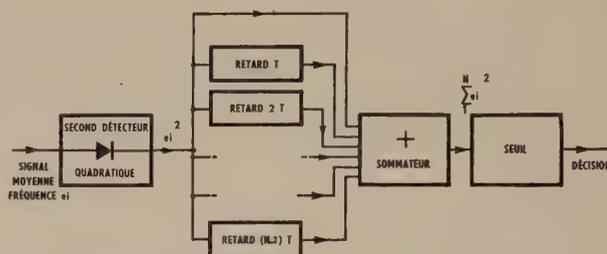


FIG. 1. — Récepteur optimal à intégration parfaite.

Les intégrateurs usuels : persistance sur une couche cathodique ou circuits RC par exemple, possèdent en fait une mémoire indéfinie, mais imparfaite, qui perd progressivement les informations qu'on lui confie, au fur et à mesure qu'augmente le temps écoulé depuis leur introduction dans la mémoire.

Un bon modèle d'intégrateur imparfait de ce genre est constitué, par exemple, par une ligne à retard bouclée sur elle-même. Le retard est juste égal à la durée d'une récurrence et le gain de boucle est légèrement inférieur à l'unité (fig. 2). Il existe un gain optimal, fonction du nombre de signaux N mentionné précédemment.

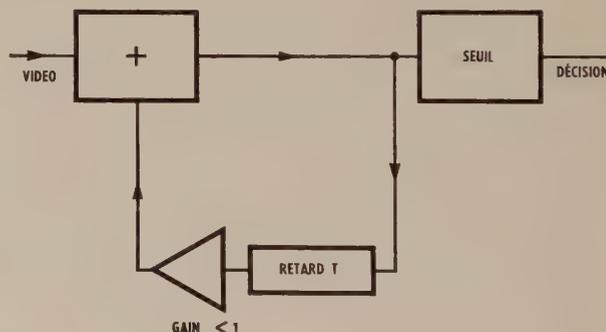


FIG. 2. — Intégrateur imparfait.

On peut comparer les performances d'un intégrateur imparfait bien réglé et d'un intégrateur parfait en comparant les rapports signaux sur bruit qui leur sont nécessaires pour assurer la même efficacité de détection. On trouve alors que, quel que soit le type de signaux utiles reçus : stables ou fluctuants, l'intégrateur imparfait n'est inférieur que de 0,9 décibel à l'intégrateur parfait. Toutefois, lorsque le nombre N de signaux manipulés est assez grand, cela implique que la mémoire de l'intégrateur imparfait perde peu entre deux récurrences. Par exemple,

pour 10 signaux, elle ne doit perdre que 1,1 dB pour que l'augmentation de rapport signal/bruit nécessaire ne soit effectivement que de 0,9 dB. Si cette perte de mémoire est plus grande (ou plus petite), l'augmentation de rapport signal/bruit est supérieure. Toujours dans le cas de dix signaux, une variation de $\pm 0,5$ dB autour de la valeur optimale de gain conduit à une perte de 1,2 dB et cette perte augmente très rapidement si l'on s'écarte plus. Un indicateur P.P.I. est loin d'avoir une mémoire à aussi faible perte. Des études avaient été entreprises dès 1952 à la C.F.T.H. pour réaliser au moyen d'une ligne à mercure bouclée sur elle-même un intégrateur à mémoire bien adaptée au nombre de signaux à recevoir. Les résultats avaient été en bon accord avec ce que laissait prévoir la théorie ⁽¹⁾. Mais un tel dispositif est très difficile à utiliser en exploitation régulière du fait de la grande influence de petites variations dans la perte d'insertion de la ligne (perte qui en moyenne est d'une cinquantaine de dB).

On peut également réaliser un bon intégrateur imparfait avec un tube à mémoire. Ici aussi, les réglages sont délicats et il est difficile d'être sûr, en exploitation, que la perte de mémoire soit bien réglée à la valeur optimale.

4. Intégrateurs numériques

Il existe maintenant d'autres méthodes possibles pour réaliser la mémoire. Le développement des techniques digitales permet de disposer de mémoires rapides à très grande capacité : plusieurs centaines de milliers de chiffres, et ces mémoires sont bien meilleures que toutes les mémoires analogiques connues. On peut ainsi garder en mémoire, non les tensions de signaux d'écho, mais des nombres qui en soient la traduction. Ceci implique un échantillonnage dans le temps du signal reçu, une « quantification ». La durée de l'impulsion émise constitue un étalon de temps qu'il est naturel d'adopter pour cette quantification. Pour la plupart des radars, ce « quantum de temps » représente quelques millièmes à quelques dix millièmes du cycle de répétition. C'est dire que la zone observée en distance sera décomposée, en moyenne, en un millier de cases, chacun définissant un « quantum de distance » correspondant à un quantum de temps.

Même si la décision objectif présent implique l'observation de vingt récurrences successives, la quantité de nombres à mettre en mémoire reste modérée, de l'ordre de vingt mille en moyenne. Les performances d'un récepteur de ce genre (fig. 3) seraient exactement celles d'un récepteur à intégrateur parfait.

Toutefois, la transformation analogique-digitale mise en jeu dans un tel procédé sera d'autant plus difficile à réaliser que l'on désirera plus de finesse dans la définition des nombres traduisant l'amplitude des échantillons de signal video. Une transformation à 1 % près correspond à des nombres de 7 digits et,

même avec une technique de conversion digit par digit, il faudra que le transformateur analogique-digital utilise des impulsions de base au moins huit

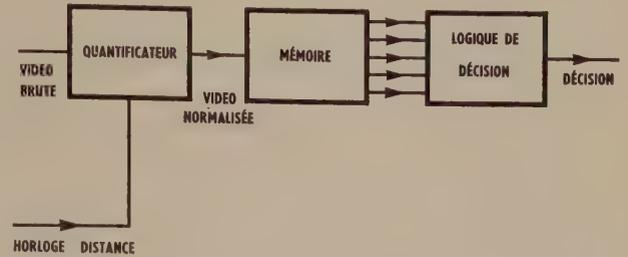


FIG. 3. — Intégrateur digital.

fois plus courtes que les impulsions radar proprement dites. De plus, l'échantillonnage à 1 % près du signal analogique original posera des problèmes très complexes. Tout cela se simplifie au fur et à mesure que la définition de la digitalisation d'amplitude est plus médiocre ; à la limite, la simplicité maximale est atteinte lorsque la digitalisation se fait par tout ou rien : suivant que le signal reçu détecté dépasse ou non un certain seuil pendant la durée d'un quantum de temps, on génère ou non un signal d'amplitude fixe donnée à la fin de ce quantum (fig. 4).

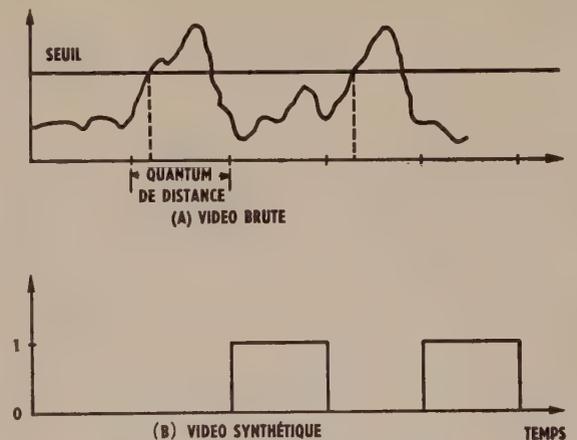


FIG. 4. — Quantification d'un signal video.

Une telle opération fait perdre de l'information ; mais la manipulation des séquences de signaux quantifiés de ce genre se fait ensuite de façon rigoureuse, sans perte de mémoire. En particulier, on peut en faire l'intégration digitale par somme des digits correspondants aux récurrences successives. On ne décidera objectif présent que si cette somme dépasse un certain niveau (fig. 5) d'où le nom de détecteur à double seuil donné à ce dispositif qui a été décrit dès 1952 par P. SWERLING. En mars 1956, G.P. DINNEEN et I.S. REED ont proposé l'emploi pratique d'une mémoire à grande capacité associée à un tel détecteur pour réaliser un récepteur radar complet.

Le second seuil (celui de décision présence) est fixé a priori ; le premier seuil (celui de quantification d'amplitude) est asservi automatiquement au taux de fausse alarme qu'on s'est fixé a priori (10^{-8} par

(1) Onde Electrique, janvier 1954.

exemple). Cet asservissement se fera en comptant les dépassements de seuil par le bruit seul, dans des périodes où l'on est à peu près sûr de n'avoir pas d'écho utile, en fin de récurrence par exemple. Il est très important de fixer automatiquement le premier seuil pour que le récepteur soit toujours à ses meilleures performances.

La forme de la caractéristique du second détecteur n'a plus aucune influence sur les performances de détection.

Le premier problème qui se pose est celui des performances de détection d'un tel détecteur. On peut craindre que l'opération un peu brutale de quanti-

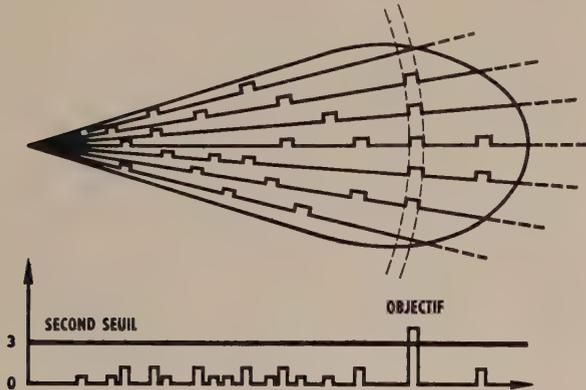


FIG. 5. — Intégration digitale video.

fication par tout ou rien de la video radar fasse perdre beaucoup d'information. En fait, il n'en est rien, ce qui est d'ailleurs assez naturel vu la faible quantité d'information que réclame un radar.

Pour montrer ceci, un procédé simple de calcul consiste à définir une sorte de rapport signal sur bruit équivalent pour la vidéo quantifiée. La définition de ce rapport est classique ; l'amplitude équivalente du signal est prise égale à la différence entre la valeur moyenne du signal quantifié lorsque du signal utile est présent, moins cette valeur moyenne lorsque du bruit seul est présent. L'amplitude efficace équivalente de bruit est l'écart type du signal quantifié.

On trouve alors en étudiant ce rapport signal sur bruit équivalent que même pour des rapports signal sur bruit avant seuil inférieurs à l'unité, on peut ne perdre que 1,9 dB par rapport à un intégrateur parfait, et donc seulement 1 dB par rapport à un intégrateur imparfait optimal, cela que les signaux soient stables (fig. 6) ou qu'ils fluctuent en loi de Rayleigh (fig. 7). Le traitement ultérieur : mise en mémoire et sommation d'un nombre déterminé de signaux quantifiés correspond exactement à ce qui était requis pour une intégration parfaite.

On peut critiquer le sens physique de ce paramètre rapport signal sur bruit équivalent. En particulier, il est un peu choquant a priori de gagner par la quantification comme le montrent les courbes des figures 6 et 7.

Chaque cas particulier de détection peut en fait être traité rigoureusement par calcul direct. A titre

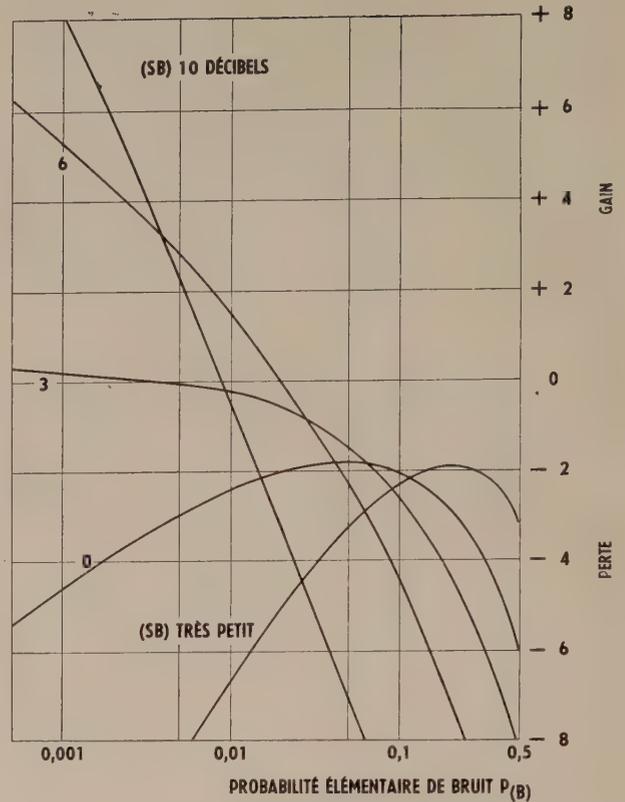


FIG. 6. — Rapport signal sur bruit après quantification. Signaux stables.

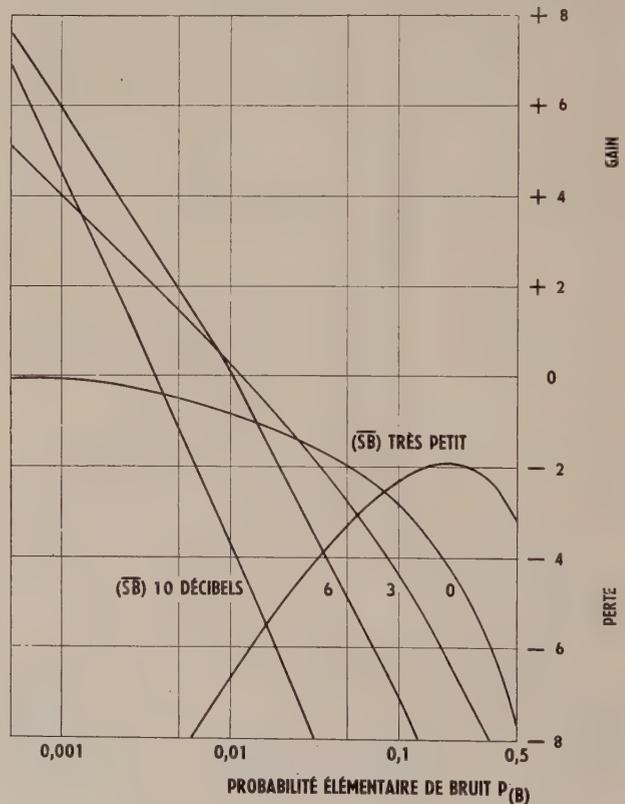


FIG. 7. — Rapport signal sur bruit après quantification. Signaux fluctuant rapidement en loi de Rayleigh.

d'illustration, la figure 8 montre ce qui se passe lorsque le plot radar est formé par six signaux d'écho fluctuant en loi de Rayleigh sans corrélation d'une récurrence à la suivante. Le détecteur est du type à double seuil. Le critère optimal de second seuil est un peu fonction de la probabilité de détection souhaitée. La décision présence à 3 signaux "un" présents sur six possibles, représente le meilleur compromis. Sur cette figure, on voit en marge les rapports signal sur bruit nécessaires à un intégrateur parfait pour assurer les probabilités de détection indiquées : l'écart des performances augmente un peu lorsque l'on considère des probabilités de détection de plus en plus élevées. A 50 %, on a 1,8 décibel de perte ; à 80 % : 2,1 décibels et à 95 % : 2,8 décibels.

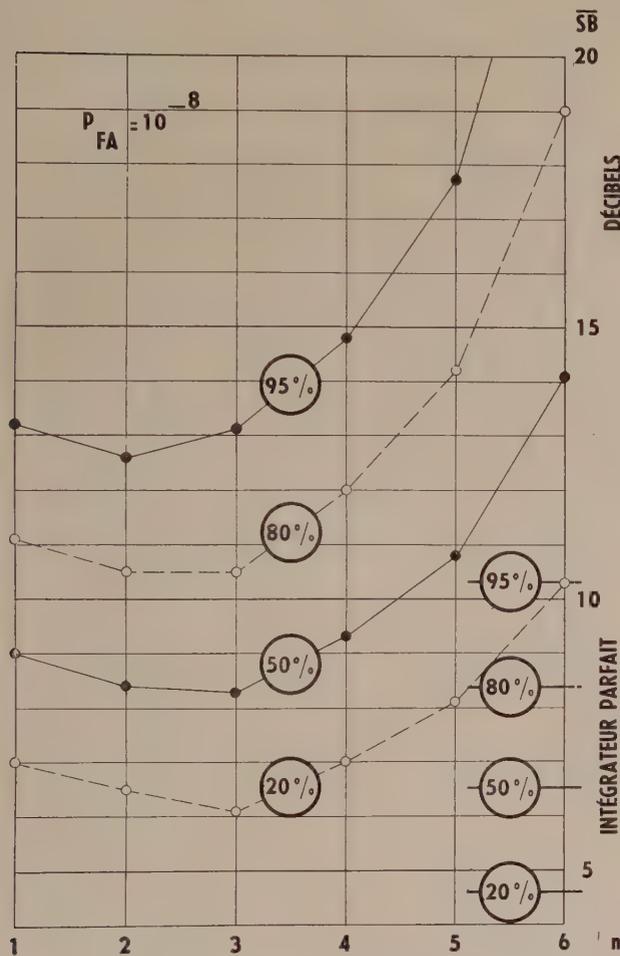


FIG. 8. — Détecteur à double seuil (n/6). Signaux fluctuant en loi de Rayleigh.

Mais le récepteur automatique ne se fatigue pas et ses systèmes d'asservissement de seuil le maintiendront toujours à l'optimum ; on peut finalement conclure de tout cela que le récepteur automatique aura en pratique une sensibilité au moins égale, sinon supérieure, à celle des récepteurs usuels qui sont toujours inférieurs à l'intégrateur imparfait théorique.

Il est en principe inférieur de 0,9 décibel à l'intégrateur imparfait bien réglé. Mais cette légère infé-

riorité (plus théorique que pratique d'ailleurs), est compensée par de multiples avantages.

En restant d'abord sur le plan détection, il faut remarquer que l'on a dans tout ce qui précède supposé que l'amplitude des N signaux d'écho constituant le plot était constante ; en d'autres termes que le lobe était rectangulaire. Il n'en est rien évidemment et la considération d'un lobe réel conduit à augmenter de 1,3 décibel environ le rapport signal sur bruit nécessaire pour retrouver les performances de détection avec antenne à lobe rectangulaire.

Avec le récepteur quantifié, aucune difficulté ne s'oppose à ce qu'on donne aux signaux correspondant aux récurrences successives des valeurs proportionnelles à leur importance relative dans le lobe d'antenne. On effectue une somme pondérée au lieu d'une somme simple ; les coefficients de pondération sont déterminés par un critère de Neyman-Pearson, par considération du rapport des vraisemblances.

Cette procédure étant inapplicable à l'intégrateur imparfait analogique, la différence indiquée de 0,9 décibel peut en fait se réduire pratiquement à zéro.

Comme pour toutes les méthodes basées sur la vraisemblance, cela se paye par une augmentation de capacité de la mémoire qui, en gros, doit enregistrer $2N$ récurrences au lieu de N . Comme les radars de surveillance actuels utilisent un nombre de signaux par lobe de plus en plus petit, 3 à 8 pour fixer les idées, cette augmentation de capacité de la mémoire n'est en fait pas très coûteuse.

Il faut signaler une autre possibilité intéressante des récepteurs quantifiés : l'emploi des tests séquentiels. Traiter en détail ce sujet entraînerait beaucoup trop loin et l'on se bornera à l'esquisser sommairement.

Un test Neyman-Pearson traite systématiquement N signaux d'écho ; la décision est prise suivant que la vraisemblance de cette séquence dépasse ou non une certaine valeur. Mais on peut ne pas se fixer a priori la taille N du test. On commence par observer un seul signal. Si la vraisemblance est assez grande ou assez petite, on prend la décision signal utile présent ou non. Sinon, on décide de continuer et l'on observe deux signaux d'écho, et ainsi de suite, jusqu'à ce que la vraisemblance soit telle qu'on puisse prendre une décision finale. Cela implique, en théorie du moins, la possibilité de prolonger indéfiniment le test. Mais en moyenne, il faut $\frac{N}{2}$ signaux pour prendre la

décision, si les signaux ont mêmes caractéristiques que précédemment. On peut envisager d'appliquer de telles procédures de test à des radars dont l'exploration du faisceau d'antenne ne serait plus régulière, mais programmée, l'avance du faisceau n'ayant lieu que lorsque on aurait pris les décisions pour la grande majorité des cases de distance définies dans un pinceau. Seuls les récepteurs quantifiés permettront des fonctionnements de ce genre.

Le récepteur quantifié offre d'ailleurs d'autres avantages plus immédiats. En particulier, il élimine les plots parasites dus à des interférences avec

d'autres radars, et ce grâce à la technique d'intégration digitale : seuls peuvent s'ajouter correctement les signaux d'écho se produisant au même instant de plusieurs récurrences successives, donc provenant de la réflexion, par un objectif déterminé, du signal d'émission du radar. Si l'on prend en plus la précaution de moduler légèrement la durée de la récurrence radar (ce qui ne gêne nullement l'intégration digitale), les signaux parasites sont totalement éliminés.

5. Estimation position automatisée

Ce type de récepteur permet enfin de faire automatiquement des estimations précises de position de tous les objectifs détectés, en distance et en direction.

La distance se relie simplement au quantum de temps dans lequel se fait la décision objectif présent. Si la quantification en temps était extrêmement fine, l'erreur sur la distance serait due au bruit et à la fluctuation du signal. En fait, pratiquement, cette erreur est presque uniquement due à la définition adoptée pour la quantification, soit donc en moyenne l'équivalent d'une durée d'impulsion. Les valeurs usuelles de cette durée : une à cinq microsecondes correspondent à des incertitudes de 150 à 750 mètres. On peut diminuer ces valeurs en utilisant des artifices : génération des digits basée sur l'instant où le signal video est maximal au lieu de l'être sur le passage de ce signal à travers un seuil donné, ou bien combinaison des instants de traversée du seuil par les fronts avant et arrière des signaux.

De toutes façons, l'erreur sur la distance est essentiellement métrique : à rapport signal sur bruit donné, elle est la même quelle que soit la distance de l'objectif considéré.

L'estimation du gisement de l'objectif se relie à la modulation des amplitudes des signaux reçus, modulation due à la forme du lobe d'antenne et à son mouvement.

Deux méthodes principales peuvent être utilisées pour l'estimation du gisement d'un plot : emploi d'une fonction de pondération à vraisemblance maximale ou moyennage à partir d'une décision début de plot et d'une décision fin de plot.

La méthode de la vraisemblance maximale est classique en matière de statistique : la densité globale de probabilité des N signaux d'écho constituant le plot, en d'autres termes la vraisemblance de ce plot, est fonction d'un paramètre inconnu qu'il faut estimer. Ici, il s'agit de la direction angulaire de l'objectif par rapport à la direction de rayonnement maximal de l'antenne.

On définit a priori un certain opérateur, dit estimateur. Cet opérateur appliqué à la séquence de signaux constituant le plot permet de calculer une valeur estimée du paramètre inconnu. L'application au radar a été proposée par R. BERNSTEIN au Congrès IRE de 1955.

Pratiquement, l'estimation se fait en effectuant une somme pondérée des amplitudes des signaux reçus. Les valeurs des coefficients de pondération

multipliant les signaux quantifiés des récurrences successives ont une allure de courbe en S, symétrique par rapport au plan de symétrie du faisceau. La somme pondérée, nulle lorsqu'il n'y a pas de signaux en mémoire, commence par croître, puis elle décroît, s'annule, croît en sens inverse et finalement revient à la valeur zéro. L'annulation centrale se produit lorsque l'objectif observé est en moyenne dans la direction du plan de symétrie du faisceau. Il suffit de lire à ce moment le gisement correspondant. Mais cette opération de lecture ne doit être faite que lorsqu'il y a simultanément présence d'un plot et annulation du signal délivré par le sommateur. La sortie de cet organe n'est donc exploitée qu'après passage par une porte de sélection ouverte par un signal de présence issu de la voie décision présence.

Les valeurs des coefficients de pondération sont déterminées de telle sorte que la valeur estimée rend maximale la vraisemblance du plot, d'où le nom donné à la méthode.

L'estimation angulaire fournie par cette méthode est non polarisée : en d'autres termes la valeur estimée est égale en moyenne à la valeur vraie du gisement cherché, cela quel que soit le rapport signal sur bruit des signaux d'écho.

La méthode de la vraisemblance maximale présente certaines difficultés pratiques. Tout d'abord, celle déjà signalée pour le détecteur à vraisemblance : il faut mettre en mémoire un nombre de signaux double de celui du nombre de récurrences dans le lobe à 3 décibels. Autre difficulté pratique : l'observation de l'espace est quantifiée régulièrement par l'émission des récurrences radar. Pour définir pratiquement les coefficients de pondération d'un estimateur qu'on matérialise physiquement, il faut faire une hypothèse sur la position respective de l'objectif et des récurrences dans le lobe. Pour des raisons de simplicité, on peut vouloir n'utiliser qu'un seul estimateur et faire alors l'hypothèse qu'il y a une récurrence d'illumination de l'objectif juste au milieu du lobe. La décision de lecture gisement mettra en œuvre un organe où l'on constatera l'annulation de la sortie sélectionnée du sommateur au cours d'une récurrence ou le passage de cette même sortie de plus à moins, d'une récurrence à la suivante. Dans le premier cas, l'annulation indiquera que l'estimateur a été bien construit et qu'il y a effectivement un écho lors du passage de la direction de rayonnement maximal de l'objectif sur l'antenne. On lira alors le gisement d'antenne correspondant à la récurrence en cours (gisement éventuellement décalé d'un retard constant). Dans le second cas, l'absence d'annulation en sortie de l'estimateur signifiera qu'il a été mal prévu. Il n'y a pas d'illumination de l'objectif correspondant à la direction de rayonnement maximal. On peut alors estimer qu'il est en moyenne dans une direction intermédiaire et soustraire le demi-angle parcouru entre deux récurrences de l'angle lu.

La finesse de l'échelle angulaire de lecture correspond ainsi au demi-angle parcouru par l'antenne entre deux récurrences. Cette finesse limitée risque d'introduire des erreurs supérieures aux erreurs de

mesure proprement dites. On peut essayer d'améliorer la précision d'estimation angulaire en construisant plusieurs fonctions de pondération couvrant régulièrement le demi-angle entre deux récurrences. Une logique appropriée décidera celle qui donne le résultat le plus voisin de zéro. On augmente ainsi la finesse de l'échelle de mesure mais on arrive vite à une limite pratique. Deux fonctions de pondération sont peut-être concevables, trois ou quatre conduisent à une complication qui n'est plus payante.

Dans tous les cas, la lecture gisement entraîne la lecture simultanée de la distance ; ces deux informations sortent en parallèle sur un nombre suffisant de voies et sont ensuite exploitées.

Une autre procédure peut être utilisée pour l'estimation gisement : par moyennage entre un gisement de début de plot et un gisement de fin de plot. Les décisions début et fin sont données par le détecteur qui décide présence ou non. Un système d'estimation basé sur cette méthode comprend essentiellement le quantificateur vidéo, la mémoire des récurrences successives observées et les systèmes logiques décidant début et fin. En outre, il existera généralement un système d'entretien de la présence du plot avec, dans une mémoire de présence, outre un signal plot présent, un autre signal obtenu à partir de ce signal de présence par addition cumulée à chaque récurrence. Cela permet de connaître la durée du plot comptée en récurrences. Le signal de décision fin entraîne simultanément : la lecture (avec effacement) de la durée du plot, la lecture du gisement d'antenne diminué d'un angle lié au temps exigé par la prise des décisions, une opération d'addition pour le calcul du gisement moyen, la lecture de la distance et enfin l'envoi vers l'extérieur des informations distance et gisement de plot.

L'avantage de cette méthode réside dans sa grande simplicité. La capacité de mémoire nécessaire est pratiquement la moitié ou le tiers de celle exigée par la méthode de la vraisemblance maximale.

Les critères de décision début et fin peuvent être plus ou moins élaborés ; mais, dans tous les cas, les grandes lignes du principe de l'extraction automatique des coordonnées resteront celles décrites ci-dessus.

Quelle est l'erreur à laquelle on peut s'attendre sur la direction angulaire ? C'est essentiellement une erreur angulaire et l'incertitude métrique qui en résulte croît proportionnellement à la distance.

La méthode de la vraisemblance maximale est celle qui se prête le mieux au calcul. Tout d'abord, si l'on ne quantifiait pas l'amplitude des signaux vidéo, des signaux d'écho dus à un objectif sans fluctuation donneraient lieu à une erreur de mesure à distribution gaussienne, d'écart type $0,4 [N (SB)]^{-\frac{1}{2}}$ lorsqu'on le mesure avec comme unité d'angle la largeur de lobe à 3 décibels. Dans cette expression, N est le nombre de signaux dans cette largeur de lobe et (SB) le rapport signal sur bruit. Pour fixer les idées, avec un faisceau de $0,6^\circ$ (une voie) contenant 4 impulsions ayant un rapport signal sur bruit de 25 décibels au sommet du lobe, l'écart type théorique

de l'erreur est de 0,2 milliradian seulement. Comme les erreurs sont gaussiennes, l'erreur qui a 95 % de chances de ne pas être dépassée est de 0,4 milliradian.

En fait, les signaux fluctuent. Pour des fluctuations de Rayleigh lentes, c'est-à-dire telles que le signal puisse être considéré comme constant au cours d'un passage du faisceau, mais sans corrélation d'un passage au suivant, l'erreur cesse d'être gaussienne et suit une loi de Student à deux degrés de liberté. Les queues de la distribution des écarts possibles s'étalent ; avec les valeurs numériques choisies, l'écart qui a 70 % de chances de ne pas être dépassé devient de 0,3 milliradian, mais celui qui a 95 % de chances de ne pas être dépassé est de 0,9 milliradian.

Lorsque la fluctuation de Rayleigh est très rapide, sans corrélation d'une récurrence à la suivante, l'erreur reste à distribution gaussienne, mais son écart-type tend très vite vers une valeur limite, au fur et à mesure qu'augmente le rapport signal sur bruit. Mesuré comme précédemment en prenant comme unité d'angle la largeur du lobe à 3 décibels, cet écart-type vaut $0,15 (N)^{-\frac{1}{2}}$. Avec les mêmes valeurs numériques que ci-dessus : $0,6^\circ$ et 4 impulsions, cet écart-type vaut 0,8 milliradian. L'écart qui a 95 % de chances de ne pas être dépassé est de 1,5 milliradian.

Il est normal d'obtenir un moins bon résultat pour une fluctuation rapide que pour une fluctuation lente, car cette fluctuation rapide de récurrence à récurrence tend à détruire l'information de modulation d'amplitude des échos successifs par le lobe d'antenne.

Lorsque les signaux manipulés sont quantifiés, les erreurs indiquées précédemment augmentent.

Il y a en outre l'erreur due à la discontinuité de l'échelle angulaire de mesure. Si l'on utilise une fonction de pondération unique, on a vu que cette erreur de mesure ne peut descendre en-dessous du demi-intervalle entre 2 signaux successifs, soit ici 1,2 milliradian.

Il peut enfin apparaître une autre erreur due à la présence intempestive de signaux de bruit de fond excédant le seuil ; mais cette erreur peut généralement être rendue négligeable par un choix correct de la probabilité élémentaire de fausse alarme correspondant à une récurrence.

En résumé, avec la méthode de la vraisemblance maximale et pour le radar considéré ici ($0,6^\circ$ — 4 signaux dans le lobe), le gisement peut, avec 95 % de chances, être déterminé à un écart entre impulsions successives près si le rapport signal sur bruit est suffisant pour assurer une bonne détection capable de permettre l'élaboration de pistes sans trop de trous et cela, quel que soit le type de fluctuation de l'écho.

La précision d'une estimation par début et fin est beaucoup plus difficile à traiter théoriquement. On ne peut plus établir de relations générales. Il faut traiter chaque cas particulier par calcul numérique.

Pour un radar donné, il existe plusieurs critères

possibles pour les décisions début et fin. Certains sont plus avantageux que d'autres. On imagine facilement que la recherche des meilleurs critères implique un volume de travail considérable. Il est probablement plus économique de faire l'étude sur machine. Une excellente machine peut être constituée par un récepteur d'organisation assez souple pour être facilement modifié. Des signaux d'écho bien connus lui seront fournis par un simulateur réaliste.

C'est pour cette raison que la C.F.T.H. a entrepris la réalisation d'un récepteur automatique dont la mémoire est constituée par un tambour magnétique.

DEUXIÈME PARTIE RÉCEPTEUR EXPÉRIMENTAL

1. Généralités

Le but de l'appareil décrit ci-après est de servir de modèle permettant d'effectuer des mesures précises des performances comme on l'a indiqué dans ce qui précède. Certaines parties en sont très simplifiées, le but recherché n'étant pas une exploitation réelle ; en particulier les opérations arithmétiques de moyennage nécessitées par le calcul de la position estimée de l'écho sont effectuées sur machine ordinaire à calculer.

La conception pratique de cet appareil est celle d'un appareil de laboratoire susceptible d'être facilement modifié. Il est toutefois entièrement réalisé en transistors. Les circuits utilisés ressortent généralement de la technique usuelle des machines à calculer électroniques.

Afin de pouvoir introduire à l'entrée de ce récepteur des signaux correspondants à ceux issus d'un radar panoramique, on a construit un simulateur réaliste d'échos radar susceptible d'être associé au récepteur expérimental.

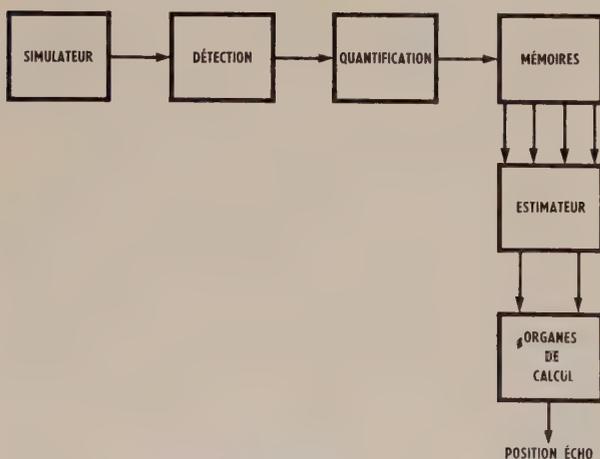


FIG. 9. — Schéma général.

L'ensemble (fig. 9) permet alors d'effectuer pratiquement l'étude du fonctionnement et les mesures de performances, les résultats étant obtenus par simulation complète des phénomènes réels.

Les caractéristiques de durée d'impulsion et de fréquence de répétition sont du même ordre de grandeur que celles des ensembles radar à grande portée.

2. Principe général

Il s'agit d'un récepteur permettant d'abord les décisions présence puis l'évaluation de la direction des objectifs à l'aide d'un moyennage opéré à partir d'une décision « début » et d'une décision « fin » de plot.

Les signaux prélevés à la sortie du récepteur du radar, c'est-à-dire ici issus d'un simulateur d'échos, sont d'abord quantifiés en amplitude et en temps de façon à pouvoir être manipulés simplement et mis en mémoire sur plusieurs récurrences successives dans un organe approprié.

A partir des signaux mis en mémoire, un détecteur à double seuil observant simultanément plusieurs récurrences successives permet de définir les instants « début » et « fin » délimitant le plot. Ces instants correspondent à des positions de l'antenne repérées et conduisent à la mesure de la direction de l'objectif simulé.

Cette mesure se fait en prenant la bissectrice de l'angle formé par les deux directions début et fin. Ce calcul est effectué sur des nombres correspondants N_a et N_f par des organes de calcul appropriés.

Le résultat est un nombre donnant la direction estimée de l'objectif situé dans l'intervalle de distance traité c'est-à-dire dans un intervalle de quantification en temps déterminé.

Dans un récepteur complet, on traiterai ainsi chaque intervalle de quantification en temps, de façon à obtenir des informations pour toute l'échelle des distances.

Dans le récepteur expérimental, on n'effectue ces calculs que pour un seul intervalle de distance, ce qui permet de simplifier de façon extrême les circuits et procédés de calcul.

Dans la description qui suit on insiste plus particulièrement sur les éléments : quantificateur, mémoire et détecteurs, c'est-à-dire ceux assurant le passage de l'information analogique pure (le signal radar brut), à l'information digitale pure. On expose plus rapidement la façon dont est effectuée la suite des opérations ultérieures qui sont de moindre intérêt. De même, on ne décrit pas le fonctionnement de détail des circuits logiques qui ne présentent pas d'originalité particulièrement spéciale.

3. Fonctionnement détaillé

La figure 10 représente le diagramme détaillé du récepteur qui comprend les circuits suivants :

- Quantification en amplitude.
- Quantification en distance.
- Organes de mémoire.
- Détecteur estimateur.
- Circuits logiques et d'affichage.

— Circuits accessoires (bases de temps — synchronisation).

Le simulateur de radar fournit des signaux étalonnes semblables à ceux issus de l'amplificateur moyenne fréquence d'un radar avant détection. Ces signaux sont détectés dans le récepteur avant d'être dirigés vers les circuits de quantification.

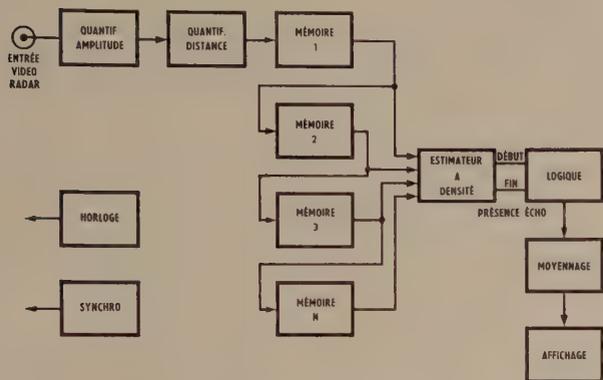


FIG. 10. — Récepteur quantifié. Schéma de principe.

3.1. QUANTIFICATION EN AMPLITUDE

La quantification en amplitude consiste à déterminer les instants pendant lesquels l'amplitude du signal vidéo qui comprend le bruit et les impulsions radar utiles, dépasse un niveau fixé. Ce niveau déterminera le taux de fausse alarme élémentaire.

La figure 11 montre le principe utilisé.

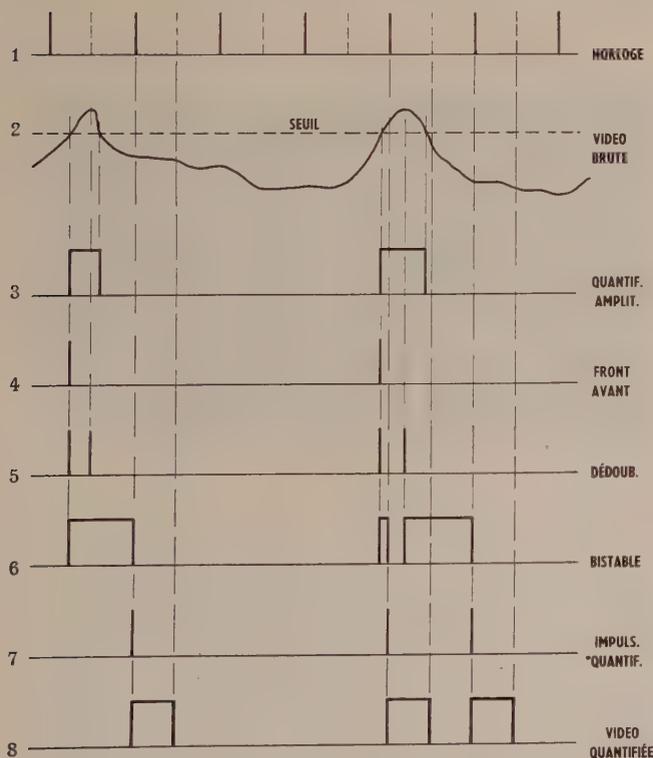


FIG. 11. — Quantification en amplitude et en distance d'un signal vidéo.

Le signal vidéo fréquence est envoyé dans un système à seuil (2) qui est en réalité constitué par un étage amplificateur au cut-off. Cet étage est polarisé de façon ajustable par une tension provenant d'une commande extérieure. Cette commande réglera le taux de fausse alarme élémentaire que l'on fixera suivant les besoins de l'étude.

La sortie de cet étage est fortement amplifiée (3) et constitue, après que l'on ait différencié le front avant, la vidéo quantifiée en amplitude (4).

Un compteur d'impulsions, monté en fréquence-mètre permettra, à ce niveau, de mesurer le taux de fausse alarme élémentaire.

3.2. QUANTIFICATION EN DISTANCE

La quantification en distance consiste à substituer aux impulsions précédentes des signaux normalisés, c'est-à-dire dont la position soit bien définie par rapport à une horloge générale. Cette horloge générale règle le fonctionnement de tout l'ensemble ; c'est un signal à la fréquence de 200 kHz qui définit donc des intervalles de quantification de 5 μ s (1). Un signal auxiliaire à 200 kHz décalé de la moitié d'un intervalle de quantification est également utilisé.

Le fonctionnement est le suivant :

Les impulsions de vidéo quantifiée en amplitude déclenchent un basculeur bistable dont le rebasculément à sa position initiale est effectué par le signal d'horloge suivant immédiatement. On obtient ainsi une impulsion dont le front arrière est en phase avec l'horloge (6). Après différenciation, on conserve le front arrière qui va servir à déclencher un second basculeur bistable. Celui-ci est rebasculé par le signal d'horloge auxiliaire suivant.

On obtient de la sorte une impulsion normalisée (7) qui est le signal de vidéo quantifié en amplitude et en distance. La position est fixe par rapport aux signaux de l'horloge, quelle que soit la position du franchissement du seuil par le signal d'origine dans l'intervalle de quantification considéré (intervalle précédent immédiatement).

Une difficulté apparaît dans ce fonctionnement due à l'indétermination de position du signal quantifié lorsque le signal initial traverse le seuil quand on passe d'un intervalle de quantification à celui précédent ou suivant. Le franchissement de cette frontière est délicat puisque des fluctuations d'amplitude du signal vont se traduire par des fluctuations de position. Le front avant s'étend en effet sur une durée d'autant plus grande que la bande passante du récepteur est plus proche de la bande passante optimale donnant la meilleure sensibilité.

Ces fluctuations de position vont perturber ensuite le fonctionnement du détecteur qui ne pourra plus établir les corrélations nécessaires.

Pour éviter cela, diverses solutions sont possibles. On a utilisé ici celle qui consiste à définir une zone de recouvrement pendant laquelle il existera une impulsion quantifiée dans chaque intervalle de distance sujet à fluctuation.

Dans ce but, on crée une impulsion quantifiée en amplitude dédoublée, par retard et addition (5). C'est ce signal dédoublé qui bascule le premier bistable. La suite des opérations est inchangée ; on obtient en définitive deux impulsions quantifiées pendant la période de recouvrement, assurant ainsi le maintien d'une impulsion quantifiée à la distance traitée pendant le passage de la frontière. On voit qu'à cet endroit du diagramme, on dispose de signaux ayant maintenant les caractéristiques de ceux employés dans les machines à calculer électroniques, c'est-à-dire de forme normalisée, repérés par rapport à une horloge et caractérisés par leur présence ou leur absence seulement (fig. 11).

3.3. MÉMOIRES

Afin de pouvoir manipuler simultanément les signaux correspondant à plusieurs récurrences successives, il est nécessaire de les mettre en mémoire dans un organe approprié constitué de plusieurs mémoires élémentaires enregistrant chacune les signaux propres à une récurrence radar. Ces mémoires sont montées en cascade de telle façon que l'on puisse observer en sortie d'une mémoire de rang N la situation de la $N^{\text{ième}}$ récurrence passée.

Si l'on observe ensuite toutes les sorties en parallèle, on pourra avoir, pour chaque quantum d'horloge correspondant à une zone de distance déterminée, la situation d'ensemble sur cette distance pour les N récurrences passées. Ce signal somme sera utilisé dans les circuits du détecteur pour obtenir les décisions écho qui y seront élaborées.

Ces mémoires sont physiquement constituées par un tambour magnétique et ses circuits associés (fig. 12). Cet ensemble a en outre les fonctions de générateur de signaux d'horloge et de synchronisation générale. Le tambour magnétique utilisé est un modèle standard fabriqué par la SOCIÉTÉ d'ELECTRONIQUE et d'AUTOMATISME, type TMD 160 à vitesse 3 000 tr/mn.

Il a été modifié par le constructeur pour pouvoir être utilisé de la façon suivante. Chaque piste constituant la mémoire élémentaire d'une récurrence est utilisée pendant $\frac{1}{2}$ tour, durée de la récurrence. Une tête d'écriture inscrit les signaux de video quantifiée,

une tête de lecture située à 180° sur le tambour permet de lire ces signaux avec un retard égal à la durée d'une récurrence (à + ou - un intervalle). Une tête d'effacement est intercalée pour libérer la piste et permettre l'enregistrement de la récurrence suivante pendant que l'on transfère le contenu de cette piste à la suivante. La construction mécanique du tambour permet, pour chaque piste, d'obtenir un retard constant à \pm un intervalle de quantification.

Une piste d'horloge comportant 4 096 impulsions est lue en permanence de façon à fournir les signaux de l'horloge générale.

Chaque récurrence comporte donc 2 048 intervalles de quantification de $5 \mu\text{s}$ de durée ($\frac{1}{2}$ tour).

Une autre piste auxiliaire, comportant 2 impulsions diamétralement opposées, délivre les signaux définissant la fréquence de récurrence du radar, environ 100 hertz.

La densité d'écriture sur le tambour est faible. Les taux de fausse alarme élémentaire sont de l'ordre de $1/100$. Cela permet d'utiliser le procédé d'écriture le plus simple : écriture d'impulsions de durée égale à un demi-intervalle de quantification. La complication des circuits en est réduite. Cela est appréciable car il est nécessaire d'utiliser en permanence un circuit de lecture et un circuit d'écriture par piste. Un autre procédé tel que celui à modulation de phase, très supérieur dans le cas des fortes densités d'écriture, nécessite des circuits plus compliqués sans offrir de sensibles avantages dans le cas actuel.

Les signaux issus des têtes de lecture (fig. 13) sont comparés aux signaux d'horloge et mis en forme suivant les procédés habituels puis dirigés sur les circuits d'écriture de la piste suivante.

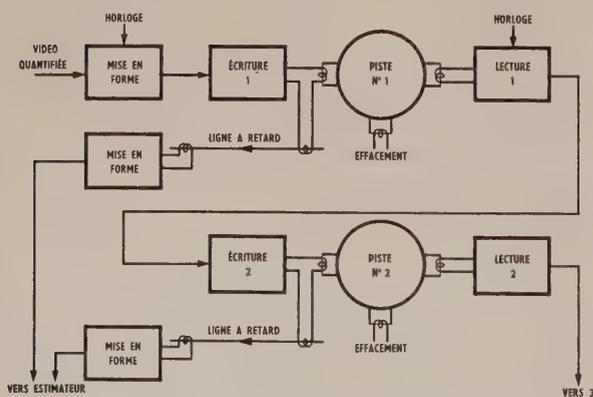


FIG. 12. — Tambour magnétique et circuits associés.

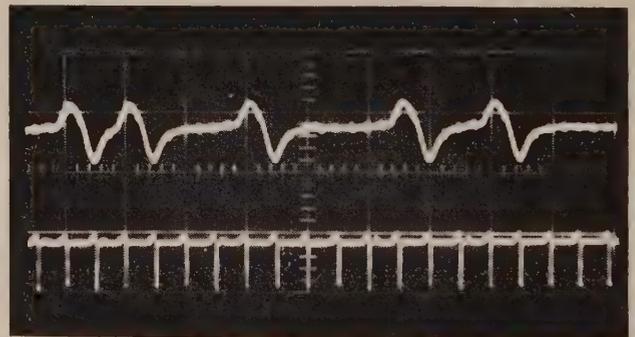


FIG. 13. — Signaux lus sur le tambour.

Avant qu'ils soient transférés aux circuits du détecteur, qui reçoit les signaux en provenance de chaque mémoire, un ajustage des retards est opéré pour tenir compte des petits retards introduits dans les opérations de mise en forme et par les inégalités de durée (± 1 intervalle) des pistes du tambour magnétique. Cet ajustement est opéré à l'aide de courtes lignes à retard à magnétostriction utilisant des ondes de compression dans un barreau de nickel.

Après cet ajustement, on peut alors observer au même instant le même intervalle de quantification en distance sur chaque récurrence enregistrée.

3.4. DÉTECTEUR

Le principe du détecteur à densité (fig. 14) est le suivant : on considère un nombre N de récurrences observées. Ce nombre est fixé à l'avance : inférieur, égal ou supérieur au nombre d'impulsions dans le lobe d'antenne à 3 dB.

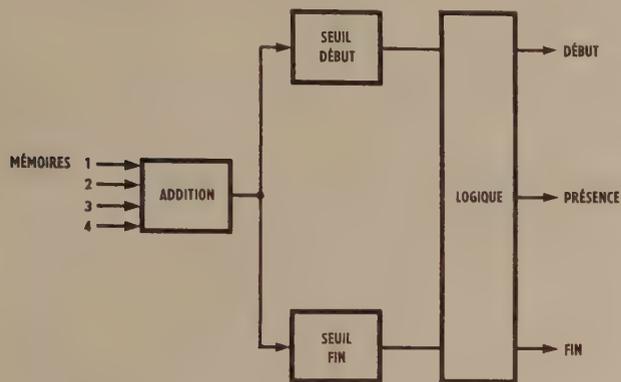


FIG. 14. — Détecteur-estimateur à densité.

Le détecteur décidera début de plot quand il y aura P ou plus de P signaux sur les N récurrences observées dans l'intervalle de quantification considéré. Il décidera fin de plot quand il y aura moins de A signaux dans les N récurrences observées, après qu'une décision début ait eu lieu.

Les rapports $\frac{P}{N}$ et $\frac{A}{N}$ sont les densités de décision début et fin de plot. Pour calculer ces quantités, on utilise un additionneur qui reçoit en parallèle les signaux issus de chaque mémoire après normalisation. On dispose alors de façon continue de la situation d'ensemble des N récurrences passées, chaque instant de l'horloge générale correspondant à une zone de distance, c'est-à-dire à un intervalle de quantification traité.

Deux seuils réglables permettent de fixer les rapports $\frac{P}{N}$ et $\frac{A}{N}$ et sont introduits après l'addition des voies correspondantes aux N mémoires. Lorsque les rapports sont atteints, c'est-à-dire quand il y a P ou plus de P impulsions simultanées sur un seuil et moins de A impulsions sur l'autre, des signaux apparaissent et sont utilisés dans un ensemble de circuits logiques. Ceux-ci sont associés à une piste de mémoire auxiliaire et fournissent en définitive un train d'impulsions présence. Ce train est à la fréquence de récurrence et à la distance quantifiée considéré. Il débute au moment de la décision début et se termine au moment de la décision fin. Il correspond au passage du faisceau sur l'objectif. A ce niveau, on pourrait donc, par exemple, envoyer ces signaux sur un indicateur panoramique classique pour une exploitation sans bruit. Mais ce n'est pas là le but recherché qui est d'obtenir en définitive une mesure automatique de position.

4. Mesure de la position

La mesure de la position est faite de la façon suivante : à partir d'un temps T de référence qui correspondrait dans la réalité à l'instant où l'antenne radar serait pointée sur le nord, on compte des impulsions dont le nombre est proportionnel au déplacement angulaire de l'antenne. On enregistre les valeurs N_a et N_f qui sont atteintes au moment des décisions début et fin. On effectue ensuite l'opération de moyennage : $N_a + \frac{N_f - N_a}{2} + C$ pour obtenir la valeur estimée de la position de l'antenne au passage du milieu du train (fig. 15).

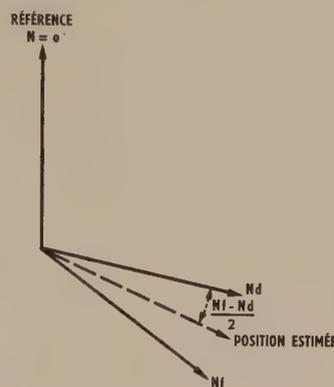


Fig. 15. — Estimation de la direction de l'écho.

« C » est un décalage systématique introduit par les mémoires et dépend des critères $\frac{P}{N}$ et $\frac{A}{N}$ choisis.

Dans un récepteur réel, ces opérations seraient effectuées par des calculatrices électroniques, traitant toutes les distances quantifiées ou tout au moins un intervalle de distances important.

Dans le récepteur décrit, cette partie est très simplifiée car on ne s'intéresse qu'à une seule distance quantifiée ou à quelques intervalles au plus. Cette opération est donc faite à l'aide d'une machine à calculer ordinaire ; on a toutefois prévu une automaticité complète de cette phase pour faciliter l'exécution et le dépouillement des essais.

Le diagramme figure 16 montre la suite des opérations effectuées. A partir du train d'impulsions « plot » on actionne deux portes commandant deux compteurs attaqués par un générateur d'impulsions représentant fictivement les déplacements angulaires. Ces deux compteurs mesurent le temps écoulé entre un temps t_0 arbitrairement fixé et le début de plot d'une part et la fin de plot d'autre part. On obtient donc des valeurs N_a et N_f . Ainsi qu'on l'a vu précédemment, l'opération de moyennage est ensuite effectuée sur machine à calculer de bureau.

Le but final étant d'effectuer des mesures d'erreur, un troisième compteur est utilisé pour donner la valeur vraie qui correspond au passage au milieu du diagramme d'antenne. Ce compteur démarre

également au temps t_0 et se ferme au moment précis du passage du maximum à l'aide d'un signal « milieu lobe » issu du simulateur de radar.

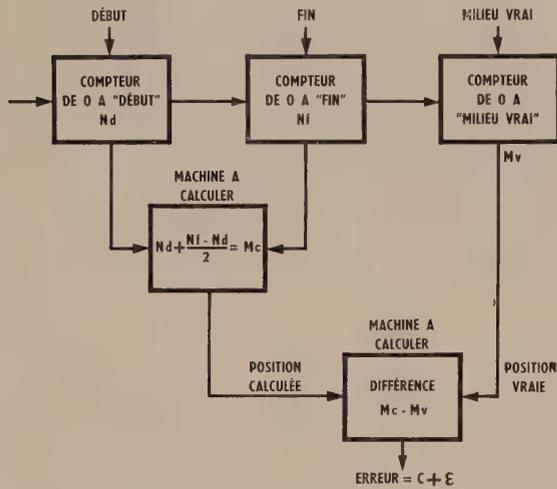


FIG. 16. — Opérations arithmétiques de calcul de l'erreur.

5. Exploitation

On peut calculer l'erreur quadratique moyenne de pointage à l'aide des résultats obtenus par des expériences répétées et tracer des réseaux de courbes

donnant l'erreur quadratique moyenne en fonction du rapport signal sur bruit pour divers paramètres tels que forme du diagramme, critère de décision, scintillation d'écho, etc.

Chaque point de courbe est le résultat d'au moins 256 mesures pour avoir une valeur qui ait statistiquement un sens.

La photographie figure 17 montre une vue de l'ensemble des circuits. On distingue à droite les lignes à retard à magnétostriction.

6. Simulateur

Un simulateur d'échos radar a été spécialement étudié pour effectuer les mesures. Cet appareil délivre des signaux identiques à ceux qui apparaissent à la sortie d'un amplificateur à fréquence intermédiaire de radar panoramique avant la détection. Ces signaux peuvent être affectés d'une scintillation aléatoire dont le spectre est réglable et dont la loi de répartition est une loi de Rayleigh. La forme du diagramme d'antenne (aller-retour) est ajustable suivant des lois désirées. Le rapport signal à bruit peut être réglé entre -3 et $+21$ dB. Les principales caractéristiques des impulsions fournies sont : durée d'impulsion de 2 à 5 μs , fréquence de répétition pilotée par le récepteur (100 Hz), bande moyenne fréquence ajustable jusqu'à 1 MHz de largeur maximale.

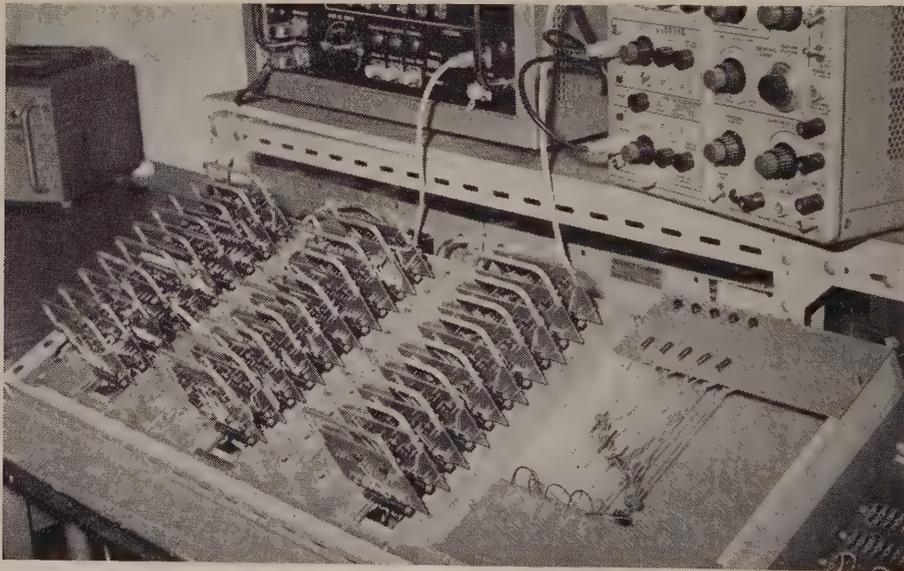


FIG. 17.

INFLUENCE DES IRRÉGULARITÉS LOCALISÉES SUR LA PROPAGATION D'UNE ONDE TE_{01} EN GUIDE CIRCULAIRE (1)

PAR

G. COMTE

*Docteur ès Sciences Physiques
Ingénieur au Centre de Recherches de la
Compagnie Générale d'Electricité*

Introduction

Devant l'encombrement croissant des moyens de télécommunications classiques, les techniciens sont conduits à utiliser des fréquences de plus en plus élevées.

Or la propagation des ondes radioélectriques de courte longueur d'onde se trouve limitée par l'absorption atmosphérique (oxygène, pluie, vapeur d'eau) tandis que l'effet pelliculaire et les imperfections des isolants rendent prohibitives les pertes des lignes métalliques aux très hautes fréquences.

Il existe cependant une curieuse exception constituée par l'onde TE_{01} des guides d'ondes circulaires, dont l'affaiblissement décroît au contraire lorsque la fréquence augmente. Cette onde n'est malheureusement pas la seule à pouvoir se propager dans ce type de ligne, et la présence d'irrégularités des parois du guide est susceptible de transformer l'onde TE_{01} en d'autres modes de vitesse de propagation différente et d'affaiblissement beaucoup plus grand. Ces autres modes pourront se retransformer à leur tour en mode TE_{01} lors de la rencontre d'autres irrégularités du guide et il s'ensuivra des répercussions fâcheuses sur la qualité des signaux reçus à l'extrémité de la ligne.

C'est l'influence de ces phénomènes de transformation et retransformation de modes sur la qualité de transmission de l'onde TE_{01} que nous étudierons ici en effectuant la sommation des effets d'un grand nombre d'irrégularités localisées dans un guide d'ondes circulaire.

Dans une première partie, nous calculons les perturbations apportées au niveau de l'énergie transmise sur le mode TE_{01} et au temps de propagation de groupe de ce mode, par la présence de défauts localisés, régulièrement espacés dans un guide d'ondes

circulaire, ainsi que par la présence de défauts répartis suivant les lois du hasard.

Dans une seconde partie, nous avons envisagé les répercussions de défauts répartis au hasard sur la qualité de transmissions téléphoniques et télévisuelles dans le cas de différents types de modulations. Dans la troisième partie nous avons appliqué les résultats du calcul au cas de deux lignes expérimentales formées l'une de tubes de cuivre de qualité particulièrement soignée, l'autre de guides d'ondes circulaires hélicoïdaux dont on doit attendre une nette amélioration de la qualité de transmission par suite de leur effet de filtrage vis-à-vis des modes parasites.

Effectivement des mesures faites avec un appareillage utilisant des impulsions de courte durée montrent que la régularité du niveau du signal transmis sur le mode TE_{01} est très améliorée par l'emploi des guides hélicoïdaux et que la distorsion de phase est pratiquement négligeable pour ce type de guide, alors que cette distorsion est particulièrement sévère dans le cas de guides d'ondes circulaires homogènes.

PREMIÈRE PARTIE

1.1. Rappel de quelques propriétés des ondes électromagnétiques guidées

La résolution des équations de Maxwell pour le milieu diélectrique compris à l'intérieur d'un tube métallique creux parfaitement cylindrique et rectiligne, de section droite circulaire, montre que ce milieu peut être parcouru par deux types d'ondes électromagnétiques guidées [1] :

— Des ondes du type électrique (E) ou transverses magnétiques (TM) dont le champ magnétique n'a pas de composante dirigée suivant l'axe du tube,

(1) Cette étude constitue un abrégé de la thèse de Doctorat ès Sciences Physiques soutenue par l'auteur devant la Faculté des Sciences de Paris.

— des ondes du type magnétique (ondes H) ou transverses électriques (TE), dont le champ électrique n'a pas de composante dirigée suivant l'axe du tube.

L'existence de ces ondes n'est possible que si leur fréquence de vibration est supérieure à une *fréquence de coupure* différente pour chaque mode considéré. Des modes de vibration différents auront donc en général des vitesses de propagation (de phase et de groupe) différentes dans un même tube.

Chaque mode de vibration subit un affaiblissement exponentiel lors de sa propagation dans un guide d'ondes circulaire. Quand la fréquence augmente à partir de la fréquence de coupure, l'affaiblissement d'un mode déterminé commence par diminuer, passe par un minimum pour croître à nouveau pour des fréquences plus élevées.

Il n'existe qu'une seule exception à cette règle, c'est le groupe des modes TE_{0n} (ou H_{0n}) dont l'affaiblissement décroît régulièrement lorsque la fréquence augmente, pour tendre finalement vers zéro. Le plus important de ceux-ci est celui dont la fréquence de coupure est la plus basse, obtenue pour $n = 1$.

Dans ce mode, le champ électrique, qui est uniquement transversal, n'a pas de composante radiale. Il devient donc très petit au voisinage de la paroi métallique, et les courants induits qui sont uniquement transversaux deviennent très faibles aux fréquences élevées, ce qui explique la décroissance de l'affaiblissement quand la fréquence croît [2].

Mais toute déformation des parois du guide est susceptible de transformer l'onde TE₀₁ en d'autres modes de vibration parasites : on sait en particulier depuis les travaux de JOUGUET [3] que le franchissement des coudes transforme TE₀₁ en TM₁₁. L'ovalisation des parois du guide provoque surtout la formation de TE₂₁ et TE₃₁ [4], tandis que les défauts à la jonction de deux longueurs successives : désaxage et écart angulaire, donnent naissance à TE₁₁ et surtout TE₁₂, mode dont l'affaiblissement est peu supérieur à celui de TE₀₁ dans un guide formé de métal massif [5] [6].

Toutes ces transformations de modes sont réversibles et une seconde irrégularité située plus loin sur le trajet d'une onde parasite ainsi formée pourra provoquer la retransformation de celle-ci en une nouvelle onde TE₀₁ qui ne sera pas nécessairement en phase avec l'onde TE₀₁ principale du fait des différences de vitesses de propagation entre mode principal et mode parasite.

1.2. Définition des grandeurs utilisées dans cette étude

Dans le but de simplifier les calculs et l'écriture des différentes formules, nous avons choisi de représenter un mode de propagation déterminé TX_{mn} d'un guide d'ondes circulaire par son « amplitude » H_{mn}, grandeur relative à la puissance moyenne W_{mn} transportée par ce mode :

$$H_{mn} = \sqrt{W_{mn}} \cdot e^{j\psi} \quad (1)$$

Cette grandeur est évidemment proportionnelle aux champs électrique et magnétique du mode considéré.

Nous définirons également le coefficient de transformation d'un mode dans l'autre au passage d'une irrégularité localisée dans le guide, par le rapport de l'énergie transformée ΔW à l'énergie incidente W , soit :

$$K = \sqrt{\frac{\Delta W}{W}} \cdot e^{j\psi} \quad (2)$$

pour la transformation TE₀₁ → TX_{mn}, le coefficient K' étant relatif à la transformation inverse :

$$\text{TX}_{mn} \longrightarrow \text{TE}_{01}$$

Dans de nombreuses transformations de modes, un seul mode parasite se trouve pratiquement mis en jeu, aussi pourrions-nous admettre comme hypothèse de départ que le mode parasite susceptible d'échange d'énergie avec TE₀₁ est *unique*. Ce mode est caractérisé par une constante de propagation complexe : $\gamma_p = \alpha_p + j\beta_p$,

α_p étant l'affaiblissement et β_p la constante de phase, alors que le mode TE₀₁ est caractérisé par :

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j\beta_0.$$

Nous montrerons dans l'annexe I que la quasi totalité de l'énergie du mode parasite formé se propage dans le même sens que le mode principal TE₀₁ ; la fraction qui se propage en sens inverse peut être considérée comme négligeable.

Une irrégularité d'abscisse z_i localisée sur la ligne est également susceptible de provoquer la retransformation d'une fraction K'_i de l'amplitude du mode parasite TE₀₁, qui se propagera dans le même sens que le mode parasite qui lui a donné naissance.

Comme nous le montrerons dans l'annexe II, il existe des relations liant les coefficients K et K' ainsi que les déphasages provoqués par la traversée d'un défaut du guide : ces relations sont imposées par le respect des principes de conservation de l'énergie et de superposition des états électriques.

Les deux coefficients K et K' sont égaux en module : $|K| = |K'|$. Les déphasages δ et δ' relatifs au passage du défaut pour la fraction non transformée du mode principal et d'un mode parasite, ainsi que les déphasages θ et θ' affectant la fraction transformée de ces deux modes sont liés par la relation :

$$\delta + \delta' = \theta + \theta' + p\pi$$

avec : $p = 2m + 1$ si $K = K'$

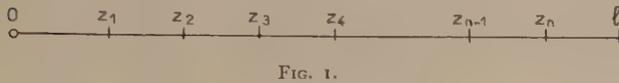
ou : $p = 2m$ si $K = -K'$.

Si les transformations de modes n'introduisent pas de déphasages propres, ces relations se réduisent à : $K' = -K$.

Enfin nous admettrons que chacune des transformations de modes prises individuellement porte sur une quantité d'énergie très petite si bien que l'on peut négliger l'effet cumulatif de plus de deux transformations successives.

1.3. Transformations et retransformations de modes provoquées par des défauts de même grandeur régulièrement espacés.

Considérons une ligne de longueur l qui comporte n défauts de même grandeur situés à une même distance d les uns des autres, chacun transformant une fraction K de l'amplitude du mode principal en mode parasite (fig. 1)



Effectuant la sommation des vibrations transmises directement d'un bout à l'autre de la ligne sur le mode TE₀₁ (d'amplitude H_0 au départ) et des vibrations qui transformées en mode parasite à la rencontre d'un premier défaut de la ligne, ont été retransformées en mode TE₀₁ par un autre défaut rencontré plus loin sur leur route, on obtient l'expression :

$$H = H_0' (1 - K^2)^{\frac{n-2}{2}} \left\{ (1 - K^2) e^{-\gamma_0 l} - \frac{K^2 [(n-1) e^{-\gamma_0 l} e^{(\gamma_p' - \gamma_0) d} - n e^{-\gamma_0 l} + e^{-\gamma_p' l} e^{2(\gamma_p' - \gamma_0) d}]}{[e^{(\gamma_p' - \gamma_0) d} - 1]^2} \right\} \quad (3)$$

Le calcul du module de H montre que l'amplitude du champ reçu passe par un minimum (fig. 2) lorsque la distance d entre défauts est un multiple entier d'une longueur $d_0 = \frac{\lambda_{g0} \lambda_{gp}}{\lambda_{g0} - \lambda_{gp}}$ qui est la longueur d'onde de battement des deux modes considérés. L'énergie retransformée arrive alors en opposition de phase avec l'énergie transmise directement. Il se produit une sorte de résonance des ondes retrans-

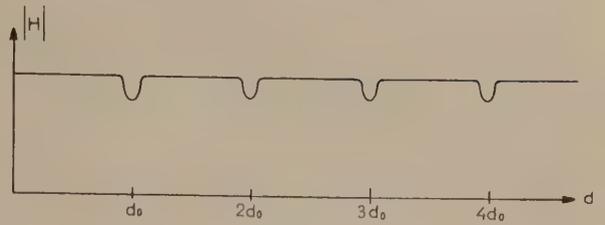


FIG. 2.

formées et la phase du signal reçu subit par ailleurs une variation brutale.

La figure 3 montre les fluctuations de niveau observées expérimentalement sur des impulsions ayant effectué des parcours de longueur croissante sur une ligne comportant des défauts régulièrement espacés qui donnent naissance au mode TE₁₂.

Si une ligne comportant des défauts régulièrement espacés est utilisée pour la transmission d'une très large bande de fréquences, on devra s'attendre à observer des baisses de niveau transmises toutes les fois que la condition $d = p \frac{\lambda_{g0} \lambda_{gp}}{\lambda_{g0} - \lambda_{gp}}$ sera réalisée.

Si la distance entre défauts n'est plus rigoureusement égale : $z_k - z_{k-1} = d_m + \epsilon_k$, ϵ_k étant petit devant d_m , l'amplitude du champ reçu sur le mode principal TE₀₁ s'écrit :

$$H = H_0' e^{-\gamma_0 l} (1 - K^2)^{\frac{n-2}{2}} \left\{ 1 - K^2 - K^2 \left[(n-1) e^{-[(\gamma_p - \gamma_0) d_m + \delta - \delta']} \left[1 - \frac{(\beta_p - \beta_0)^2 \bar{\epsilon}^2}{2} \right] + (n-2) e^{-2[(\gamma_p - \gamma_0) d_m + \delta - \delta']} \left[1 - \frac{4(\beta_p - \beta_0)^2 \bar{\epsilon}^2}{2} \right] + \dots + (n-q) e^{-q[(\gamma_p - \gamma_0) d_m + \delta - \delta']} \left[1 - q^2 \frac{(\beta_p - \beta_0)^2 \bar{\epsilon}^2}{2} \right] + \dots \right\} \quad (4)$$

$\bar{\epsilon}$ étant la moyenne quadratique des écarts ϵ_k par rapport à la distance moyenne d_m .

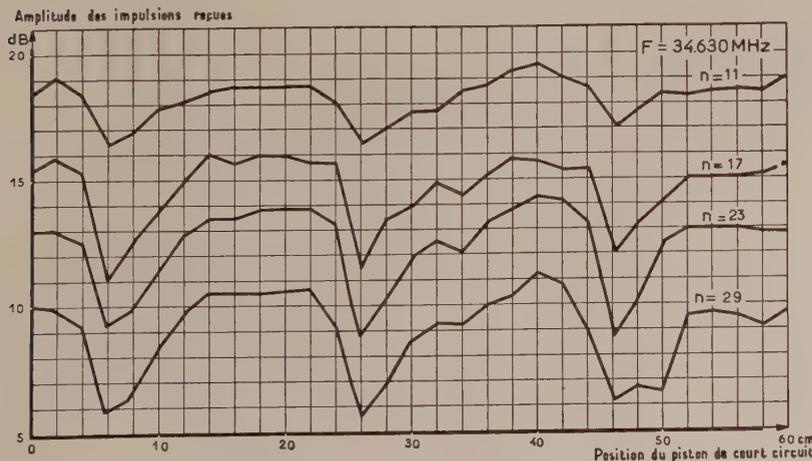


FIG. 3. — Fluctuations du niveau du champ du mode TE₀₁ reçu après n réflexions successives aux deux extrémités court-circuitées d'une ligne formée de guides d'ondes circulaires homogènes présentant des défauts régulièrement espacés les uns des autres. Longueur de la ligne 50 m.

Le facteur $1 - q^2 \frac{(\beta_p - \beta_0)^2 \bar{\varepsilon}^2}{2}$ qui réduit l'amplitude du $q^{\text{ème}}$ terme tend donc à une réduction d'amplitude du champ indirect obtenu par transformations et retransformations de modes : le minimum de niveau observable quand la distance moyenne entre défauts est un multiple entier de la longueur d'onde de battement est alors fortement relevé.

1.4. Cas de défauts répartis au hasard autour de positions moyennes équidistantes

Considérons maintenant une ligne de longueur l qui comporte n irrégularités de même grandeur situées aux points d'abscisses $z_1, z_2, z_3, \dots, z_n$, la distance moyenne entre deux irrégularités successives étant égale à d_m .

On peut calculer l'expression qui résulte, pour le mode TE₀₁, de la sommation de l'onde transmise directement et des ondes ayant subi une transformation et une retransformation de modes sur deux irrégularités de la ligne :

$$H = H_0' e^{j\omega t} (1 - K^2)^{\frac{n-2}{2}} \left\{ 1 - K^2 - K^2 \left[e^{-(\alpha_p - \alpha_0)d_m} \sum_2^n \cos [(\beta_p - \beta_0)(z_k - z_{k-1}) + \delta - \delta'] - j \sin [(\beta_p - \beta_0)(z_k - z_{k-1}) + \delta - \delta'] + \dots + e^{-q(\alpha_p - \alpha_0)d_m} \sum_{q+1}^n \cos [(\beta_p - \beta_0)(z_k - z_{k-q}) + q(\delta - \delta')] - j \sin [(\beta_p - \beta_0)(z_k - z_{k-q}) + q(\delta - \delta')] + \dots \right] \right\} \quad (5)$$

On remarque que pour un très grand nombre de points dont les positions sont réparties au hasard autour de valeurs moyennes, les termes :

$$\cos [(\beta_p - \beta_0)(z_k - z_{k-q}) + q(\delta - \delta')] \text{ et } \sin [(\beta_p - \beta_0)(z_k - z_{k-q}) + q(\delta - \delta')]$$

peuvent prendre toutes les valeurs comprises entre -1 et $+1$, si bien que le calcul du carré moyen de l'amplitude du champ conduit à l'expression :

$$\left| H \right|_{\text{moyen}}^2 = H_0'^2 (1 - K^2)^{n-2} e^{-2\alpha_0 l} \left\{ (1 - K^2)^2 + \frac{nK^4 e^{-4(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}{1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0)d_m}} \right\} \quad (6)$$

L'énergie reçue sur le mode principal est donc la somme de deux termes :

— l'énergie directe : $H_0'^2 (1 - K^2)^n e^{-2\alpha_0 l}$, qui n'a pas subi de transformations et retransformations de modes ;

— l'énergie indirecte :

$$H_0'^2 (1 - K^2)^{n-2} e^{-2\alpha_0 l} \frac{nK^4 e^{-4(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}{1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}$$

reçue après transformations et retransformations de modes.

Ces deux énergies ne sont pas nécessairement en phase. En effet le champ reçu peut être considéré comme la somme de deux vecteurs : l'un $\vec{H}_d + \vec{H}_{\text{ind}}$ en phase avec le champ direct,

l'autre \vec{H}_{ind}''

en quadrature avec le champ direct (fig. 4).

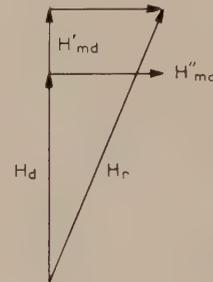


FIG. 4.

La moyenne quadratique des fluctuations de l'amplitude résultante est :

$$\sigma (|H_r| - |H_d|) = \frac{H_0' (1 - K^2)^{\frac{n-2}{2}} K^2 \sqrt{n} e^{-\alpha_0 l} e^{-2(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}{\sqrt{2} \sqrt{1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}} \quad (7)$$

tandis que les fluctuations du temps de propagation de groupe ont pour expression :

$$\sigma (\Delta\tau_g) = \frac{\sqrt{n} K^2 d_m}{(1 - K^2) \sqrt{2}} \cdot \frac{e^{-(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}{(1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0)d_m})^2} \frac{d(\beta_p - \beta_0)}{d\omega} \quad (8)$$

L'affaiblissement moyen du mode TE₀₁ reçu à l'extrémité de la ligne a pour expression :

$$\alpha_m = \alpha_0 + \frac{nK^2}{2l} - \frac{nK^4}{2(1 - K^2)^2 l} \frac{e^{-4(\alpha_p - \alpha_0)d_m}}{(1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0)d_m})} \quad (9)$$

Il résulte des différentes expressions écrites ci-dessus que :

a) Les effets des différents défauts (distorsions de niveau et distorsion de phase) sur le champ reçu augmentent comme la racine carrée du nombre de défauts.

b) ces effets sont d'autant plus forts que l'affai-

blissement du mode parasite considéré est plus proche de celui du mode utile.

L'augmentation de l'affaiblissement du mode parasite réduira les effets des diverses irrégularités et améliorera donc la qualité de transmission, mais elle accroîtra l'affaiblissement du mode utile.

1.5. Effets des transformations de modes provoquées par des défauts d'amplitudes et de positions réparties au hasard

a) Cas où les défauts ont même orientation par rapport à un système d'axes de coordonnées Ox, Oy, Oz ; Oz étant dirigé suivant l'axe du guide.

Dans ce cas, les modes parasites produits par les différents défauts sont tous polarisés de même façon par rapport aux axes de coordonnées, c'est-à-dire que ces modes ont tous mêmes plans principaux et mêmes plans antiprincipaux.

Appelons $K_i = \sqrt{\frac{\Delta W_i}{W_i}} e^{j\varphi_i}$ le coefficient de transformation relatif au défaut d'abscisse z_i , ΔW_i étant la quantité d'énergie du mode TE₀₁ transformée en ce point en mode parasite, et W_i l'énergie du mode principal incident.

Nous supposons que les coefficients $K_1, K_2, \dots, K_i, \dots, K_n$ sont des variables aléatoires gaussiennes de moyenne quadratique :

$$\sigma(K_i) = \sqrt{\frac{K_1^2 + K_2^2 + \dots + K_i^2 + \dots + K_n^2}{n}} \tag{10}$$

et que l'on a : $\sigma^2(K_i) \ll 1$.

On peut alors montrer que l'énergie moyenne reçue sous forme de TE₀₁ prend la forme :

$$W_{r \text{ moyen}} = |H|_{\text{moyen}}^2 = H_0^2 [1 - \sigma^2(K_i)]^{n-2} e^{-2\alpha_0 l} \left\{ [1 - \sigma^2(K_i)]^2 + \sigma^4(K_i) [(n-1) e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) a_m} + (n-2) e^{-4(\alpha_p - \alpha_0) a_m} + \dots] \right\} \tag{11}$$

qui se déduit directement de l'expression relative à des défauts de même grandeur, en remplaçant K^2 par $\sigma^2(K_i)$.

b) Cas où les défauts successifs ont des orientations différentes par rapport à un système de coordonnées Ox, Oy, Oz ; Oz étant dirigé suivant l'axe du guide.

Dans ce cas, les modes parasites qui prennent naissance à la rencontre de ces différents défauts par le mode principal présentent des polarisations différentes d'un défaut à l'autre ; leurs plans principaux et antiprincipaux peuvent être quelconques.

Nous associerons à chaque défaut d'abscisse z_i deux coefficients de transformation \vec{K}_{xi} et \vec{K}_{yi} . \vec{K}_{xi} est relatif à la production d'un mode parasite dont le plan principal est dirigé suivant Ox tandis

que \vec{K}_{yi} est relatif au mode orienté perpendiculairement au précédent.

Si bien que le mode parasite résultant du défaut d'abscisse z_i peut alors être représenté symboliquement par un vecteur :

$$\vec{V}_i = \vec{K}_{xi} \cdot A_{xi} + \vec{K}_{yi} \cdot A_{yi} \tag{12}$$

A_{xi} et A_{yi} étant les amplitudes du mode TE₀₁ incident rapportées aux axes Ox et Oy. Par suite de la symétrie circulaire du mode TE₀₁, on a :

$$A_{xi} = A_{yi} = A_i$$

A la rencontre d'une seconde irrégularité d'abscisse z_j , une fraction du mode parasite est retransformée en TE₀₁ et nous définirons deux coefficients de retransformation \vec{K}'_{xj} et \vec{K}'_{yj} relatifs aux axes Ox et Oy.

L'amplitude du mode TE₀₁ secondaire obtenu par retransformation est

$$\Delta A_j = (\vec{K}_{xi} + \vec{K}_{yi}) (\vec{K}'_{xj} + \vec{K}'_{yj}) A_i e^{-\gamma_p(z_j - z_i)} \tag{13}$$

D'après les relations démontrées dans l'annexe 2, on a :

$$\vec{K}'_{xj} = -\vec{K}_{xj} \quad , \quad \vec{K}'_{yj} = -\vec{K}_{yj}$$

et d'autre part les produits scalaires $\vec{K}_{xi} \cdot \vec{K}_{yj}$ et $\vec{K}_{yi} \cdot \vec{K}_{xj}$ sont nuls, si bien que l'amplitude du mode reçu après transformation de modes s'écrit :

$$\Delta A_j = -(\vec{K}_{xi} \cdot \vec{K}_{xj} + \vec{K}_{yi} \cdot \vec{K}_{yj}) A_i e^{-\gamma_p(z_j - z_i)}$$

Lors du calcul de l'énergie reçue après passage d'un grand nombre de défauts, seules les sommes de la forme $\sum K_{xi}^2 \cdot K_{xj}^2$, $\sum K_{xi}^4$, $\sum K_{yi}^4$ et $\sum K_{yi}^2 \cdot K_{yj}^2$, ne sont pas nulles, si bien que l'on peut écrire la relation :

$$\sigma^2(K_{rt}) = \sigma^2(K_{xi}) + \sigma^2(K_{yi}) \tag{14}$$

qui lie la variance des coefficients de transformation résultant de la sommation des différents défauts et les variances des coefficients de transformation rapportés à deux axes de coordonnées rectangulaires Ox et Oy perpendiculaires à l'axe du guide.

DEUXIÈME PARTIE

Distorsions produites dans le cas de différents types de modulations par des irrégularités réparties au hasard dans un guide d'ondes circulaires

2.1. Modulation d'amplitude

Sur une ligne formée de guides d'ondes circulaires comportant des irrégularités réparties au hasard, un

signal transmis directement sous forme d'onde TE₀₁ sera accompagné d'un grand nombre de signaux secondaires provenant de phénomènes de transformations et retransformations de modes.

A une fréquence donnée, certains de ces signaux secondaires seront en phase avec le signal direct, d'autres en opposition de phase avec celui-ci. Mais du fait que la ligne comporte un très grand nombre de longueurs d'ondes, les phases des signaux parasites varieront très vite avec la fréquence, si bien qu'il en résultera des fluctuations de l'amplitude du signal transmis.

En utilisant les formules établies aux paragraphes 1.4 et 1.5, nous voyons que la moyenne quadratique des fluctuations de l'amplitude du champ reçu par rapport au champ direct H_d est donnée par :

$$\frac{\sigma(\Delta H_r)}{H_d} = \frac{\sqrt{n} \sigma^2(K) e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m}}{[1 - \sigma^2(K)] \sqrt{2} (1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m})} \quad (15)$$

tandis que la moyenne quadratique des fluctuations de temps de propagation de groupe est :

$$\sigma(\tau_g) = \frac{\sqrt{n} \sigma^2(K) d_m}{[1 - \sigma^2(K)] \sqrt{2}} \frac{e^{-(\alpha_p - \alpha_0) d_m}}{[1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m}]^2} \frac{d(\beta_p - \beta_0)}{d\omega} \quad (16)$$

(Pour une ligne formée de N sections d'amplification, ces valeurs devront être multipliées par \sqrt{N}).

En téléphonie, si l'on se réfère aux normes établies par le Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique (C.C.I.T.T.) les fluctuations d'amplitude devront être inférieures à $\pm 0,2$ Neper. Pour des liaisons télévisuelles, le gain d'insertion de la liaison devra être stable à ± 1 dB près et les fluctuations de temps de propagation de groupe ne devront pas dépasser quelques nanosecondes.

2.2. Modulation de fréquence

Dans ce cas les fluctuations d'amplitude du champ reçu n'ont qu'une importance négligeable par suite de la limitation d'amplitude énergétique que subit le signal dans le récepteur.

Par contre, les écarts de temps de propagation de groupe sont très gênants. En téléphonie en particulier ils peuvent donner naissance à une distorsion non-linéaire, en produisant des harmoniques du signal utile.

Le taux d'harmonique 2 peut être déduit des résultats des calculs précédents au moyen de la formule (17),

$$\frac{H_2}{H_1} = \frac{\omega \Delta \Omega_0}{2} \frac{\sigma^2(K) \sqrt{n}}{[1 - \sigma^2(K)] \sqrt{2}} \frac{d_m}{[1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m}]^2} e^{-(\alpha_p - \alpha_0) d_m} \times \sqrt{\left(\frac{d^2(\beta_p - \beta_0)}{d\omega^2}\right)^2 + \frac{d_m^2 [1 + 10 e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m} + 9 e^{-4(\alpha_p - \alpha_0) d_m}]}{[1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m}]^2} \left[\frac{d(\beta_p - \beta_0)}{d\omega}\right]^4} \quad (17)$$

$\Delta \Omega_0$ étant le produit par 2π de l'excursion maximale de fréquence mise en jeu par la modulation et ω la pulsation de l'onde porteuse [8].

Un calcul analogue donnerait le taux d'harmonique 3. La formation de ces harmoniques entraînera des mélanges entre voies téléphoniques ou « diaphonie ». Cette diaphonie est très sévèrement limitée par les normes internationales : le C.C.I.T.T. impose que le niveau de celle-ci soit inférieur de 65 dB au niveau du signal utile [9].

2.3. Modulation par impulsions codées

L'emploi de la modulation par impulsions codées a été proposé pour les transmissions sur guides d'ondes circulaires présentant de fortes irrégularités [5], car ce type de modulation est peu sensible aux distorsions subies par le signal en cours de transmission et à la réception.

Considérons des impulsions codées de même polarité, d'amplitude A et séparées par des intervalles de temps θ les unes des autres. Une impulsion parasite créée à partir d'une impulsion de code par suite des défauts de la ligne ne pourra provoquer une erreur de transmission que si son amplitude est au moins égale à $A/2$ au moment où l'on devrait trouver une autre impulsion de code, c'est-à-dire $\theta/2$ secondes après le sommet de l'impulsion utile.

Considérons d'abord le cas où la ligne de transmission considérée comporte des défauts presque régulièrement espacés. On peut déduire de la formule (4)

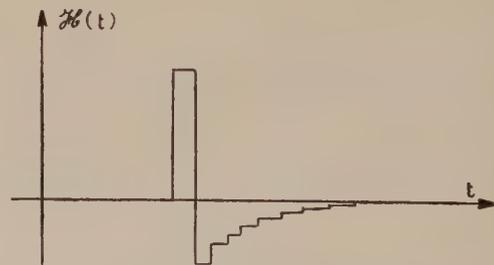


FIG. 5. — Enveloppe du signal de haute fréquence modulée reçu à l'extrémité d'une ligne comportant des défauts localisés.

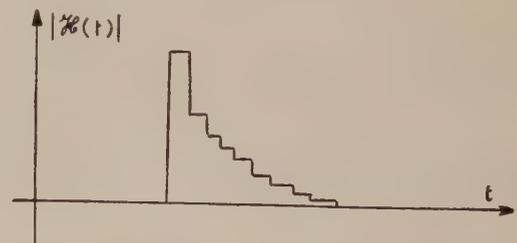


FIG. 6. — Signal reçu à l'extrémité d'une ligne comportant des défauts localisés, après détection.

l'expression du signal que l'on obtiendra à l'extrémité de cette ligne, $s_s^*(t)$ étant le signal émis à l'origine de la ligne :

$$\begin{aligned} \mathcal{H}(t) = & [1 - \sigma^2(K)]^{\frac{n-2}{2}} e^{-\alpha_0 t} \left\{ [1 - \sigma^2(K)] s \left(t - \frac{l}{v_0} \right) \right. \\ & - \sigma^2(K) [(n-1) e^{-(\alpha_p - \alpha_0) d_m} \left\{ 1 - \frac{(\beta_p - \beta_0)^2}{2} \bar{\varepsilon}^2 \right\} s \\ & \left(t - \frac{l}{v_0} - \left(\frac{1}{v_p} - \frac{1}{v_0} \right) d_m \right) + (n-2) e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m} \left\{ 1 \right. \\ & \left. - \frac{4(\beta_p - \beta_0)^2}{2} \bar{\varepsilon}^2 \right\} s \left(t - \frac{l}{v_0} - 2 \left[\frac{1}{v_p} - \frac{1}{v_0} \right] d_m \right) + \dots \left. \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

v_0 étant la vitesse de propagation du mode TE₀₁ v_p celle du mode parasite.

Pour effectuer ce calcul, nous avons admis que la bande de fréquences mise en jeu était suffisamment restreinte pour que v_0 et v_p puissent être considérées comme constantes.

On constate que le signal transmis entièrement sur le mode principal sera suivi (ou précédé, dans le cas d'un mode parasite plus rapide que TE₀₁) d'une queue due aux transformations de modes (fig. 5 et 6).

Cette queue de signal dont l'allure est exponentielle sera susceptible de provoquer des erreurs de codage si son amplitude est supérieure à :

$$s_{\max} \left(t - \frac{l}{v_0} \right) [1 - \sigma^2(K)]^{n/2} e^{-\alpha_0 t}$$

à l'instant :

$$t - \frac{l}{v_0} + \frac{\theta}{2}$$

Dans le cas où les défauts affectant la ligne sont répartis au hasard sur celle-ci, la formule précédente cesse d'être valable car les effets des différents défauts ne peuvent plus se trouver presque tous en phase à un instant donné.

Nous appliquerons alors une méthode proposée pour le calcul des distorsions subies par des impulsions à la traversée d'un quadripôle dont l'affaiblissement et la courbe de phase présentent des fluctuations réparties au hasard [10].

En décomposant la courbe de transmission en série de Fourier et en calculant les coefficients de cette série, on peut montrer que la moyenne quadratique $\sigma(\Delta[u(t)])$ des amplitudes des impulsions parasites $\Delta[u(t)]$ est déterminée par la relation :

$$\begin{aligned} \frac{\sigma(\Delta[u(t)])}{u(t)} &= \sqrt{\frac{\sigma^2(\Delta H_2)}{H_a} + \sigma^2(\Delta \varphi)} \\ &= \frac{\sqrt{n} \sigma^2(K) e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m}}{[1 - \sigma^2(K)] \sqrt{1 - e^{-2(\alpha_p - \alpha_0) d_m}}} \end{aligned} \quad (19)$$

Cette moyenne quadratique devra rester inférieure à une limite déterminée si l'on veut que la probabilité de chevauchement reste suffisamment petite.

TROISIÈME PARTIE

Application des calculs précédents au cas du mode TE₁₂

3.1. Hypothèse de base

Parmi tous les modes de vibrations électromagnétiques susceptibles de prendre naissance aux dépens de TE₀₁ dans un guide d'ondes circulaire, le mode TE₁₂ est l'un des plus redoutables [5] [11], car il ne subit dans ces guides qu'un affaiblissement réduit (0,66 N/km à 35 000 MHz dans un guide circulaire homogène de 50 mm de diamètre, soit 2,7 fois seulement l'affaiblissement théorique $\alpha_{01} = 0,24$ N/km du mode TE₀₁), puisque les courants induits par lui dans les parois du guide sont très faibles [2]. Pouvant de ce fait subsister longtemps en présence de TE₀₁, il échangera avec celui-ci des quantités d'énergie appréciables et provoquera de graves distorsions dans la transmission de ce mode.

Dans le cas d'une ligne ne présentant que des courbures de grand rayon, la formation de mode TE₁₂ aux dépens de TE₀₁ sera principalement due aux irrégularités qui apparaissent à la jonction de deux longueurs élémentaires de guides. Ces irrégularités peuvent être de deux types :

a) écart linéaire entre axes parallèles de deux longueurs successives :

Soit h la valeur de cet écart linéaire (fig. 7).

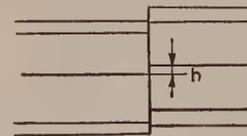


Fig. 7.

Le coefficient de transformation K correspondant est indépendant de la fréquence pour un diamètre donné de guide. On trouve pour un défaut isolé dans un guide de 50 mm de diamètre intérieur :

$$K^2 = 0,75 \cdot 10^{-8} h^2 \quad (20)$$

h étant mesuré en millièmes de millimètre.

b) écart angulaire entre axes de deux longueurs successives : Soit θ la valeur de cet écart angulaire (fig. 8).

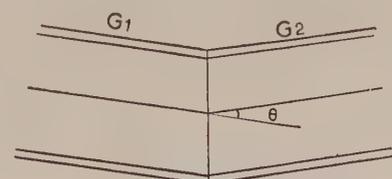


Fig. 8.

Le coefficient de transformation correspondant est sensiblement proportionnel à la fréquence. On trouve pour un guide de 50 mm de diamètre intérieur à 35 000 MHz, pour un défaut isolé :

$$K^2 = 0,87 \cdot 10^{-2} \theta^2, \quad (21) \quad \theta \text{ étant exprimé en degrés}$$

ou :

$$K^2 = 28,5 \cdot 10^{-6} \theta^2, \quad (22), \quad \theta \text{ étant exprimé en milli-radians.}$$

3.2. Vérification expérimentale

3.2.1. LIGNES MESURÉES

La première ligne construite était formée de guides d'ondes homogènes en cuivre étiré à froid en longueurs de 2 à 3 mètres avec un diamètre intérieur de 50 mm \pm 0,03 mm, et un diamètre extérieur de 57 mm. Les extrémités des longueurs individuelles étaient usinées au tour pour réaliser une portée cylindrique de guidage concentrique à l'axe du tube



FIG. 9. — Lignes expérimentales formées de guides d'ondes circulaires.

et le raccordement des longueurs successives était assuré par des manchons en bronze maintenus solidaires des tubes par un système de pinces à serrage conique.

La seconde ligne était formée de guides d'ondes circulaires hélicoïdaux en longueurs individuelles de 1 mètre obtenues par bobinage à spires jointives

de fil de cuivre émaillé de section rectangulaire (1 \times 0,5 mm, ou 0,5 \times 0,3 mm) sur des mandrins rectifiés et enrobage du fil à l'aide de tissu de verre imprégné de résine époxyde.

Après polymérisation de la résine, les extrémités des longueurs individuelles étaient usinées au tour pour ménager le logement d'un joint d'étanchéité torique en caoutchouc et une portée cylindrique de guidage, puis les mandrins étaient extraits à l'aide d'une presse à vis. Le diamètre intérieur de ces guides était également de 50 mm \pm 0,03 mm et leur diamètre extérieur de 60 mm environ. Le raccordement des longueurs successives était effectué à l'aide de manchons filetés extérieurement et serrés par des écrous. La longueur de ces deux lignes était de 50 mètres. L'alignement de ces deux lignes avait été contrôlé à l'aide d'une lunette.

3.2.2. APPAREILLAGE DE MESURE

Le niveau de l'énergie reçue sur le mode TE_{01} à l'extrémité des lignes essayées fut mesuré par un procédé impulsionnel qui permettait de multiplier les parcours des impulsions sur une même ligne en fermant celle-ci à ses extrémités par des pistons réflecteurs [12], [13], [14], [15] et [16].

Le piston situé près de l'appareillage de mesure était percé de quatre trous, dont deux diamétralement opposés servaient à l'excitation du mode TE_{01} dans le guide circulaire et deux autres également diamétralement opposés (mais à 90° des premiers) permettaient de prélever une petite partie de l'énergie transportée par le mode TE_{01} à chacun de ses passages à l'origine de la ligne. Correctement réalisé (fig. 10), un tel dispositif de couplage n'est sensible qu'au mode TE_{01} et aux modes de symétrie paire $TE_{2p,n}$ ou $TM_{2p,n}$ du guide circulaire, et insensible au mode TE_{12} .

Le dispositif émetteur d'impulsions utilisait un magnétron de fréquence voisine de 35 000 Mhz ($\lambda = 8,6$ mm) modulé en impulsions de durée égale à 0,02 microseconde par un modulateur à tubes à vide dont la fréquence de récurrence était de 1 kHz.

L'énergie collectée par les trous de couplage du piston, lors de chaque réflexion des impulsions à l'origine de la ligne, était changée de fréquence à l'aide d'un klystron oscillateur local et amplifiée par un amplificateur de moyenne fréquence de 60 MHz de largeur de bande suivi d'un détecteur à cristal et d'un amplificateur distribué qui permettait l'affichage des impulsions sur un tube cathodique (fig. 11 et 12).

Un atténuateur étaloné placé avant le mélangeur dans le circuit de réception permettait des mesures précises en valeur relative du niveau reçu et le piston de court-circuit placé à l'extrémité éloignée de la ligne était mobile sur une longueur d'environ 70 cm pour permettre de faire varier la longueur de la ligne et mettre ainsi en évidence les effets de mise en phase ou en opposition de phase des fractions d'énergie retransformée avec l'énergie transmise directement.

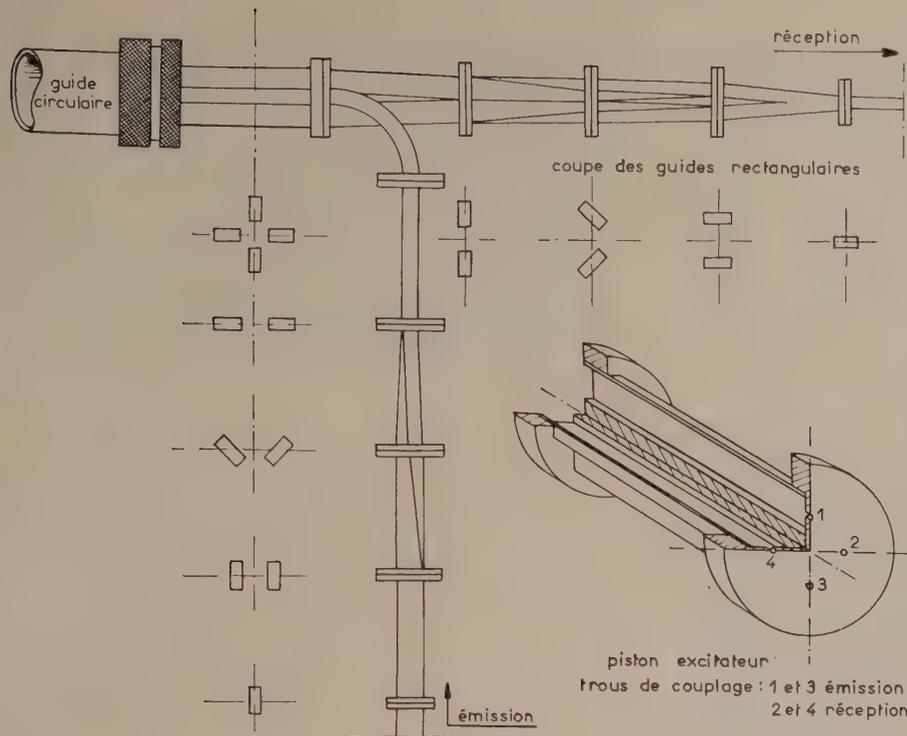


FIG. 10. — Circuits de couplage d'émission et de réception pour guides d'ondes circulaires.

Le schéma d'ensemble de l'appareillage de mesure est représenté sur la figure 13.

3.2.3. APPLICATION DE CETTE ÉTUDE AU CAS DE GUIDES D'ONDES HOMOGÈNES

Pour ce type de guide, les mesures dimensionnelles ont permis de calculer la variance du coefficient de transformation de mode relatif à la transformation TE₀₁ → TE₁₂ à 35 000 MHz, qui résulte des écarts linéaires et angulaires entre axes de guides successifs :

$$\sigma^2 (K_r) = 2,83 \cdot 10^{-4}$$

Appliquant cette valeur à un parcours de 4 km (soit 1 600 longueurs de 2,50 m), on trouve la moyenne

quadratique de la fluctuation du niveau du champ reçu :

$$\frac{\sigma(\Delta H_r)}{H_d} = 0,19$$

FIG. 12. — Appareillage de mesures impulsionnelles sur guides d'ondes circulaires.

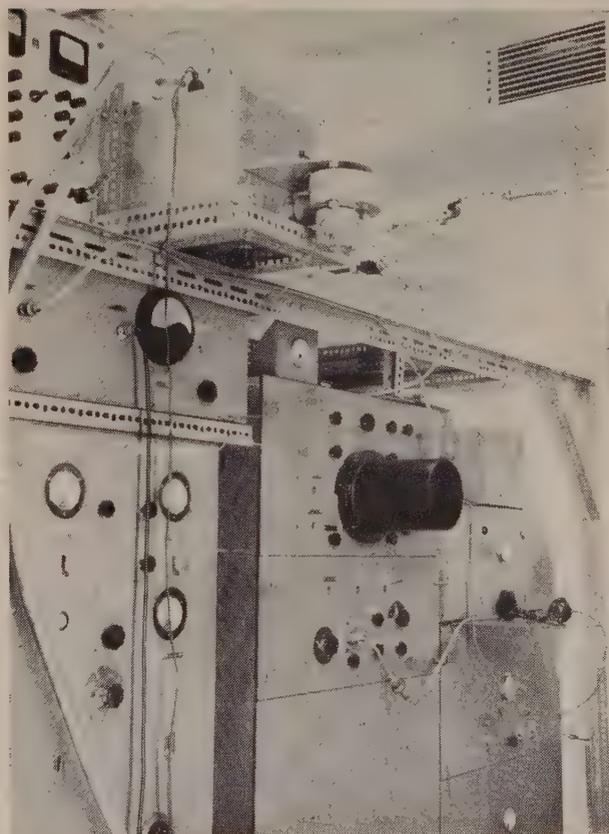


FIG. 11. — Impulsions transmises sur une ligne de 50 mètres de longueur formée de guides d'ondes circulaires et court-circuitée à ses extrémités.



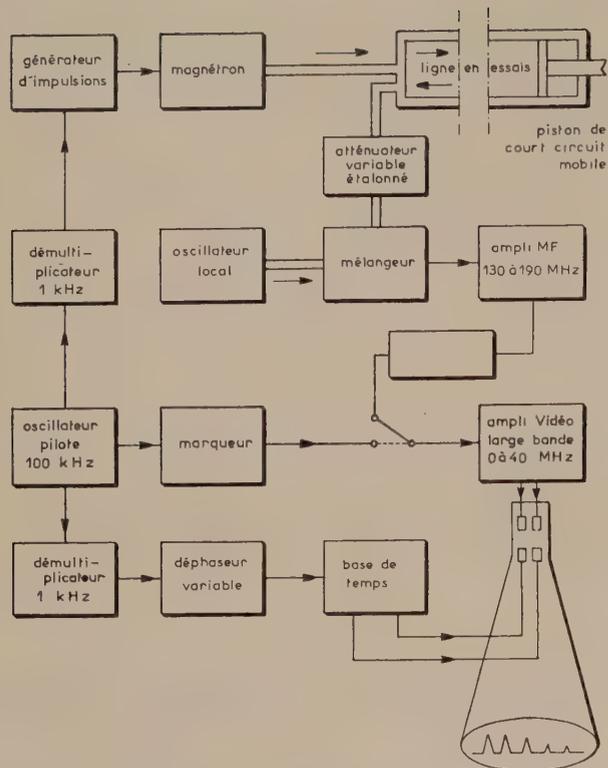


FIG. 13. — Diagramme de l'appareillage de mesure de l'atténuation des guides d'ondes circulaire à l'aide d'impulsions brèves.

soit une fluctuation de 1,8 dB en moyenne quadratique ou $\pm 2,7$ dB en crête, en admettant un rapport de 1,4 entre valeur de crête et valeur efficace des fluctuations. Le chiffre expérimental est $\pm 3,2$ dB en crête pour une ligne non munie de filtres, et $\pm 1,8$ dB en crête pour une ligne munie de filtres disposés tous les 100 mètres (fig. 14 et 15).

La distorsion subie par les impulsions reçues était très importante (fig. 16).

Dans le cas d'une section d'amplification de 20 km pour laquelle $n = 8\,000$ longueurs, on trouverait pour les fluctuations de champ :

$$\frac{\sigma(\Delta H_r)}{H_d} = 0,425$$

soit une variation de 2,4 dB, et pour la moyenne quadratique de l'écart de temps de propagation de groupe :

$$\sigma(\Delta \tau_g) = 1,1 \text{ microseconde}$$

Ces chiffres semblent manifestement trop élevés pour que le guide d'onde circulaire homogène sans filtres puisse servir pour des transmissions téléphoniques et télévisuelles d'une qualité acceptable.

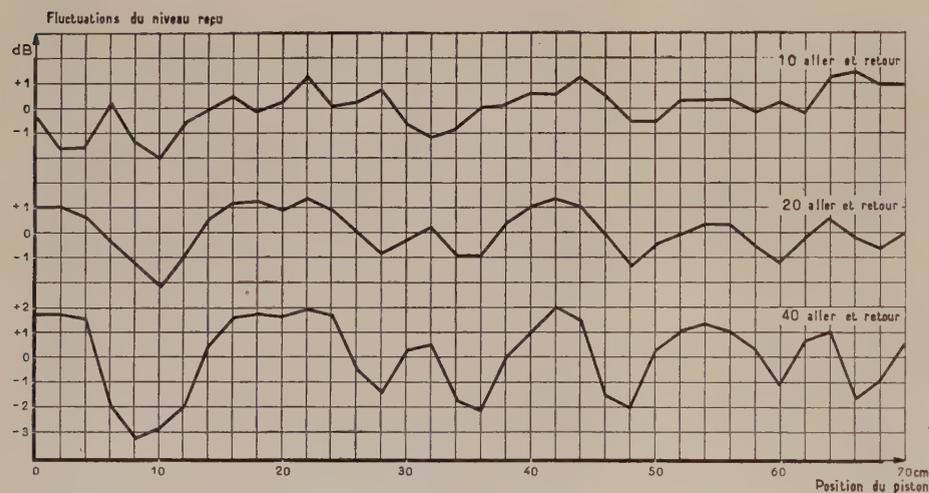


FIG. 14. — Fluctuations du niveau des impulsions transmises sur une ligne formée de guides d'ondes circulaires homogènes, court-circuitée à ses deux extrémités en fonction du nombre d'aller et retour effectués sur cette ligne et du déplacement du piston terminal.

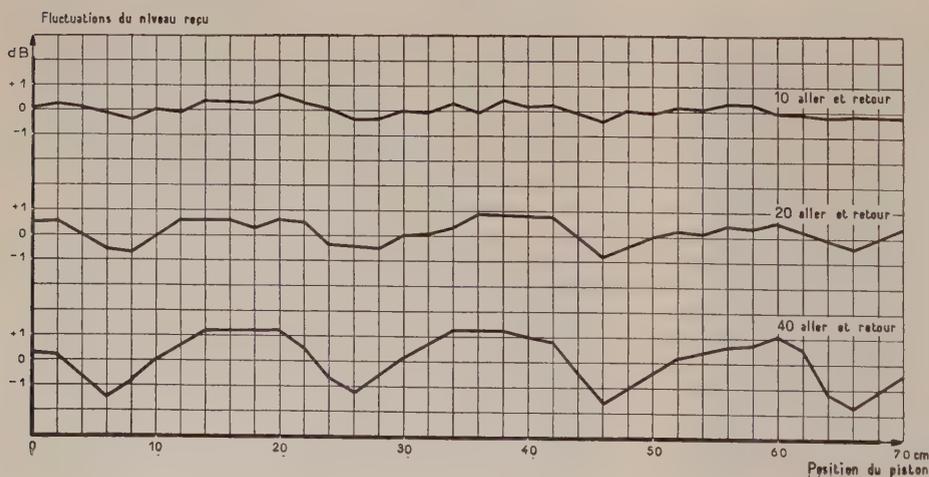


FIG. 15. — Fluctuations du niveau des impulsions transmises sur une ligne formée de guides d'ondes circulaires homogènes munie de filtres en fonction du nombre d'aller et retour effectués sur cette ligne court-circuitée à ses deux extrémités et en fonction du déplacement du piston terminal.

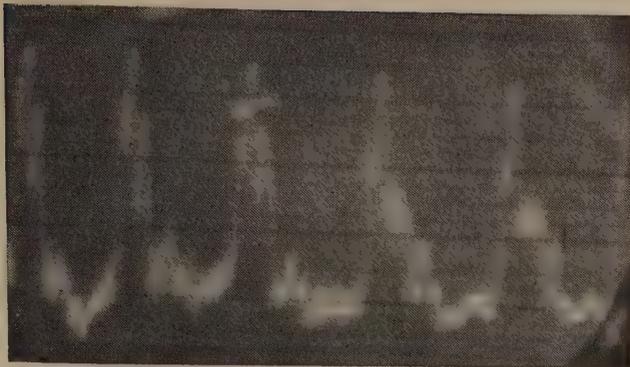


FIG. 16. — Impulsions reçues à l'extrémité d'une ligne formée de guides d'ondes circulaires homogènes.

3.2.4. APPLICATION AU CAS DU GUIDE D'ONDE HÉLICOÏDAL

Pour ce type de guide, les mesures géométriques ont permis de calculer la variance du coefficient de transformation de mode relatif au mode TE₁₂, résultant des écarts linéaires et angulaires entre axes de guides successifs, qui a pour valeur :

$$\sigma^2 (K_r) = 2,22 \cdot 10^{-4}$$

L'affaiblissement théorique du mode TE₀₁ dans le guide hélicoïdal est $\alpha_{01} = 0,24$ N/km.

L'affaiblissement du mode TE₁₂ a été déduit de l'affaiblissement mesuré pour le mode TM₁₁ sur ce type de guide, à l'aide de formules calculées par l'auteur [17]. On trouve :

$$\alpha_{12} = 32$$
 N/km

Le report de ces valeurs dans les formules (7) et (15) permet de calculer la moyenne quadratique des fluctuations de niveau reçu après un parcours de 4 000 mètres ($n = 4\ 000$ longueurs) :

$$\frac{\sigma(\Delta H_r)}{H_d} = 0,057$$

ce qui correspond à 0,49 dB. Ce chiffre est très voisin de celui qui a été déterminé expérimentalement, la fluctuation observée atteignant $\pm 0,7$ dB en crête, soit environ 0,5 dB en moyenne quadratique, si l'on admet un rapport de 1,4 entre valeur de crête et valeur efficace pour des fluctuations d'aspect très voisin de la sinusoïde (fig. 17). La figure 18 montre que les impulsions reçues ne sont affectées d'aucune distorsion visible. Pour une section de 20 km, le calcul donnerait la moyenne quadratique des fluctuations de niveau :

$$\frac{\sigma(\Delta H_r)}{H_d} = 0,128$$

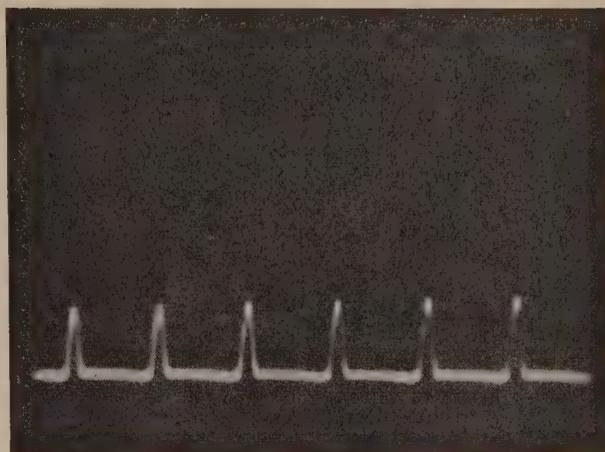


FIG. 18. — Impulsions reçues à l'extrémité d'une ligne formée de guides d'ondes circulaires hélicoïdaux.

correspondant à une variation de 1,1 dB, et l'écart quadratique moyen du temps de propagation de groupe :

$$\sigma(\Delta \tau_g) = 1,6$$
 nanoseconde

Ces distorsions seraient encore réduites en portant la longueur des tronçons élémentaires de 1 mètre à 2,50 m. Le calcul montre qu'alors l'écart quadratique

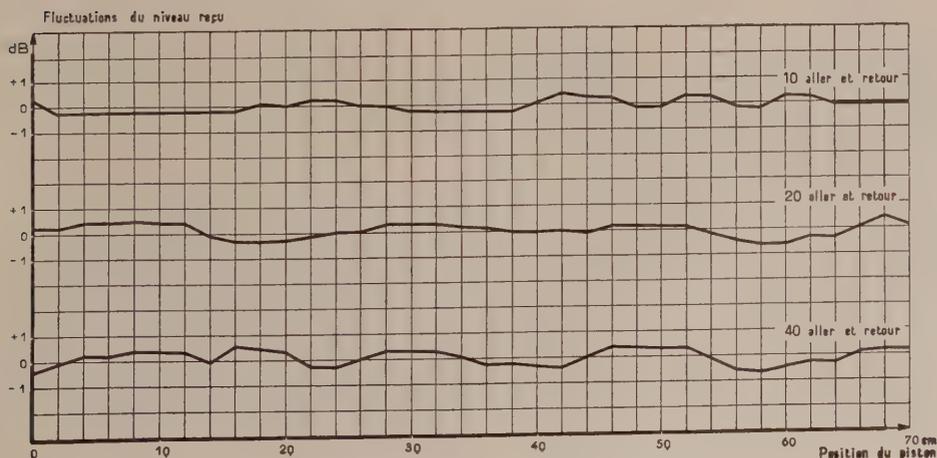


FIG. 17. — Fluctuations du niveau des impulsions transmises sur une ligne formée de guides d'ondes hélicoïdaux, en fonction du nombre d'aller et retour effectués sur cette ligne court-circuitée à ses deux extrémités et du déplacement d'un piston terminal.

moyen du temps de propagation de groupe ne dépasserait pas 0,4 nanoseconde pour un parcours de 20 km.

4. Conclusion

Les résultats obtenus sur les deux lignes d'essai confirment l'amélioration considérable de la qualité de transmission du mode TE₀₁ apportée par l'utilisation de guides d'ondes hélicoïdaux. La bonne concordance qui existe entre les résultats du calcul et des mesures montre la validité des hypothèses que nous avons faites, en particulier sur la prépondérance du mode TE₁₂ parmi les divers modes parasites qui sont susceptibles de se former aux dépens de TE₀₁ lors de la rencontre d'irrégularités localisées sur le guide.

Il semble donc nécessaire de mettre au point des guides d'ondes présentant un affaiblissement maximum pour le mode TE₁₂ sans accroître exagérément celui du mode TE₀₁, si l'on veut utiliser pleinement les propriétés séduisantes de ce mode pour la transmission à grande distance de quantités presque illimitées d'information téléphonique et télévisuelle dans des conditions de qualité et d'économie difficilement surpassables.

Remerciements

L'auteur adresse ses remerciements à la Direction du CENTRE DE RECHERCHES DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ qui a bien voulu l'autoriser à publier cette étude. Il tient à mettre en relief le concours important apporté à l'exécution des vérifications expérimentales par Messieurs BERGER, DENIS et DE COATTAREL. Un tragique accident a arraché ce dernier à l'affection de sa famille et de ses amis au seuil d'une brillante carrière.

ANNEXE I

Importance relative des énergies propagées, dans le même sens que le mode principal et en sens inverse par un mode parasite formé aux dépens du mode TE₀₁ en guide d'ondes circulaire.

Considérons un guide d'ondes cylindrique dont la surface se trouve déformée sur une longueur l ; sa section droite, qui était circulaire de rayon a en dehors de l'intervalle $-l/2, +l/2$ centré sur le point $z = 0$, se trouve représentée dans cet intervalle par une équation en coordonnées polaires :

$$\rho = a + \varepsilon \rho_1(\varphi, z)$$

le rayon vecteur ρ étant une fonction de la coordonnée angulaire φ et de l'abscisse z du point considéré sur la surface du guide; ε est un paramètre petit devant 1 et sans dimensions [4]. S.P. MORGAN a montré que la présence d'une telle déformation de la paroi du guide provoquait la transformation d'une partie de l'énergie du mode TE₀₁ incident en une somme de modes du type TE_{*m**n*} qui se propagent de part et d'autre dans le guide à partir du défaut. La fraction de l'énergie P_0 du mode principal qui est transformée en modes TE_{*m**n*} a pour expression :

$$\frac{\varepsilon^2 P_{mn}^\pm}{P_0} = \varepsilon^2 D_{mn} [|C_{mn}^\pm|^2 + |S_{mn}^\pm|^2]$$

le signe + représentant la fraction du mode parasite qui se propage dans le même sens que le mode TE₀₁ incident, et le

signe - la fraction allant en sens inverse. Le rapport des énergies transformées se propageant dans les deux sens a donc pour valeur :

$$\frac{|C_{mn}^+|^2 + |S_{mn}^+|^2}{|C_{mn}^-|^2 + |S_{mn}^-|^2} = \frac{P_{mn} \text{ direct}}{P_{mn} \text{ inverse}}$$

Or les coefficients C_{mn}^\pm et S_{mn}^\pm sont calculables par la formule :

$$C_{mn}^\pm = \frac{1}{2\pi a^2} \int_0^{2\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \rho_1(\varphi', z') e^{-j(\beta_{01} \mp \beta_{nm})z'} \frac{\cos m\varphi' dz' d\varphi'}{\sin m\varphi'}$$

β_{01} étant la constante de phase de TE₀₁ et β_{nm} celle du mode TE_{*m**n*}.

Si la fonction $\rho_1(\varphi, z)$ est :

1) bornée dans l'intervalle $-l/2 \leq z \leq l/2$

2) dotée d'un nombre limité de points de discontinuité, de maximums et minimums entre ces deux abscisses,

elle pourra être représentée dans cet intervalle par une somme de développements en série de Fourier :

$$\rho_1(\varphi, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} a_{mp} \cos m\varphi \cos 2p\pi \frac{z}{l} + b_{mp} \sin m\varphi \cos 2p\pi \frac{z}{l} + c_{mp} \cos m\varphi \sin 2p\pi \frac{z}{l} + d_{mp} \sin m\varphi \sin 2p\pi \frac{z}{l}$$

Pour le calcul des coefficients C_{mn}^+ et S_{mn}^+ relatifs à la fraction du mode TE_{*m**n*} qui se propage dans le même sens que le mode TE₀₁ incident, nous avons le droit de choisir la longueur L (légèrement supérieure à la longueur l du défaut) de façon telle qu'elle soit égale à un multiple entier d'ordre p de la longueur d'onde de battement des modes TE₀₁ et TE_{*m**n*} :

$$L = \frac{2p\pi}{\beta_{01} - \beta_{nm}} = p \frac{\lambda_{g01} \lambda_{gmn}}{\lambda_{g01} - \lambda_{gmn}}$$

On obtiendra alors :

$$|C_{mn}^+|^2 + |S_{mn}^+|^2 = \frac{l^2}{16a^4} [(a_{mp} + b_{mp})^2 + (c_{mp} + d_{mp})^2]$$

Pour le calcul de l'énergie du mode TE_{*m**n*} qui se propage en sens inverse de TE₀₁, nous choisirons une longueur L' telle que :

$$L' = \frac{2q\pi}{\beta_{01} + \beta_{nm}} = q \frac{\lambda_{g01} \lambda_{gmn}}{\lambda_{g01} + \lambda_{gmn}}$$

Les nombres entiers p et q étant déterminés de façon que les distances L et L' soient très voisines l'une de l'autre, de sorte que le rapport q/p sera très voisin de $\frac{\beta_{01} + \beta_{nm}}{\beta_{01} - \beta_{nm}}$.

Si nous désignons par $a'_{mq}, b'_{mq}, c'_{mq}, d'_{mq}$ les coefficients du développement en série de Fourier de $\rho_1(\varphi, z)$ dans l'intervalle $-L'/2, L'/2$ il est facile de montrer, du fait de la continuité de $\rho_1(\varphi, z)$ que les coefficients de même rang a'_{mp} et a_{mp} des séries relatives aux distances L et L' seront très voisins l'un de l'autre si L' diffère très peu de L . Si bien que le rapport des puissances propagées en sens direct et inverse par le mode TE_{*m**n*} est très voisin de :

$$\frac{P_{mn} \text{ direct}}{P_{mn} \text{ inverse}} = \frac{(a_{mp} + b_{mp})^2 + (c_{mp} + d_{mp})^2}{(a'_{mq} + b'_{mq})^2 + (c'_{mq} + d'_{mq})^2}$$

Si les développements en série de $\rho_1(\varphi, z)$ pour les diverses valeurs de m possèdent des dérivées continues jusqu'à l'ordre $k-1$ inclus, les coefficients de ces développements seront au moins de l'ordre de $(1/p)^{k+1}$, si bien que le rapport des puissances transmises en sens direct et en sens inverse par le mode TE_{*m**n*} sera au moins de l'ordre de $(q/p)^{2(k+1)}$, donc sera toujours grand. Par exemple pour le mode TE₁₂ ce rapport sera de l'ordre de :

$$\left(\frac{\lambda_{g01} + \lambda_{g12}}{\lambda_{g01} - \lambda_{g12}} \right)^{2(2k+1)} = 85^{2(k+1)}$$

pour un guide d'ondes circulaire de 50 mm de diamètre intérieur à la fréquence $f = 35\ 000$ MHz.

Un raisonnement analogue montrerait que dans un guide circulaire multimode la fraction d'énergie du mode TE₀₁ réfléchi à la rencontre d'un défaut est très petite devant la fraction de l'énergie qui est transformée en d'autres modes.

ANNEXE II

Relations entre coefficients de transformation et de retransformation de modes au passage de défauts localisés dans un guide d'ondes multimode

Considérons un guide d'ondes susceptible de transmettre deux modes de vibrations électromagnétiques M₁ et M₂. La présence d'un obstacle au point P provoque la transformation d'une fraction K de l'amplitude du mode M₁ en mode M₂, ou bien la transformation d'une fraction K' de l'amplitude du mode M₂ en mode M₁. Si le mode M₁ se propage seul dans le guide en allant de la gauche vers la droite, son passage au point P donne naissance à un mode M₂ d'amplitude égale à K fois celle du mode incident, tandis qu'un déphasage de θ degrés est produit par la transformation M₁ → M₂, ce mode M₂ se propageant au départ de P dans le même sens que M₁, comme nous l'avons montré dans l'annexe I. La fraction de mode M₁ restante d'amplitude égale à $\sqrt{1 - K^2}$ continue sa route après le point P, le passage en ce point lui ayant apporté un déphasage de δ degrés. Appelons :

$$\mathcal{H}_1 = H_1 e^{j(\omega t + \varphi)}$$

l'amplitude du mode M₁ avant le point P. Après passage par P les modes M₁ et M₂ existant pourront être représentés par la figure 19.

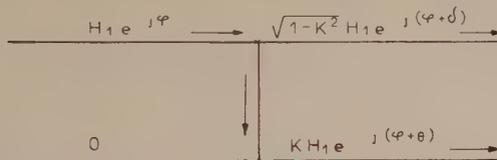


FIG. 19.

Si par contre, le mode M₂ d'amplitude H₂ tel que :

$$\mathcal{H}_2 = H_2 e^{j(\omega t + \psi)}$$

se propageait seul au départ dans le sens de la gauche vers la droite, son passage au point P donnerait naissance à un mode M₁ d'amplitude K', H₂ se propageant également de la gauche vers la droite après avoir subi un déphasage θ' du fait de la transformation, tandis que la fraction $\sqrt{1 - K'^2}$ du mode M₂ non transformé continuerait sa route dans le même sens après avoir subi un déphasage δ' au passage de P, et l'on pourrait représenter les deux modes par la figure 20.

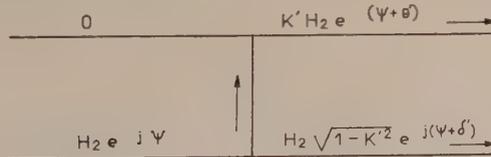


FIG. 20.

Supposons maintenant que les deux modes M₁ et M₂ se propagent dans le même sens arrivent simultanément au point P. Les états électriques représentés par les figures 19 et 20 se trouveront superposés du fait de la linéarité des équations de Maxwell. D'autre part le principe de conservation de l'énergie permettra d'écrire, dans le cas où le défaut n'est pas dissipatif, que la somme des énergies sortantes est égale à la somme des énergies entrantes. Le calcul conduit aux deux relations :

$$K' \sqrt{1 - K^2} \cos(\theta' - \delta) + K \sqrt{1 - K'^2} \cos(\delta' - \theta) = 0$$

$$K' \sqrt{1 - K^2} \cos(\theta' - \delta) + K \sqrt{1 - K'^2} \cos(\delta' - \theta) = 0$$

dont les solutions possibles sont :

- a) $\delta + \delta' = \theta + \theta' + (2m + 1)\pi$ avec m entier, $K = K'$
- b) $\delta + \delta' = \theta + \theta' + 2m\pi$ $K' = -K$

Ces deux groupes de solutions sont en fait identiques l'un à l'autre.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. DE BROGLIE. Problèmes de propagation guidée des ondes électromagnétiques. Paris, Gauthier-Villars, édition 1941.
- [2] J.P. KINZER et I.G. WILSON. End plate and side wall currents in circular cylinder cavity resonator. *Bell System Technical Journal*, janvier 1947, volume 26, n° 1, pages 31 à 79.
- [3] M. JOUGUET. Effets de la courbure sur la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides à section circulaire. *Cables et Transmission*, juillet 1947.
- [4] S.P. MORGAN. Mode conversion losses in transmission of circular electric waves through slightly non cylindrical guides. *Journal of Applied Physics*, avril 1950, volume 21, p. 329 à 338.
- [5] S.E. MILLER. Waveguide as a communication medium. *Bell System Technical Journal*, novembre 1954, volume 38, n° 6.
- [6] S. IIGUCHI. Mode conversion in the transmission of TE₀₁ wave through a slight tilt and a slight off-set of waveguide. Congrès sur les circuits et antennes hyperfréquences, Paris, octobre 1957, *l'Onde Electrique*, 38^e année, n° 376 bis.
- [7] A. ANGOT. Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs des télécommunications. Editions de la Revue d'Optique, Paris.
- [8] L.J. LIBOIS. Faisceaux hertziens et systèmes de modulation. Collection technique du C.N.E.T., éditions Chiron, pages 25 et 26.
- [9] L.J. LIBOIS. loc. cit., page 30.
- [10] E.D. SUNDE. Theoretical fundamentals of pulse transmission. *Bell System Technical Journal*, mai 1954, volume 33, n° 3, pages 721 à 788.
- [11] M. THUÉ, J. BENDAYAN et G. COMTE. Researches on transmission of TE₀₁ waves in circular waveguides in the vicinity of 25 and 35 Gc/s. Convention on Long Distance Transmission by Waveguides, Londres, janvier 1959. *Proc. I.E.E.*, 1959, volume 106, Part B, Supplément n° 13.
- [12] A. RIEDINGER. Messung der Dämpfung und Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischer schwingungen in Metall Röhren; Hoch Frequenz Technik und Elektroakustik, août 1941.
- [13] S.E. MILLER et A.C. BECK. Low loss Waveguide transmission. *Proc. I.R.E.*, mars 1953.
- [14] G.D. SIMS. The influence of Bends and Ellipticity on the attenuation and propagation characteristics of the H₀₁ circular Waveguide mode. *Proc. I.R.E.*, octobre 1953, Part 4.
- [15] H.E.M. BARLOW et H.G. EFFEMEY. Propagation characteristics of low loss tubular Waveguides. *Proc. I.E.E.*, mai 1957, Part B, pages 254 à 260.
- [16] G. COMTE, F. DE CARFORT, A. PONTUS et J.M. PARIS. Utilisation de guides d'ondes circulaires pour la transmission à grande distance d'ondes centimétriques et millimétriques. *Cables et Transmission*, octobre 1957, n° 4, pages 342 à 355.
- [17] G. COMTE et A. PONTUS. Guides d'ondes éolotropes à structure filtrante continue pour la propagation du mode TE₀₁. Congrès sur les circuits et antennes hyperfréquences, Paris, octobre 1957. *L'Onde Electrique*, n° 376 bis, suppl spécial.

CONTRE-RÉACTION DANS LES AMPLIFICATEURS GÉNÉRALISATION

PAR

V. BIGGI

*Ingénieur à la Compagnie Générale de Télégraphie
Sans Fil*

Les applications de la contre-réaction sont nombreuses dans le domaine de l'amplification et dans celui, plus général, de l'asservissement, ces deux domaines se distinguant par la nature du problème qui y est posé. Dans les problèmes d'amplification la contre-réaction est pratiquée d'une manière directe entre une grandeur d'entrée et une grandeur de sortie obtenue par transformation de la précédente. Dans les problèmes d'asservissement elle est mise en œuvre d'une manière plus générale par comparaison préalable de la grandeur de sortie à une grandeur de référence puis par action sur la transformation qui engendre l'élément de sortie.

Les propriétés de la contre-réaction étant connues, nous nous proposons simplement ici de les mettre en lumière à propos de l'amplification électronique en adoptant un point de vue conforme à la réalité, c'est-à-dire en choisissant parmi les relations de base et les divers paramètres les seuls qui permettent une interprétation physique. Nous nous attacherons à montrer que ce choix est essentiel et fournit une méthode générale d'analyse quel que soit le type de contre-réaction et quelle que soit la manière dont elle est mise en œuvre. Sur certains points importants c'est d'ailleurs l'originalité du point de vue physique considéré qui permet d'illustrer la généralité des résultats.

Cette analyse sera donc appliquée d'une manière détaillée aux amplificateurs électroniques mais il est évident que les résultats obtenus sont valables dans le domaine de l'amplification en général. Nous verrons ensuite que ces résultats peuvent être étendus au domaine de l'asservissement.

1. Contre-réaction dans les amplificateurs

Dans un problème d'amplification de puissance on dispose d'un élément d'entrée et d'un élément de sortie et, quelle que soit la nature de chacun d'eux, on désire que l'élément de sortie soit proportionnel à l'élément d'entrée pris comme référence.

1.1. PRINCIPE DE LA CONTRE-RÉACTION SIMPLE

On dispose à l'entrée d'un amplificateur d'un signal de référence, fonction ou non du temps et l'on désire que le signal de sortie soit proportionnel au signal d'entrée. On réalise ainsi une amplification A que l'on souhaite indépendante du temps, c'est-à-dire indépendante du comportement de l'amplificateur.

Supposons d'abord que l'élément de sortie soit de même nature que l'élément d'entrée. Si l'amplification se fait d'une manière satisfaisante on conçoit qu'il soit possible de la rendre plus efficace en prélevant une fraction de l'élément de sortie et en l'injectant à l'entrée dans un sens tel que son action s'ajoute à celle de l'élément de référence. C'est le principe de la réaction : il est largement utilisé dans la réalisation des oscillateurs de signaux radio-électriques. Mais cette opération ne modifie pas, à vrai dire, le caractère de l'amplification puisque celle-ci s'opère correctement sans réaction. Si par contre l'amplification se fait d'une manière non satisfaisante, on conçoit que l'on puisse en améliorer le caractère de proportionnalité en prélevant une fraction de l'élément de sortie et en l'injectant à

l'entrée dans un sens tel qu'elle s'oppose au signal de référence. C'est le principe de la contre-réaction.

Lorsque l'élément de sortie n'est pas de même nature que l'élément d'entrée, on doit d'abord lui faire subir la transformation inverse avant de le combiner au signal de référence, mais la contre-réaction conserve néanmoins son caractère de simple retour vers l'entrée d'une fraction de l'élément de sortie.

L'amplification électronique entre tensions ou entre tension et courant constitue un exemple qui se prête aisément à une contre-réaction telle que nous venons de la définir.

1.2. DIVERS TYPES DE CONTRE-RÉACTION DANS L'AMPLIFICATION ÉLECTRONIQUE

Dans ce qui suit nous supposons, pour fixer les idées, que le signal d'entrée est une tension appliquée à l'impédance d'entrée de l'amplificateur. (Par une modification classique du schéma de la source il reviendrait au même de supposer qu'il s'agit d'un courant traversant l'impédance d'entrée.) Quant au signal de sortie il sera indifféremment une tension ou un courant que l'on désire rendre proportionnel au signal d'entrée.

Les différents schémas de contre-réaction sont alors les suivants :

1.2.1. Contre-réaction de tension type série

On ramène à l'entrée en série avec la tension de référence une tension proportionnelle à la tension de sortie.

1.2.2. Contre-réaction d'intensité type série

On ramène à l'entrée en série avec la tension d'entrée une tension proportionnelle au courant de sortie.

1.2.3. Contre-réaction de tension type parallèle

On injecte à l'entrée un courant proportionnel à la tension de sortie, autrement dit une tension en parallèle sur le signal d'entrée.

1.2.4. Contre-réaction d'intensité type parallèle

On injecte à l'entrée un courant proportionnel au courant de sortie.

Ces divers schémas seront précisés dans ce qui suit.

2. Contre-réaction de tension type série

Considérons un amplificateur tel qu'il est représenté sur la figure 1. Parmi les diverses relations qui caractérisent ce quadripôle, celle que nous adopterons comme point de départ est la seule relation de

base qui soit utile dans l'étude de la contre-réaction et elle s'écrit :

$$I_s = Y V_{ab} + Y_t V_{cd}$$

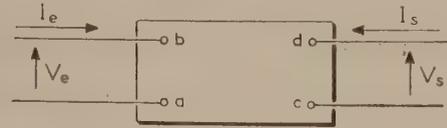


FIG. 1.

V_e et V_s constituent la tension d'entrée et la tension de sortie : suivant le type de contre-réaction elles seront ou ne seront pas confondues respectivement avec V_{ab} et V_{cd} . Dans la relation précédente, Y et Y_t sont des coefficients dont il est aisé de préciser la nature.

Y est l'admittance de transfert entre la paire de bornes d'entrée et l'autre paire supposée court-circuitée ($V_{cd} = 0$). Dans le cas d'un seul étage amplificateur, Y est la pente de la lampe.

Y_t est l'admittance de sortie, l'autre côté étant supposé court-circuité ($V_{ab} = 0$). Au lieu de Y_t nous utiliserons son inverse qui est l'impédance de sortie, soit R_t (fournie par les constructeurs).

On a donc $I_s = Y V_{ab} + \frac{V_{cd}}{R_t}$ (1)

Cette relation très importante traduit le fait que le courant de sortie est la somme de deux composantes, l'une due à la tension d'entrée, l'autre due à la tension de sortie, et ne met en jeu que deux paramètres physiques Y et R_t .

On remarquera bien entendu que si $I_s = 0$ on a un gain à circuit de sortie ouvert qui vaut

$$- Y R_t = - \mu.$$

Mais ce coefficient μ n'est pas à considérer en tant que paramètre de base puisqu'il caractérise un circuit hypothétique. Il est préférable en effet de ne pas étudier la contre-réaction de tension avec un schéma à circuit de sortie ouvert ni la contre-réaction d'intensité avec un schéma à circuit de sortie court-circuité.

Ceci étant, soit Z_s l'impédance de charge à la sortie ; on a :

$$V_s = - Z_s I_s$$
 (2)

et en l'absence de contre-réaction (1) s'écrit

$$I_s = Y V_e + \frac{V_s}{R_t}$$

L'élimination de I_s entre (1) et (2) fournit le gain de l'amplificateur, soit $\frac{V_s}{V_e} = A$.

On trouve :

$$A = - \frac{Y}{\frac{1}{Z_s} + \frac{1}{R_t}}$$

Nous supposons dans tout ce qui suit que A est négatif ce qui signifie que la tension de sortie a une polarité inverse de la tension d'entrée.

Quant à l'impédance de sortie du montage elle est égale dans tous les cas et par définition à $\frac{dV_s}{dI_s}$ à tension d'entrée constante. On a naturellement ici $\frac{dV_s}{dI_s} = R_i$, mais il importe d'observer que cette définition est la seule façon valable de considérer R_i ; elle nous permettra dans la suite de trouver par un moyen commode et rapide l'impédance interne d'un montage si complexe soit-il.

2.1. GAIN AVEC CONTRE-RÉACTION

On réalise une contre-réaction de tension suivant le schéma de la figure 2. Une fraction β de la tension de sortie est ramenée en série à l'entrée.

Nous venons de voir que l'élimination de I_s entre (1) et (2) nous a fourni une relation entre V_{ab} et V_s ,

$$V_{ab} = f(V_s) \tag{3}$$

Cette relation exprime le gain de l'amplificateur chargé par Z_s et elle reste valable pour le schéma de la figure 2.

La contre-réaction nous fournit de plus la relation

$$V_e = V_{ab} - \beta V_s \tag{4}$$

De (3) et (4) on tire

$$V_e = V_{ab} - \beta V_s = f(V_s) - \beta V_s$$

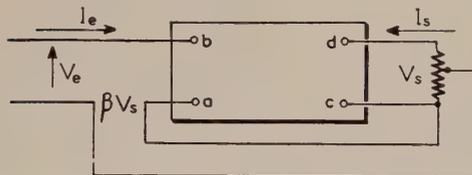


FIG. 2.

d'où le nouveau gain avec contre-réaction.

Cette méthode générale donne ici pour les relations (3) et (4).

$$\left. \begin{aligned} V_{ab} &= \frac{V_s}{A} \\ V_{ab} &= V_e + \beta V_s \end{aligned} \right\}$$

d'où le nouveau gain

$$G = \frac{A}{1 - \beta A} \tag{5}$$

G est négatif comme A , car le coefficient du dénominateur est positif. La contre-réaction a donc pour effet de diviser le gain de l'amplificateur par le coefficient $1 - \beta A$.

Remarque. — Il est aisé de se rendre compte que dans l'application de la contre-réaction ci-dessus on a supposé que le prélèvement de βV_s n'affectait pas la sortie, c'est-à-dire qu'il se faisait sous une impédance infinie. Si on ramène une impédance Z_e sur la sortie, on peut en tenir compte facilement en considérant maintenant que la relation générale $V_{ab} = f(V_s)$ exprime le gain de l'amplificateur chargé par la combinaison Z_e en parallèle sur Z_s ($Z_e \parallel Z_s$). Si A' est le gain ainsi défini on a :

$$V_{ab} = \frac{V_s}{A'} \quad \text{avec} \quad A' = \frac{A}{1 - \frac{A}{YZ_e}}$$

d'où après un calcul simple le nouveau gain

$$G = \frac{A}{1 - \beta A \frac{1 + \beta YZ_e}{\beta YZ_e}} \tag{6}$$

On constate en somme que cette façon de voir n'introduit qu'un coefficient de correction au terme βA du dénominateur. L'intérêt de cette remarque apparaîtra lors de la comparaison que nous ferons plus loin avec le cas de la contre réaction d'intensité qu'il n'est pas possible de mettre en œuvre sans modifier le circuit de sortie.

2.2. IMPÉDANCE INTERNE

Etant donné la nouvelle valeur de V_{ab} donnée par (4), la relation (1) s'écrit à présent

$$I_s = Y(V_e + \beta V_s) + \frac{V_s}{R_i}$$

d'où $\frac{dV_s}{dI_s}$ (à tension d'entrée V_e constante) que nous écrirons pour simplifier, R'_i . On trouve

$$R'_i = \frac{R_i}{1 + \beta \mu}$$

L'impédance interne du montage a été divisée par $1 + \beta \mu$ positif, donc par un coefficient plus grand que le gain car on a $\mu > |A|$ dans tous les cas pratiques.

On peut établir ce résultat par un moyen plus direct qui illustre bien le processus de la contre-réaction. On applique (fig. 2) une tension E aux bornes de sortie du montage et on court-circuite la source V_e . Le courant I fourni par E est la somme de deux termes :

— l'un $\frac{E}{R_i}$ dû à l'action de la tension à la sortie ;

— l'autre $Y\beta E$ dû à l'action de la tension ramenée à l'entrée.

$$\text{On a } I = \frac{E}{R_i} + Y\beta E = E \frac{1 + \beta \mu}{R_i}$$

d'où la nouvelle impédance interne

$$\frac{E}{I} = R'_i = \frac{R_i}{1 + \beta \mu}$$

Remarque. — Voyons ce que devient dans le montage à contre-réaction la combinaison $R_i \parallel Z_s$.

Avant contre-réaction $\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_s}$

Après contre-réaction $\frac{1}{Z'_i} = \frac{1}{R'_i} + \frac{1}{Z_s} = \frac{1}{R_i} + \beta Y + \frac{1}{Z_s}$

En effectuant le rapport et les simplifications nécessaires, on trouve

$$\frac{Z'_i}{Z_i} = \frac{1}{1 - \beta A} = \frac{G}{A}$$

Donc l'impédance interne totale comprenant l'impédance interne proprement dite en parallèle avec l'impédance de charge est divisée par le même coefficient que le gain, soit $1 - \beta A$.

2.3. LA CONTRE-RÉACTION DE TENSION FAIT D'UN AMPLIFICATEUR UNE SOURCE DE TENSION PROPORTIONNELLE A LA TENSION D'ENTRÉE

Le gain avec contre-réaction est $G = \frac{A}{1 - \beta A}$
 Si $|\beta A| \gg 1$ ce qui est souvent le cas, en pratique (exemple $A = 10\ 000$ et $\beta = \frac{1}{10}$) on a alors sensiblement

$$G = -\frac{1}{\beta} \tag{7}$$

et $V_s = -\frac{1}{\beta} V_e$

c'est-à-dire que le quadripôle devient indépendant du comportement de l'amplificateur ou de son alimentation et constitue une source de tension proportionnelle à la tension de référence appliquée à l'entrée. Ceci est dû au fait que dans le cas où la contre-réaction est importante chacun des termes de l'entrée soit V_e et βV_s est grand par rapport à V_{ab} et que dès lors la tension de sortie devient plus stable en dépit des variations possibles de A dans le temps. C'est ce que traduit aussi la réduction de l'impédance interne de l'amplificateur.

2.4. IMPÉDANCE A L'ENTRÉE

Dans ce qui précède, on a supposé implicitement que l'impédance d'entrée R_e du quadripôle était infinie et que l'impédance interne R_1 de la source était nulle. On peut se rendre compte immédiatement que s'il n'en est pas ainsi (fig. 3) les résultats obtenus sont néanmoins inchangés.

En effet le signal appliqué entre a et b vaut à présent αV_e en posant $\alpha = \frac{R_s}{R_e + R_1}$ et tout se passe comme si ce signal était fourni par une source d'impédance $R_e \parallel R_1$ à un quadripôle d'impédance d'entrée infinie. La tension de contre-réaction est alors intégralement appliquée entre a et b, d'où

$$V_{ab} = \alpha V_e + \beta V_s$$

Comme on a encore $V_{ab} = \frac{V_s}{A}$, on trouve à nouveau que le gain après contre-réaction est égal à $\frac{A \alpha}{1 - \beta A}$ c'est-à-dire au gain sans contre-réaction αA divisé par $1 - \beta A$. Le résultat général n'est donc pas modifié par les données relatives à l'entrée.

Supposons alors que R_1 est nul et que par contre l'impédance d'entrée de l'amplificateur vaut R_e . La source extérieure voit donc avant contre-réaction l'impédance R_e et elle lui fournit un courant

$$I_e = \frac{V_e}{R_e}$$

après contre-réaction ce courant est devenu

$$I'_e = \frac{V_{ab}}{R_e} = \frac{V_e + \beta V_s}{R_e} = \frac{V_e}{R_e} \left(1 + \beta \frac{V_s}{V_e} \right)$$

Comme il y a contre-réaction on a $\frac{V_s}{V_e} = \frac{A}{1 - \beta A}$ d'où la nouvelle impédance R'_e vue par la source.

$$R'_e = R_e (1 - \beta A)$$

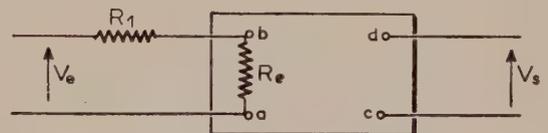


FIG. 3.

Elle a varié en sens inverse du gain et de l'impédance de sortie car elle est accrue par la contre-réaction. Ceci s'explique physiquement en considérant que la source V_e débite maintenant dans l'amplificateur en série avec une force contre électromotrice et qu'elle fournit par conséquent un courant plus faible.

2.5. EXEMPLE : LE MONTAGE CATHODYNE

Nous ne nous étendrons pas sur les propriétés très connues de ce schéma que nous représenterons sur la figure 4 (la borne a d'entrée et la borne c de sortie étant confondues).

On a comme gain avant contre-réaction, la source étant appliquée entre les points a et b :

$$A = - \frac{p}{\frac{1}{Z_s} + \frac{1}{R_i}} = - \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{Z_s}}$$

où p est la perte de la lampe. Comme ici $\beta = 1$ (toute la tension de sortie est reportée à l'entrée), le gain après contre-réaction vaut

$$G = - \frac{\mu}{1 + \mu + \frac{R_i}{Z_s}}$$

Nous observons de plus que la méthode précédemment indiquée nous permet de trouver directement l'impédance du montage. On applique aux bornes de sortie la tension E (dans le même sens que V_s sur la figure). Il passe dans la lampe un courant $\frac{E}{R_i}$ dû à la tension de sortie et un courant pE dû à la même tension puisqu'elle se trouve toute entière reportée à l'entrée. On fournit donc un courant total $E \left(\frac{1}{R_i} + p \right) = E \frac{1 + \mu}{R_i}$ d'où l'impédance interne $\frac{R_i}{1 + \mu}$. On lui ajouterait Z_s en parallèle si l'on considérait le montage cathodyne comme une source de tension.

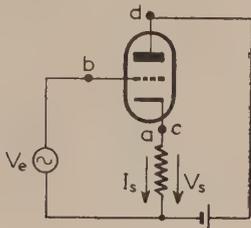


FIG. 4.

3. Contre-réaction d'intensité type série

Indiquons tout d'abord que dans le présent problème, qui consiste à rendre l'intensité de sortie proportionnelle à la tension d'entrée, il serait illogique d'étudier le rapport $\frac{V_s}{V_e}$ comme dans le cas précédent.

Nous considérons donc le rapport I_s/V_e ce qui nous permettra d'établir une dualité totale entre la contre-réaction d'intensité et la contre-réaction de tension.

Le rapport $\frac{I_s}{V_e} = Y_d$ représente l'admittance dynamique de transfert, c'est-à-dire l'admittance de transfert dans le cas réel où la sortie de l'amplificateur comporte une charge.

Avant contre-réaction, on dispose du montage de la figure 1 et l'on calcule Y_d en utilisant les relations (1) et (2) entre lesquelles on élimine V_s d'où

$$Y_d = \frac{Y}{1 + \frac{R_i}{Z_s}}$$

On remarque que le gain en tension est

$$A = - Y_d Z_s.$$

Remarque importante. — Le rapport I_s/V_e que l'on vient de désigner sous le nom d'admittance dynamique de transfert constitue d'ailleurs une généralisation de la notion de gain ; il correspond à un gain de conversion étant donné que l'on convertit l'élément tension appliqué à l'entrée en un élément courant disponible à la sortie.

C'est seulement parce que dans un amplificateur électronique on passe très aisément d'un courant à une tension que l'on évite de faire la distinction qui précède et que l'on peut continuer à parler de gain tout court.

Cela ne sera plus possible dans le cas général d'une conversion entre éléments de nature très différente : étage changeur de fréquence en électronique (pente de conversion) ou problème d'asservissement comme nous le verrons plus loin (§ 7).

3.1. GAIN AVEC CONTRE-RÉACTION

Avant d'évaluer ce gain, il est nécessaire d'observer qu'il n'est pas possible de faire de la contre-réaction d'intensité sans modifier le circuit de sortie car il faut y ajouter une résistance R_c pour ramener une tension à l'entrée (fig. 5). On ne peut en effet supposer que R_c fait partie du circuit primitif (avant contre-réaction), sinon on aurait à faire à une contre-réaction de tension. C'est cette confusion que l'on fait implicitement lorsque l'on assimile V_{cd} à V_s en supposant que R_c est faible vis-à-vis de Z_s . Cette supposition n'est pas possible car dans certains montages déphaseurs on a même $R_c = Z_s$.

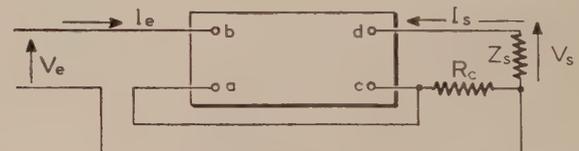


FIG. 5.

Pour calculer la nouvelle admittance dynamique en présence de contre-réaction on peut établir une méthode générale comme dans le cas de la contre-réaction de tension, en raisonnant comme suit. Nous avons vu ci-dessus que l'élimination de V_s entre (1) et (2) nous fournit une relation entre V_{ab} et I_s du type

$$V_{ab} = f(I_s) \quad (8)$$

La contre-réaction nous fournit de plus la relation

$$V_{ab} = V_e - R_c I_s \quad (9)$$

De (8) et (9) on tire alors

$$V_e = V_{ab} + R_c I_s = f(I_s) + R_c I_s$$

d'où la nouvelle admittance dynamique avec contre-réaction.

Mais ici la relation (8) doit tenir compte de la présence de R_c dans le circuit de sortie. Cette relation exprime l'admittance dynamique de transfert entre la paire de bornes a et b et l'autre paire de bornes c et d réunies par $Z_s + R_c$. Nous la noterons Y_{dc} pour indiquer la présence de R_c dans le circuit de sortie et nous cherchons l'admittance dynamique de transfert entre V_e et I_s soit $Y'_d = \frac{I_s}{V_e}$.

Y_{dc} s'écrit

$$Y_{dc} = \frac{Y}{1 + \frac{Z_s + R_c}{R_i}}$$

et après simplifications

$$Y_{dc} = \frac{Y_d}{1 + \frac{Y_d R_c}{\mu}}$$

d'où les deux relations utiles

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_s}{V_{ab}} &= \frac{Y_d}{1 + \frac{Y_d R_c}{\mu}} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$V_{ab} = V_e - R_c I_s \quad (9)$$

On en tire

$$V_e = V_{ab} + R_c I_s = I_s \left(\frac{1}{Y_{dc}} + R_c \right)$$

et le résultat

$$Y'_d = \frac{Y_d}{1 + Y_d R_c \frac{1 + \mu}{\mu}} \quad (10)$$

La contre-réaction d'intensité a donc pour effet de diviser l'admittance dynamique de l'amplificateur par le coefficient $1 + Y_d R_c \frac{1 + \mu}{\mu}$.

On peut exprimer le nouveau gain $G = -Y'_d Z_s$ en tenant compte de (10) et de $A = -Y_d Z_s$ d'où

$$G = \frac{A}{1 - \frac{R_c}{Z_s} A \frac{1 + \mu}{\mu}} \quad (11)$$

relation qu'il nous faut comparer à la relation (6).

Le terme $\frac{R_c}{Z_s}$ est l'analogie de β dans le cas de la contre-réaction de tension, car on peut écrire la tension ramenée à l'entrée sous la forme :

$$-R_c I_s = \frac{R_c}{Z_s} V_s$$

Le terme $\frac{1 + \mu}{\mu}$ tient compte du fait que l'on a

modifié les conditions de sortie pour faire la contre-réaction d'intensité. La relation (11) est donc tout à fait semblable à (6) qui supposait elle aussi que l'on avait modifié le circuit de sortie.

Dans la plupart des cas pratiques on peut considérer que $\mu \gg 1$ d'où la relation approchée

$$G = \frac{A}{1 - \frac{R_c}{Z_s} A} \quad (12)$$

analogue à la relation (5), tandis que l'on doit appliquer (11) quand il s'agit de l'étude de points importants comme le suivant.

3.2. IMPÉDANCE DE SORTIE

Il s'agit bien entendu de l'impédance vue des bornes de Z_s . On peut la calculer à partir de la relation (1) qui s'écrit ici

$$I_s = Y (V_e - R_c I_s) + \frac{V_s - R_c I_s}{R_i}$$

en raison de la valeur de V_{ab} et de V_{cd} .

On en déduit l'impédance interne par différentiation à V_e constant soit $R'_i = R_i + R_c (1 + \mu)$.

Mais il est plus intéressant de l'évaluer par le moyen direct indiqué plus haut. Reprenons nous au schéma de la figure 5 où l'on applique la tension E aux extrémités de Z_s en court-circuitant V_e . Ici on ne peut exprimer les deux composantes du courant autrement qu'en fonction de I_s puisque V_{ab} et V_{cd} en dépendent. Le courant total I_s est donc la somme :

d'une composante due à V_{cd} , soit :

$$\frac{V_{cd}}{R_i} = \frac{E - R_c I_s}{R_i}$$

d'une composante due à V_{ab} , soit :

$$Y V_{ab} = -Y R_c I_s$$

d'où
$$I_s = \frac{E - R_c I_s}{R_i} - Y R_c I_s$$

soit
$$I_s \left[1 + \frac{R_c}{R_i} + Y R_c \right] = \frac{E}{R_i}$$

d'où
$$R'_i = \frac{E}{I_s} = R_i + R_c (1 + \mu)$$

La contre-réaction a donc eu pour effet d'accroître l'impédance interne d'un terme $R_c (1 + \mu)$

Remarque. — Etudions à présent ce que devient dans la contre-réaction d'intensité l'impédance totale de la boucle que constitue le circuit de sortie.

Avant contre-réaction : $Z_t = R_i + Z_s$.

Après contre-réaction :

$$Z_i = R'_i + Z_s = R_i + Z_s + R_c (1 + \mu)$$

d'où le rapport

$$\frac{Z'_i}{Z_i} = 1 + \frac{R_c (1 + \mu)}{R_i + Z_s}$$

Nous allons comparer la modification survenue à Z_i à celle qui a été apportée à l'admittance dynamique. Exprimons le rapport $\frac{Y_d}{Y'_d}$ tiré de (10)

$$\text{soit } \frac{Y_d}{Y'_d} = 1 + Y_d R_c \frac{1 + \mu}{\mu}$$

qui devient en remplaçant au second membre Y_d par son expression en fonction de Z_s et R_i

$$\frac{Y_d}{Y'_d} = 1 + \frac{R_c (1 + \mu)}{R_i + Z_s}$$

Par conséquent

$$\frac{Y_d}{Y'_d} = \frac{Z'_i}{Z_i}$$

résultat simple et important qui montre l'intérêt qu'il y a d'étudier l'admittance dynamique plutôt que le gain en tension.

Donc l'impédance totale du circuit de sortie comprenant l'impédance interne proprement dite en série avec l'impédance de charge varie d'une manière inversement proportionnelle à l'admittance dynamique.

Ceci signifie que la contre-réaction d'intensité diminue l'admittance dynamique donc le courant de sortie qui se trouve ainsi stabilisé.

3.3. LA CONTRE-RÉACTION D'INTENSITÉ FAIT D'UN AMPLIFICATEUR UNE SOURCE DE COURANT PROPORTIONNEL A LA TENSION D'ENTRÉE

L'admittance dynamique avec contre-réaction s'écrit :

$$\frac{I_s}{V_e} = Y'_d = \frac{Y_d}{1 + Y_d R_c \frac{1 + \mu}{\mu}}$$

généralement μ est $\gg 1$ donc on prend $\frac{1 + \mu}{\mu} = 1$.

Supposons de plus que $Y_d R_c \gg 1$; on peut se rendre compte d'ailleurs sur un exemple qu'il en est souvent ainsi en pratique. Y_d est en effet le produit de la pente du dernier étage (pentode) soit 10 mA/V par le gain des étages qui le précèdent soit 100. Donc $Y_d = 10^3$ mA/V et si $R_c = 1\ 000$ ohms on a $Y_d R_c = 1\ 000$.

On a sensiblement dans ces conditions

$$Y'_d = \frac{1}{R_c}$$

$$\text{et } I_s = \frac{1}{R_c} V_e \quad (13)$$

c'est-à-dire que le quadripôle devient une source de courant proportionnel à la tension de référence appliquée à l'entrée, malgré les variations possibles de l'amplificateur ou de son alimentation. C'est ce que traduit également l'accroissement de l'impédance de sortie de l'amplificateur.

3.4. IMPÉDANCE A L'ENTRÉE

Soit R'_e l'impédance d'entrée avant contre-réaction la source fournissant un courant $I_e = \frac{V_e}{R_e}$ qui devient après contre-réaction

$$I'_e = \frac{V_{ab}}{R_e} = \frac{V_e - R_c I_s}{R_e} = \frac{V_e}{R_e} \left(1 - R_c \frac{I_s}{V_e} \right)$$

or $\frac{I_s}{V_e} = Y'_d = -\frac{G}{Z_s}$ que l'on exprimera en fonction de A au moyen de la relation approchée (12). On trouve finalement

$$R'_e = \frac{V_e}{I'_e} = R_e \left(1 - \frac{R_c}{Z_s} A \right)$$

ce qui montre encore que l'impédance à l'entrée vue par la source extérieure est accrue comme dans le cas de la contre-réaction de tension et pour les mêmes raisons d'ailleurs.

3.5. EXEMPLE SIMPLE

Considérons l'exemple classique de la figure 6 qui comporte une contre-réaction d'intensité quand on prend la tension de sortie aux bornes de R_p . Sans étudier ce circuit en détail, ce qui est facile à l'aide des relations qui précèdent nous voudrions en signaler les particularités.

Si on fait $R_K = R_p$ et que l'on considère la sortie en P , il y a stabilisation du courant de sortie, mais

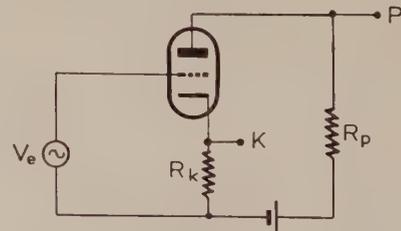


FIG. 6.

il se trouve que ce courant est le même dans R_K et dans R_p . On obtient donc en K et en P deux tensions égales et de signe opposé (tout au moins tant que R_K et R_p se comportent comme des résistances).

Mais lorsque l'on considère la sortie en K on a affaire à une contre-réaction de tension puisque dans ce cas c'est la tension de sortie qui est ramenée à l'entrée (comme on l'a vu en 2.5).

Par conséquent, on a bien en K et P deux tensions égales mais cette égalité n'est due qu'à l'égalité des résistances R_K et R_P . En réalité la tension en K est fournie par une source de tension c'est-à-dire une source à basse impédance et la tension en P est fournie par une source de courant, c'est-à-dire une source à haute impédance.

3.6. CONCLUSIONS SUR LES DEUX TYPES DE CONTRE-RÉACTION SÉRIE.

Après la comparaison que nous venons d'établir entre les deux types de contre-réaction nous nous bornerons à insister sur certaines particularités intéressantes de la contre-réaction.

Les propriétés de la contre-réaction de tension sont les mêmes que celles de la contre-réaction d'intensité. L'élément de sortie voit son amplitude réduite mais en même temps il devient proportionnel à l'élément d'entrée en dépit des raisons que le coefficient de proportionnalité peut varier de ne pas demeurer constant. Entre les deux types de contre-réaction seule diffère la nature de l'élément de sortie.

Réécrivons maintenant les deux relations (5) et (12) donnant, en pratique, la valeur du gain après contre-réaction.

$$G = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (5) \quad \text{et} \quad G = \frac{A}{1 - \frac{R_c}{Z_s} A} \quad (12)$$

La tension ramenée à l'entrée est dans le premier cas βV_s et dans le second cas $- R_c I_s = \frac{R_c}{Z_s} V_s$ c'est-à-dire dans les deux cas une certaine fraction de V_s . Cette fraction peut d'ailleurs être un nombre réel ou complexe suivant la nature des impédances mises en jeu pour diviser la tension, mais elle est dans tous les cas un rapport d'impédances. Dans ces conditions, si A est très grand, le gain après contre-réaction se trouve déterminé dès lors que l'on a choisi le rapport β et il est égal au signe près à l'inverse de β .

Par conséquent le gain d'un amplificateur soumis à contre-réaction s'exprime pratiquement par un rapport d'impédances.

Cette conclusion importante est l'une des propriétés essentielles de la contre-réaction et elle est à la base de nombreuses applications.

4. Contre-réaction de tension type parallèle

Dans ce type de schéma on injecte à l'entrée de l'amplificateur un courant proportionnel à la tension de sortie. En d'autres termes on ramène une fraction de la tension de sortie en parallèle sur la tension d'entrée provenant de la source de référence.

C'est le schéma de la figure 7, connu depuis quelques années sous le nom d'amplificateur opérationnel en raison de ses applications.

On y trouve un amplificateur de gain A entre la paire de bornes a b et la paire de bornes c d. En l'absence de contre-réaction l'impédance R_2 n'existe pas. La mise en œuvre de la contre-réaction se fait au moyen d'un diviseur qui nécessite la présence à la fois de R_2 et de R_1 , car sans R_1 l'entrée constituerait un court-circuit et l'on ne pourrait rien y ramener en parallèle. R_1 sera soit l'impédance interne de la source, soit une impédance rajoutée au montage.

Ceci étant, la tension effectivement appliquée entre a et b est avant contre-réaction αV_e en posant $\alpha = \frac{R_e}{R_e + R_1}$. Le gain réel entre sortie et source de référence est donc αA .

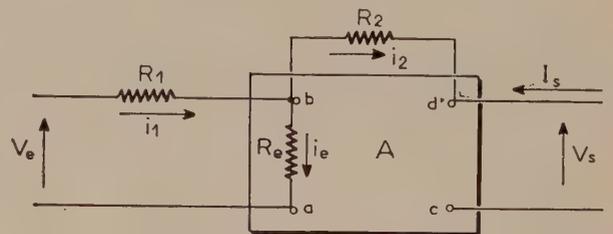


FIG. 7.

Une fois la contre-réaction appliquée on a le schéma de la figure 7 ce qui nous permet d'écrire la série de relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = i_e + i_2 \\ V_{ab} = R_e i_e \\ V_e - V_{ab} = R_1 i_1 \\ V_{ab} - V_s = R_2 i_2 \\ V_s = A V_{ab} \end{array} \right. \quad (14)$$

grâce à laquelle on applique aisément la méthode générale indiquée en paragraphe 2.1.

La contre-réaction se fait ici grâce au courant i_2 qui modifie le courant traversant initialement R_e . Avant contre-réaction R_e était parcourue par un courant dû à l'action de V_e seule, tandis qu'à présent, d'après les deux premières relations ci-dessus.

$$V_{ab} = R_e i_e = R_e (i_1 - i_2).$$

La tension d'entrée comprend maintenant deux termes, l'un dû au courant i_1 provenant de la source, l'autre dû au courant i_2 provenant de la sortie. La dernière relation va d'ailleurs nous permettre d'exprimer la tension V_{ab} en fonction de V_e et de V_s .

On tire du tableau (14)

$$i_1 = \frac{V_e - V_{ab}}{R_1} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{V_{ab} - V_s}{R_2}$$

$$\text{d'où } V_{ab} = \frac{\frac{R_e}{R_1}}{1 + \frac{R_e}{R_1} + \frac{R_e}{R_2}} V_e + \frac{\frac{R_e}{R_2}}{1 + \frac{R_e}{R_1} + \frac{R_e}{R_2}} V_s$$

que nous écrirons plus simplement

$$V_{ab} = \alpha' V_e + \beta V_s$$

en désignant par α' le coefficient de V_e et par β celui de V_s . On peut vérifier aisément que l'on a d'ailleurs

$$\alpha' = \frac{(R_e \parallel R_2)}{(R_e \parallel R_2) + R_1}$$

$$\beta = \frac{R_e \parallel R_1}{(R_e \parallel R_1) + R_2}$$

ce qui renseigne mieux sur la signification physique de α' et de β .

Finalement on dispose de deux relations

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ab} = \alpha' V_e + \beta V_s \\ V_{ab} = \frac{V_s}{A} \end{array} \right.$$

qui par élimination de V_{ab} nous fournissent le gain cherché, soit

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

que nous écrirons

$$G = \frac{\alpha'}{\alpha} \frac{A \alpha}{1 - \beta A} \quad (15)$$

Au coefficient α'/α près, cette expression indique que tout comme dans le cas série l'ancien gain A est divisé par $1 - \beta A$. Le coefficient α'/α exprime que l'application de la contre-réaction par injection de courant fait subir à l'ancien signal αV_e une nouvelle atténuation α'/α et qu'il devient ainsi $\alpha' V_e$.

En d'autres termes la contre-réaction a modifié les conditions d'entrée.

Remarquons que si l'on évalue $\frac{\alpha'}{\alpha}$ en posant

$$R = \frac{R_e R_1}{R_e + R_1}$$

on trouve

$$\frac{\alpha'}{\alpha} = \frac{R_2}{R_2 + R}$$

C'est-à-dire l'atténuation qu'a subi le signal αV_e provenant de l'entrée dans le schéma équivalent de la figure 8.

En appliquant à ce schéma équivalent le théorème de superposition on trouve immédiatement la relation donnant V_{ab} que nous avons préféré établir d'une manière directe.

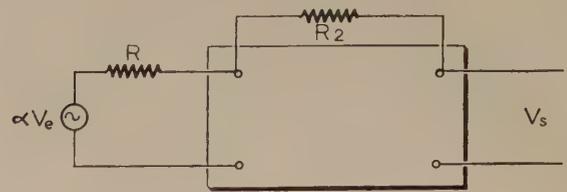


FIG. 8.

Voyons pour terminer, ce que devient l'expression (15) du gain avec contre-réaction quand celle-ci est importante c'est-à-dire quand $|\beta A| \gg 1$. On a alors

$$G \approx \frac{\alpha'}{\beta} = \frac{R_2}{R_1}$$

résultat conforme à celui obtenu pour la contre-réaction série à savoir que le gain est un rapport d'impédances.

Quant à l'impédance de sortie on peut l'évaluer en appliquant au schéma de la figure 7, le raisonnement direct que nous avons établi plus haut. Il s'applique sans aucune modification par rapport au cas de la contre-réaction série et donne le même résultat à savoir que la nouvelle impédance interne

$$\text{est } R'_i = \frac{R_i}{1 + \beta \mu}$$

4.1. IMPÉDANCE A L'ENTRÉE

L'étude de l'impédance d'entrée offre ici beaucoup d'intérêt puisqu'il y a modification des conditions d'entrée comme nous l'avons vu dans l'expression (15) du gain.

Avant contre-réaction la source fournit un courant $\frac{V_e}{R_1 + R_e}$ d'où l'impédance d'entrée $R_1 + R_e$ vue par cette source.

Après contre-réaction, elle fournit un courant i_1 (fig. 7) tel que

$$i_1 = \frac{V_e}{R_1 + Z_e}$$

Z_e désignant l'impédance entre a et b qu'il nous faut évaluer.

$$\text{On écrit } i_1 = \frac{V_{ab}}{Z_e}$$

Du tableau (14) on tire i_e et i_2 soit :

$$i_e = \frac{V_{ab}}{R_e} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{V_{ab}(1 - A)}{R_2}$$

et la relation $i_1 = i_e + i_2$ devient :

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R_e} + \frac{1-A}{R_2}$$

Tout se passe donc comme si la contre-réaction ramène en parallèle sur la paire de bornes a et b, c'est-à-dire sur R_e une impédance $\frac{R_2}{1-A}$ et la source voit maintenant R_1 en série avec Z_e . L'impédance vue par la source est diminuée ce qui était prévisible puisqu'en raison de la contre-réaction ramenée en parallèle elle débite un courant supplémentaire à travers R_2 .

5. Contre-réaction d'intensité type parallèle

Nous nous étendrons beaucoup moins sur ce cas qui se traite exactement comme le précédent, si ce n'est que, encore une fois, nous étudierons le comportement de l'admittance dynamique de transfert au lieu d'étudier le gain.

Le schéma d'une contre-réaction du type parallèle peut se représenter comme sur la figure 8 bis.

Avant contre-réaction la tension V_{ab} est égale à αV_e et l'admittance dynamique entre le courant I_s et la tension V_e est égale à αY_d .

On peut écrire le tableau des relations suivantes (en supposant $R_2 > R_c$)

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = i_e + i_2 \\ V_{ab} = R_e i_e \\ V_e - V_{ab} = R_1 i_1 \\ V_{ab} + R_c I_s = R_2 i_2 \\ I_s = Y_{dc} V_{ab} \end{array} \right. \quad (16)$$

analogue au tableau (14).

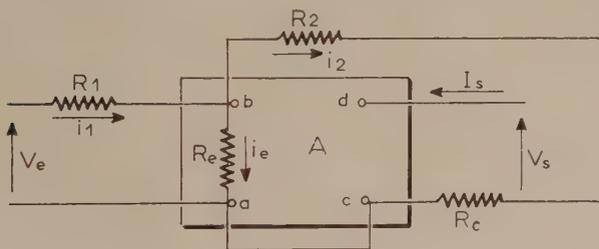


FIG. 8 bis.

On peut donc à nouveau écrire

$$V_{ab} = R_e i_e = R_e (i_1 - i_2)$$

que l'on transforme en tirant i_1 et i_2 du tableau (16). D'où finalement

$$V_{ab} = \alpha' V_e - \beta R_c I_s$$

avec α' et β représentant exactement la même chose qu'au paragraphe 4.

La dernière relation du tableau (16) signifie que Y_{dc} est l'admittance dynamique de l'amplificateur

en tenant compte de la présence de R_c à la sortie. On a vu que

$$Y_{dc} = \frac{Y_d}{1 + \frac{Y_d R_c}{\mu}}$$

Finalement on dispose des deux relations

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ab} = \alpha' V_e - \beta R_c I_s \\ V_{ab} = \frac{I_s}{Y_{dc}} \end{array} \right.$$

qui par élimination de V_{ab} nous donnent la nouvelle admittance dynamique.

$$Y'_d = \frac{\alpha'}{\alpha} \frac{\alpha Y_d}{1 + R_c Y_d \frac{1 + \beta \mu}{\mu}} \quad (17)$$

Au facteur α'/α près, l'ancienne admittance dynamique est divisée par $1 + R_c Y_d \frac{1 + \beta \mu}{\mu}$ et non par

$1 + R_c Y_d \frac{1 + \mu}{\mu}$ car ici on ne réinjecte à l'entrée que la fraction β de la tension apparaissant aux bornes de R_c et non cette tension toute entière comme dans le cas de la contre-réaction type série.

Terminons en évaluant l'impédance de sortie à nouveau par un raisonnement direct. On applique E à la place de V_s et on court-circuite V_e . Le courant I_s fourni est la somme de deux composantes :

l'une due à V_{cd} soit $\frac{V_{cd}}{R_t} = \frac{V_s - R_c I_s}{R_t}$

l'autre due à V_{ab} soit $Y V_{ab} = -Y \beta R_c I_s$.

On en tire la nouvelle impédance de sortie R'_t .

$$R'_t = R_t + R_c (1 + \beta \mu)$$

et l'on constate encore la présence de β comme seule différence avec le type série.

5.1 IMPÉDANCE A L'ENTRÉE

On procède comme en 4.1. La source voit une impédance constituée par R_1 en série avec Z_e qui est la nouvelle impédance entre a et b.

On a toujours $i_1 = \frac{V_{ab}}{Z_e}$ et du tableau (16) on tire

$$i_e = \frac{V_{ab}}{R_e} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{V_{ab}}{R_2} (1 + R_c Y_{dc})$$

d'où

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R_e} + \frac{1 + R_c Y_{dc}}{R_2}$$

Mais $R_c Y_{ac}$ est égal à $-A_c$ si l'on appelle A_c le gain de tension entre la tension apparaissant aux bornes de R_c et la tension V_e . On a donc une expression analogue à celle du cas précédent.

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R_e} + \frac{1 - A_c}{R_2}$$

L'impédance vue par la source est à nouveau diminuée.

6. Bruit et distorsion dans les amplificateurs à contre-réaction

Le bruit et la distorsion d'un amplificateur sont des défauts de cet amplificateur, c'est-à-dire que, le signal de référence appliqué à l'entrée n'en contenant pas, on en trouve cependant dans le signal de sortie où ils constituent des composantes indésirables.

Une fois le bruit et la distorsion définis comme tels, l'influence de la contre-réaction sur ces défauts est évidente et ne nécessite aucune démonstration puisque, à part leur qualité « d'indésirables » qui n'est valable que pour l'utilisateur, ces défauts se comportent vis-à-vis de l'amplificateur comme un signal quelconque et obéissent donc aux propriétés démontrées dans les paragraphes précédents.

Un simple examen indique alors les avantages que l'on peut attendre de la contre-réaction. Ces avantages sont illustrés par la figure 9 dont nous allons analyser les trois parties.

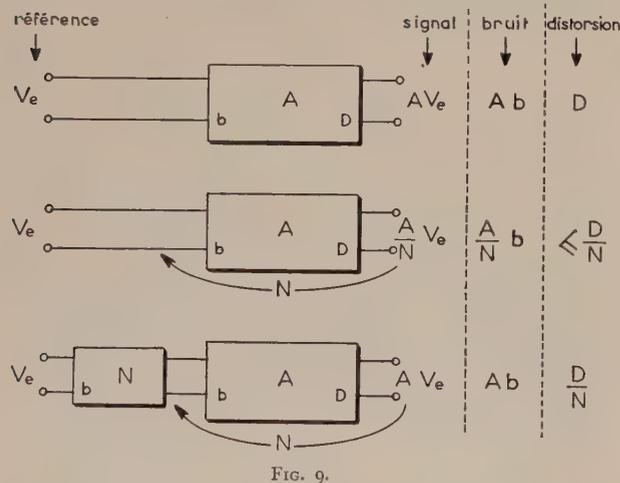


FIG. 9.

— La première partie est le schéma d'un amplificateur imparfait de gain A qui ajoute au signal de sortie souhaité une composante de bruit Ab et une composante de distorsion D . Précisons que b est la tension de bruit thermique dont est affecté le premier étage bien que l'on ait pris toutes les précautions en vue de la réduire à cette valeur minimale. D peut provenir, soit d'un défaut de filtrage de l'alimentation soit de la génération d'harmoniques du signal par le dernier étage en raison du niveau de sortie AV_e qu'on lui demande de fournir. Par consé-

quent D peut dépendre ou non du niveau souhaité à la sortie, mais de toute façon, il représente un défaut généralement dû au dernier étage ou à son alimentation bien que toutes les précautions aient été prises pour le réduire. En résumé, dans un amplificateur bien conçu le bruit provient de l'entrée et la distorsion de la sortie.

— Dans la deuxième partie, on a mis en œuvre un dispositif de contre-réaction (figurée par une flèche) qui réduit le gain par un coefficient $1 - \beta A = N$.

Le niveau de sortie est divisé par N d'où les diverses composantes du signal comme indiqué sur la figure. On doit observer ici que le terme distorsion peut être inférieur à $\frac{D}{N}$: c'est le cas lorsque la dis-

torsion est due à la génération d'harmoniques (distorsion non linéaire). Mais il s'agit là d'une simple remarque car ce schéma n'est qu'un intermédiaire de raisonnement et ne nous intéresse pas directement puisque le niveau de sortie n'est pas AV_e .

— Dans la troisième partie, on a ajouté au schéma précédent un préamplificateur dont l'entrée est affectée du bruit b mais qui est supposé sans distorsion. Le gain du préamplificateur est $N < A$ de manière à rétablir le gain total à la valeur A . On retrouve donc à la sortie les conditions initiales en ce qui concerne le signal utile. On retrouve de plus, une composante de bruit Ab provenant du seul élément gênant qui est le bruit d'entrée du préamplificateur. On retrouve également une composante $\frac{D}{N}$ de distorsion.

On voit ainsi que la contre-réaction n'a amélioré en rien le rapport signal/bruit. Par contre elle a permis d'améliorer le taux de distorsion, mais cette amélioration n'a, en fait, été acquise que parce que l'on a su construire un préamplificateur exempt de distorsion.

Les possibilités pratiques de la contre-réaction sont donc les suivantes :

Si l'on a un problème relatif aux étages de sortie on sait résoudre ce problème par l'adjonction d'un dispositif de contre-réaction et d'un préamplificateur. La solution est possible puisque le préamplificateur est simplement la copie fidèle des étages d'entrée de l'amplificateur A , lesquels sont sans défaut du point de vue distorsion.

Si l'on est par contre en présence d'un problème de bruit on ne peut le résoudre par la contre-réaction.

Celle-ci permet donc de réduire les défauts d'un amplificateur d'autant mieux qu'ils ont leur origine près de la sortie.

La distorsion de phase est réduite aussi bien que la distorsion d'amplitude puisque, d'après la loi de Bode, la caractéristique phase-fréquence d'un réseau à déphasage minimal est liée à sa caractéristique amplitude-fréquence. Cette loi permet également l'étude de la stabilité des amplificateurs soumis à la contre-réaction.

7. Généralisation de la contre-réaction

Dans le domaine de l'amplification la contre-réaction s'exerce d'une manière simple entre la sortie et l'entrée en raison de la nature même du problème. Dans le domaine de l'asservissement la contre-réaction donne lieu en pratique à une mise en œuvre plus complexe. Une analyse du problème permet cependant de la définir d'une façon claire et de l'assimiler à une contre-réaction simple que l'on peut traiter à l'aide des résultats obtenus.

Dans un problème d'asservissement on réalise une opération générale qui revêt un double aspect (fig. 10).

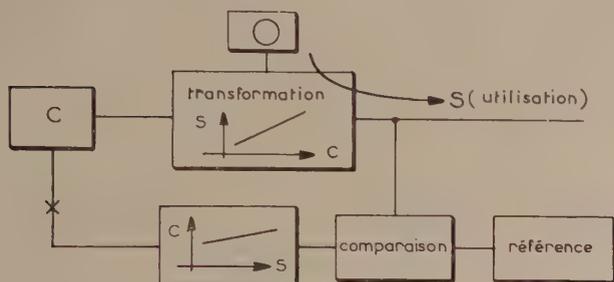


FIG. 10.

D'une part une transformation quelconque d'un produit d'origine *O* en un produit de sortie *S* (matérialisée sur la figure par une flèche) : elle intéresse l'utilisateur du produit *S* qui désire ce dernier conforme à une référence *R*.

D'autre part, on dispose entre l'élément de commande et le produit de sortie d'une caractéristique de conversion *S/C* illustrée par un diagramme : elle intéresse le responsable de la transformation qui peut ainsi agir sur la manière dont elle s'effectue.

Cette action est réalisée de la façon suivante. Une comparaison entre *R* et *S* fournit la différence *R - S*. On effectue alors la conversion *C/S* (inverse de la précédente) d'où un élément de nature à permettre la contre-réaction qui améliore la qualité du produit *S*.

Le schéma de la figure 10 est valable quel que soit le problème d'asservissement. La transformation peut être un laminage qui à partir d'un certain métal délivre des tôles dont on contrôle l'épaisseur, *S/C* étant une caractéristique épaisseur/positionnement. La transformation peut consister à la production d'énergie à haute fréquence à partir de l'énergie du réseau électrique et l'on a ici une conversion fréquence/tension (tube carcinotron).

Etant donnée la présence d'une boucle assurant la contre-réaction, on peut ouvrir cette boucle en un point quelconque pour définir les conditions avant contre-réaction. Nous le ferons à l'endroit marqué d'une croix ce qui va nous permettre de rejoindre un point de vue identique à celui de l'amplification.

Revenons un instant, pour fixer les idées, au cas de l'amplificateur de gain *A*. Il est caractérisé par

deux données : une donnée de référence et une donnée de sortie, soient *V_e* et *V_s* pour conserver les notations de la figure 2. Etant donnée une distorsion du signal de sortie on écrit celui-ci *V_s = AV_e + D*. On applique donc à l'entrée de l'amplificateur :

- Avant contre-réaction *V_e*.
- Après contre-réaction $V_e + \beta V_s = V_e(1 + \beta A) + \beta D$ c'est-à-dire une combinaison linéaire du signal de référence et du terme représentant la distorsion.

Examinons de la même manière l'asservissement schématisé sur la figure 10. Il est caractérisé par trois données ; une donnée de référence *R*, une donnée de sortie *S* et une donnée de contrôle *C*. Etant donnée la présence d'un défaut dans l'élément de sortie, on écrit celui-ci *R + ΔS*. La comparaison fournit l'erreur *ΔS* convertie ensuite en $\beta \Delta S$ grandeur de même nature que *C*. On applique donc à l'entrée de l'organe de transformation :

- Avant contre-réaction *C*.
- Après contre-réaction $C + \beta \Delta S$

c'est-à-dire à nouveau une combinaison linéaire du signal de contrôle et du terme représentant le défaut à la sortie.

L'analogie avec le cas précédent est évidente à condition de caractériser la transformation par un gain de conversion (ou une fonction de transfert) entre *S* et *C*.

7.1 EXEMPLE

Illustrons cette analogie par un exemple, soit la transformation de l'énergie du réseau en énergie à haute fréquence à l'aide du tube carcinotron. Le diagramme de conversion est la caractéristique fréquence/tension du tube ; soit *p₁* la pente de cette caractéristique *f/v* en MHz par volt. On asservit la fréquence du signal de sortie à une fréquence de référence *f*. Soit *f + Δf* la fréquence de sortie du tube avant contre-réaction, *Δf* représentant l'erreur qui provient soit de la tension de commande, soit d'une dérive de température du tube carcinotron (fig. 11).

$$\text{On peut écrire } \frac{f + \Delta f}{p_1} = \frac{f}{p_1} + \frac{\Delta f}{p_1} = v + \Delta v,$$

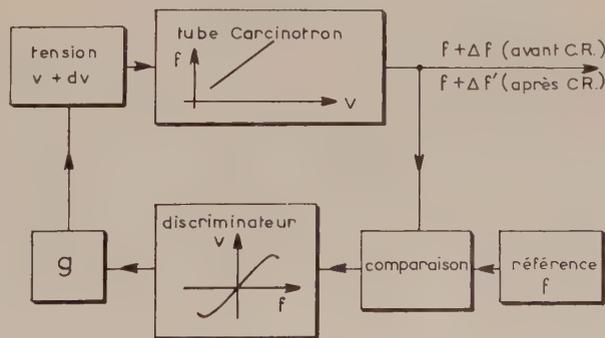


FIG. 11.

c'est-à-dire considérer que toute erreur Δf de la transformation peut s'exprimer à partir d'un défaut Δv de la tension de commande, ceci par l'intermédiaire du gain de conversion p_1 .

La contre-réaction est mise en œuvre au moyen d'une conversion tension/fréquence obtenue grâce à un discriminateur dont la caractéristique présente une pente p_2 en volt par MHz. Il délivre une tension d'erreur qui tient compte du signe de Δf et qui est multipliée par g (supposé négatif), dans un amplificateur.

En présence de contre-réaction, Δv provoque une nouvelle erreur $\Delta f'$, telle que la tension

$$\Delta v + p_2 g \Delta f'$$

subissant le gain de conversion devienne précisément cette erreur $\Delta f'$ d'où

$$(\Delta v + p_2 g \Delta f') p_1 = \Delta f'$$

Comme on a vu que $\Delta f = p_1 \Delta v$ il en résulte par élimination de Δv :

$$\Delta f' = \frac{\Delta f}{1 - p_1 p_2 g}$$

L'erreur est divisée par un coefficient positif dont le terme prépondérant est en pratique g .

Ce résultat obtenu ici par un raisonnement direct peut être mis sous une autre forme en divisant les deux membres par Δv et en écrivant que $p_1 = \frac{\Delta f}{\Delta v}$ soit

$$\frac{\Delta f'}{\Delta v} = \frac{\frac{\Delta f}{\Delta v}}{1 - p_2 g \frac{\Delta f}{\Delta v}}$$

relation analogue à (5) et dans laquelle $\Delta f'/\Delta v$ et $\Delta f/\Delta v$ représentent respectivement le gain de conversion après et avant contre-réaction et tandis que $p_2 g$ est l'analogue du coefficient β .

7.2. CONCLUSION

Le caractère général de la contre-réaction peut se résumer au moyen de trois types de schémas. Il s'agit bien entendu dans chaque cas du schéma théorique le plus général ne contenant que les organes indispensables pour exposer le processus de la contre-réaction.

Les symboles v et i représentent respectivement une tension et un courant.

Le premier schéma concerne une amplification A de tension (figure 12 a). C'est le plus simple : Réfé-

rence et sortie sont une tension. La combinaison entre sortie et entrée a lieu dans un organe appelé « différence ».

Le deuxième schéma concerne une conversion C entre un courant et une tension (fig. 12 b). La réinjection du courant de sortie se fait par une conversion $1/C$ qui constitue le seul changement par rapport au premier schéma.

Alors que les précédents concernent l'amplification électronique, le troisième schéma représente un problème d'asservissement ou de commande automatique.

Il résulte d'une transformation T un élément de sortie et l'on contrôle la qualité de la transformation à l'aide d'un dispositif de commande. L'organe « différence » établit l'erreur entre référence et sortie, c'est-à-dire qu'il délivre un élément de même nature que chacun d'eux. Une transformation $1/T$ permet d'assurer la commande automatique.

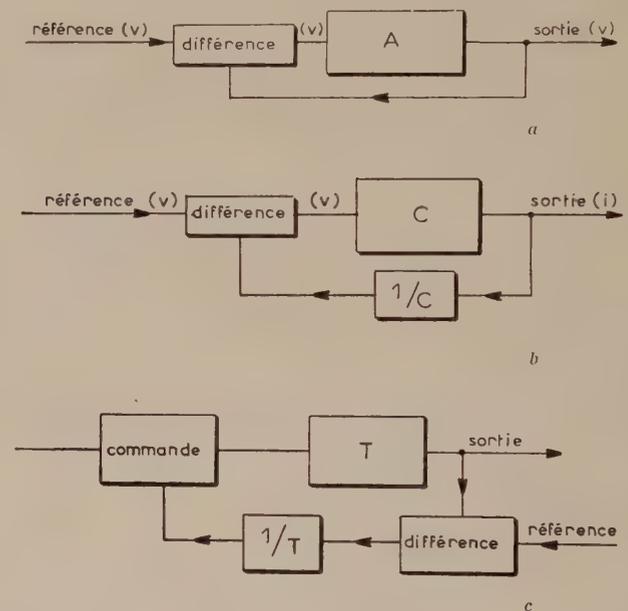


FIG. 12 a b c.

Il existe un problème particulièrement simple de commande automatique. C'est celui des alimentations électroniques régulées. Les éléments de commande, de sortie et de référence sont alors des tensions et si l'on établit un 4^e schéma d'asservissement dans ce cas on retombe sur le schéma 12 a.

On voit ainsi que le schéma 12 c ressemble beaucoup au schéma 12 b. Quant au quatrième (cas particulier de 12 c), il serait identique à 12 a.

Dans une étude d'émission à modulation de fréquence à l'aide d'un tube carnotron nous aurons l'occasion de montrer que l'alimentation régulée du tube peut être considérée et utilisée comme un amplificateur permettant, à la fois de stabiliser la fréquence porteuse et de moduler l'émission.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

CONCENTRATEUR EXPLOITANT LES TEMPS D'INOCUPATION DES CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES " CELTIC "

L'idée de mettre à profit les propriétés statistiques de la parole pour concentrer le trafic n'est pas nouvelle ; mais les moyens nécessaires pour y parvenir n'ont pu réellement voir le jour qu'avec le développement de l'électronique et des éléments à semiconducteurs.

Dans l'exploitation téléphonique habituelle un circuit attribué à deux correspondants est considéré comme occupé tant que dure la conversation. En réalité il existe des intervalles de silence au cours des conversations, soit pour l'un des correspondants seulement, soit pour les deux. Si l'on tient compte du fait que sur tous les circuits amplifiés à grande distance, on est systématiquement conduit à séparer les deux sens de transmission, c'est-à-dire à utiliser deux voies de transmission unilatérales de sens opposés, pour réaliser un circuit bilatéral, on s'aperçoit aisément que le taux d'utilisation des voies de transmission est toujours assez réduit, et que le rendement moyen des liaisons demeure faible. S'il s'agit de liaisons à prix de revient élevé comme celles qui sont établies par câbles sous-marins, on est tenté de rechercher une utilisation plus complète des circuits.

L'idée de base consiste à établir un certain nombre de communications au moyen d'un nombre de liaisons plus petit (la moitié par exemple).

L'étude d'un équipement destiné à la mise en application d'un tel principe a été entreprise au C.N.E.T., par les Départements Transmission et Recherches sur les Machines Electroniques. Cet équipement a reçu le nom de code de CELTIC soit « Concentrateur Exploitant les Temps d'Innocupation des Circuits »

Il a pour fonction de n'établir de liaison physique effective entre deux correspondants que pour autant que l'un au moins de ces deux correspondants est en train de parler, c'est-à-dire qu'un signal électrique significativement différent de zéro doit être acheminé. Pendant les temps de silence aucune liaison n'est établie. Il est ainsi légitime d'escompter une concentration du trafic sur un faisceau de liaisons à grande distance suffisamment important pour qu'une compensation statistique puisse avoir lieu entre les différentes conversations. En effet, si le nombre de communications traitées est grand, on pourra choisir le taux de concentration du système de façon à ce que le nombre des correspondants qui parlent effectivement à un même instant ait une probabilité négligeable d'être supérieur aux nombres de liaisons disponibles.

Des études statistiques portant sur des communications téléphoniques réelles ont montré qu'au cours d'une conversation téléphonique normale, chacun des deux interlocuteurs ne parle pas plus de 30 à 40 % du temps total. Par ailleurs la longueur des paroles élémentaires varie suivant une loi de probabilité dite « loi exponentielle », avec une valeur moyenne comprise entre une demi-seconde et une seconde. Ces données statistiques permettent d'espérer normalement doubler le trafic écoulé par une liaison comportant un faisceau de 30 à 50 voies de transmission.

A cet effet, chacun des sens de transmission doit être doté d'un équipement de concentration du trafic à l'extrémité émission, et d'un équipement de déconcentration à l'extrémité réception. (Fig. 1).

Le rôle de ces deux organes sera de mettre en relation les deux correspondants avec une même voie de transmission au moment précis où l'un des correspondants se mettra à parler.

Dès que la parole aura cessé (c'est-à-dire au besoin entre deux mot d'une même phrase) les deux connexions seront coupées et

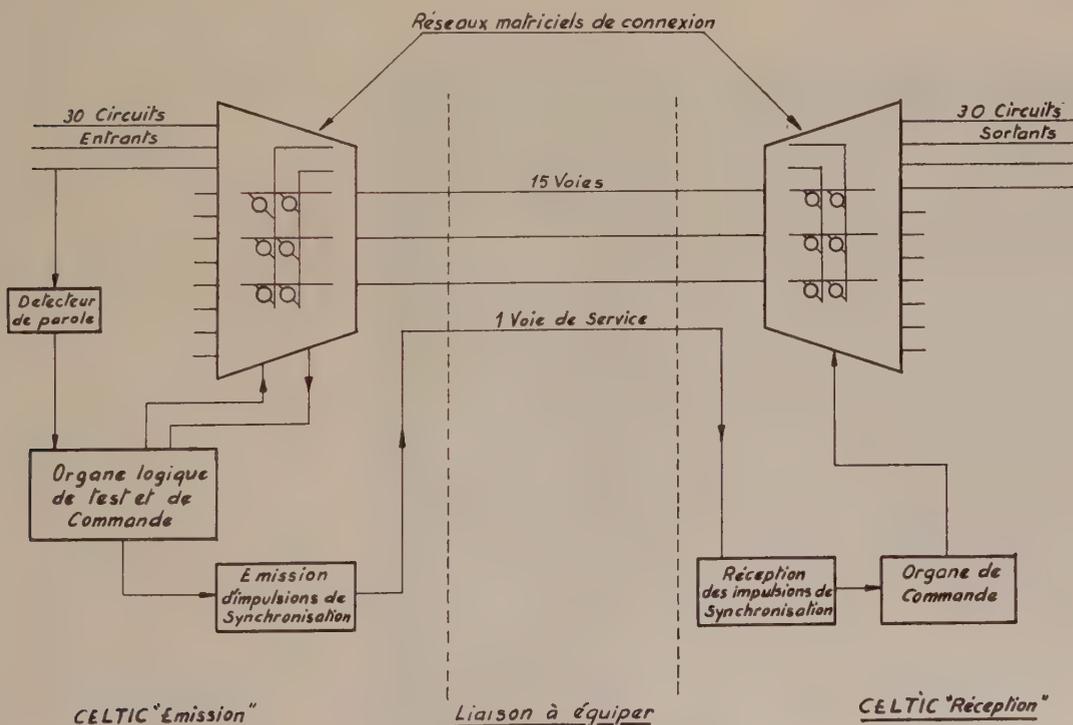


FIG. 1. — Equipement d'une liaison téléphonique à l'aide du système " Celtic ".

la voie de transmission mise à la disposition de deux autres correspondants éventuels. Lorsque les deux premiers correspondants reprendront leur conversation on mettra à nouveau à leur disposition une voie (probablement distincte de la précédente) et ainsi de suite. Ceci suppose donc qu'à chaque instant la totalité des voies du faisceau utilisé est mise à la disposition des seuls correspondants qui sont effectivement en train de parler, la compensation statistique sur un grand nombre de conversations permettant alors de desservir un nombre de correspondants plus grand que le nombre de voies réellement utilisées.

La mise en œuvre de tels principes suppose d'une part que les commutations nécessaires sont réalisées de façon extrêmement rapide, ce qui est possible grâce aux procédés de la commutation électronique et d'autre part que l'on soit capable de reconnaître sans ambiguïté quels sont les instants d'une conversation où les interlocuteurs parlent et quels sont les silences.

La première de ces fonctions est remplie par un réseau de connexion électronique de type « spatial » susceptible de mettre en relation l'un quelconque des circuits exploités avec l'une quelconque des voies de concentration. Il existe un réseau de connexion dans le concentrateur et un deuxième réseau dans le déconcentrateur, les états de ces deux réseaux devant toujours être identiques afin que les communications ne se mélangent pas, un circuit donné étant nécessairement relié à la même voie de transmission aux deux extrémités de la liaison.

Ces réseaux de connexion sont de type matriciel et utilisent comme point de connexion élémentaire des transistors associés à un registre électronique qui conserve la « mémoire » de leur état. Ils ont été spécialement étudiés en vue de l'incorporation du système CELTIC dans les équipements de transmission à grande distance ce qui suppose des qualités d'exploitation comparables à celles du réseau des lignes à grandes distances : grand écart diaphonique entre circuits, faible distorsion, absence de bruits de commutation. Ce problème des bruits de commutation a conduit à la réalisation d'un point de connexion à structure symétrique composé de deux transistors, commandés par la tension de blocage ou de déblocage appliquée à leur base par les sorties des registres mémoires ; une telle précaution a été rendue indispensable par le nombre élevé de commutations qui affecte un même circuit au cours d'une commutation.

Le temps nécessaire au réseau ainsi constitué pour établir ou rompre une connexion est de l'ordre de la microseconde. Les ordres lui sont fournis sous forme d'impulsions numériques codées représentant les numéros binaires des deux éléments à connecter. L'impédance caractéristique du réseau a été choisie d'une part pour réduire au maximum les phénomènes de diaphonie et les parasites induits dans les fils de liaison, d'autre part

pour permettre le passage sans distorsion de signaux téléphoniques de fort niveau.

Associé au réseau de connexion se trouve, sur chaque circuit « à concentrer » et sur chaque voie « concentrée » un élément de test fournissant à la partie logique du système une information binaire sur l'état du réseau.

La seconde fonction essentielle à réaliser consiste à reconnaître l'état « actif » ou « inactif » d'un circuit ; elle est dévolue sur chaque circuit à un « détecteur de parole » qui reçoit les courants de conversation du circuit, les amplifie, les détecte et convertit les informations ainsi élaborées en informations binaires, sous forme d'une tension de sortie pouvant prendre seulement les deux états de « repos » et « travail ». Ce détecteur de parole a de plus une fonction de suppressor d'échos pour protéger l'équipement Celtic des échos parasites susceptibles de prendre naissance sur les liaisons téléphoniques extrêmement longues (dépassant plusieurs milliers de kilomètres) auxquelles le système est destiné. Les temps de mise au travail et de mise au repos du détecteur de parole ont été calculés de façon à ce que la signalisation puisse être normalement transmise à condition d'être précédée d'un signal de prise suffisamment long, et de façon à réduire au minimum les défauts apportés aux conversations par le système Celtic.

Le retard à la mise au travail a été ainsi choisi de l'ordre de cinq millisecondes, ce qui permet de ne pas tenir compte des bruits parasites courts rencontrés sur les circuits téléphoniques, et le retard à la mise au repos, variable en fonction du temps de parole total, est normalement d'une centaine de millisecondes, ce qui évite un trop grand hachage de conversations et permet l'acheminement des signalisations.

Enfin, il est nécessaire de disposer, à l'extrémité émission de la liaison d'un organe logique de décision qui reçoit les informations fournies par les détecteurs de parole et par les éléments de test de l'état des réseaux de connexion et de déconnexion, nécessités par le fonctionnement du système. Cet organe, bâti comme une calculatrice miniature à programme fixe, utilise les circuits qui ont été conçus et élaborés pour la réalisation de la calculatrice rapide à transistors ANTINEA réalisée par le Département Recherche sur les Machines Electroniques du C.N.E.T.

Cet organe a de plus la charge de former et d'émettre, vers l'extrémité réception du système, des trains d'impulsions codées destinés à asservir l'état du déconcentrateur de réception sur celui du concentrateur émission. Ces codes sont acheminés sous forme de modulation d'une fréquence porteuse sur une voie de transmission particulière en tout point, identique aux voies de transmissions utilisées pour acheminer les conversations, mais réservée exclusivement à cette fonction de synchronisation.

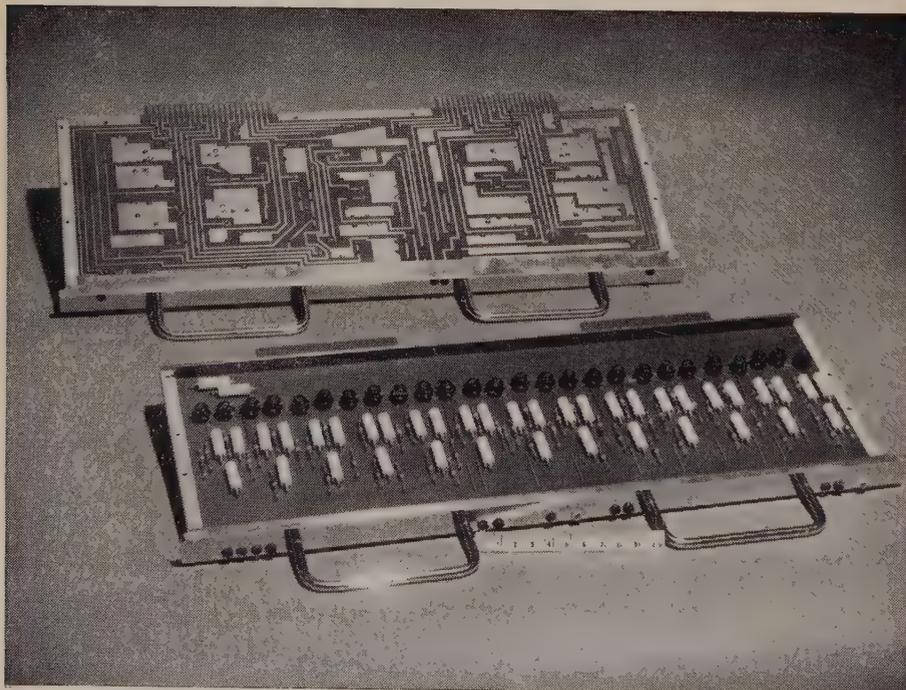


FIG. 2. — Circuits imprimés pour réseau de connexion à transistor destinés au Celtic.

(Photo C.N.E.T.).

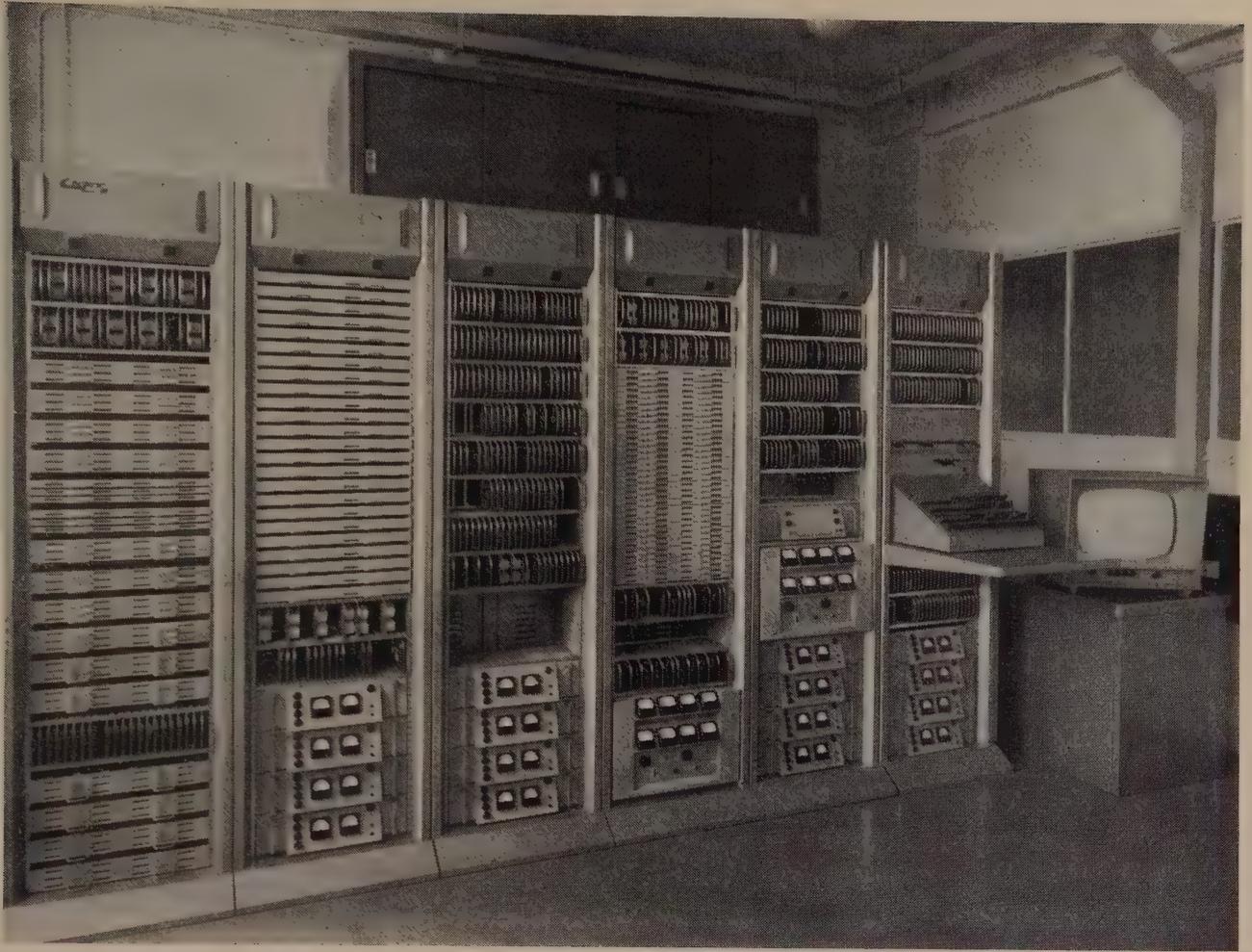


FIG. 3. — Equipement terminal Celtic expérimental
24 circuits - 12 voies

(Photo C.N.E.T.)

Signalons au passage que les performances du système de transmission d'informations numériques qui équipent cette voie sont conditionnées par le débit d'information à transmettre et par la sécurité de transmission toute erreur de transmission étant sanctionnée par le mélange de courte durée de deux conversations.

Au cours de son fonctionnement, le système logique commence par rechercher une voie de transmission disponible c'est-à-dire non connectée. Si une telle voie ne peut être trouvée, la recherche d'un circuit libérable, c'est-à-dire ne parlant pas et malgré tout connecté à une voie de transmission, est immédiatement entreprise. Dès que ce circuit a été trouvé il est déconnecté et la voie de transmission ainsi libérée est retrouvée au cours d'une nouvelle recherche de voie libre. Son adresse est alors envoyée sur la voie de service ce qui entraîne sa déconnexion et sa mise en attente à l'extrémité réception. On procède ensuite à la recherche d'un circuit appelant, c'est-à-dire déconnecté et possédant un détecteur de parole « actif ». Lorsque ce circuit a été trouvé on le connecte sur la voie précédemment trouvée et on en émet le code correspondant de façon à provoquer la même connexion dans le déconcentrateur. Le cycle de fonctionnement reprend alors la recherche d'une nouvelle voie libre. On voit que cet enchaînement logique ne déclenche de déconnexions que dans la mesure où celles-ci sont nécessaires, c'est-à-dire uniquement lorsque l'on ne dispose d'aucune voie de transmission non utilisée. Cette précaution permet de limiter au minimum les commutations de conversations pendant les heures de trafic faible. L'exploration des voies et des circuits est effectuée à une cadence rapide, de plusieurs dizaines de kilohertz, les phases les plus longues étant celles pendant lesquelles s'effectuent les envois de trains d'impulsion de synchronisation de l'émission vers la réception, la cadence

de ces signaux étant volontairement limitée à 1200 bauds pour accroître la sécurité de transmission. Le retard total à la connexion est de l'ordre d'une vingtaine de millisecondes, ce qui ne semble pas affecter de façon appréciable la qualité de transmission de la liaison.

La capacité optimale du système peut être calculée, nous l'avons dit, à partir des statistiques de conversation. La qualité d'un système sera chiffrée par la loi de répartition des fragments de paroles perdus au cours d'une conversation, en raison des retards introduits à chaque connexion par le temps de réponse du détecteur de la parole, le temps de fonctionnement de l'organe logique, le temps de transmission des informations sur voie de service, et le retard éventuel dû à la non compensation statistique des diverses conversations. Les calculs de probabilité qui ont été réalisés sur ces bases permettent par exemple d'espérer acheminer 30 conversations sur un faisceau de 15 voies téléphoniques sans qu'une personne non avertie puisse déceler un défaut dans la conversation de son correspondant.

La réalisation d'un équipement Celtic expérimental de capacité réduite, prévu pour 24 circuits téléphoniques seulement est actuellement achevée. (Fig. 3) La technologie utilisée est celle des grandes calculatrices électroniques modernes : circuits entièrement transistorisés à câblage imprimé, directement enfichables, alimentations basse tension stabilisées, également transistorisées ; interchangeabilité des circuits ; système de supervision avec contrôles automatiques du fonctionnement. Cet équipement est destiné à être mis en service expérimental sur des circuits téléphoniques réels à grande distance.

A.P.

PRÉSENTATION D'APPAREIL DE MESURE « GENERAL RADIO COMPANY »

A l'issue d'un séminaire technique et commercial qui s'est tenu dans les locaux de son représentant français (Etablissements RADIOPHON), la GENERAL RADIO COMPANY, dans le cadre de sa nouvelle organisation européenne « GENERAL RADIO COMPANY OVERSEAS », dont le siège est à Zurich, a présenté le 2 juin à la presse spécialisée son nouveau matériel d'exposition itinérant. Le but recherché principalement est une présentation pratique pour l'utilisateur, et dans un local de son choix, d'une gamme très étendue d'appareils de mesure.



FIG. 1. — (Photo René-Jacques).

A cet effet une camionnette légère peut recevoir dans des racks latéraux un ensemble de 10 tables montées sur amortisseurs et supportant d'une manière fixe les appareils à exposer ; la surface utile disponible est de 12 m². Pour son transfert jusqu'au local d'exposition, chaque table peut prendre place sur un chariot spécial très léger dont la maniabilité permet l'accès en tous lieux.

Parmi les nombreux appareils que nous avons pu examiner nous mentionnerons tout spécialement les modèles suivants :

— *Le compteur électronique type 1130A.* La gamme des fréquences mesurables s'étend jusqu'à 10 MHz. Cet appareil apporte quelques nouveautés intéressantes par rapport aux divers compteurs existant sur le marché. Quatre décades consécutives quelconques sur les huit peuvent être mises en mémoire ce qui présente un net avantage sur l'affichage intermittent traditionnel. En effet, lors d'une mesure de dérive d'un oscillateur particulièrement stable par exemple, seuls les derniers chiffres sont significatifs et méritent l'attention de l'opérateur ; de plus le système délivre des tensions aptes à la commande simple d'enregistreurs analogiques. Une autre particularité de cet appareil est la mise en œuvre d'une seule chaîne de réaction, au lieu de deux en général, pour le passage binaire-décimal. Le souci principal du constructeur a été la stabilité et la sûreté de fonctionnement ; à ce sujet on peut noter que la pente des tubes équipant les décades peut tomber à la moitié de sa valeur nominale sans altérer les performances,

— *Le fréquencemètre analogique type 1142 A.* Il peut mesurer en cinq bandes, sur une seule échelle de lecture, les fréquences comprises entre 3 Hz et 1,5 MHz. Un réseau original de loupe électronique offre la possibilité de dilater dans un rapport 10/1 une portion quelconque de l'échelle ; ce système particulier confère à l'appareil une précision de l'ordre de 0,2 %. La sensibilité est telle qu'une tension efficace de 20 mV est suffisante dans la bande 20 Hz-150 kHz ; elle atteint 200 mV aux fréquences extrêmes d'utilisation. Cet appareil peut également servir à la mesure des excursions en modulation de fréquence, grâce à son fonctionnement en discriminateur très linéaire à comptage d'impulsions ; la plus forte variation crête mesurable est égale à la moitié de la gamme utilisée ($\pm 0,75$ MHz sur la gamme 1,5 MHz). Si l'onde modulée en fréquence à observer est exempte de bruit et de modulation d'amplitude, des excursions aussi faibles que 1,5 Hz sur la gamme 1,5 MHz peuvent être mesurées, la contribution du bruit de l'appareil étant très faible. Tout système d'enregistrement de sensibilité convenable (1 mA, 3 000 Ω — 5 mA 200 Ω) peut évidemment lui être associé.

De nombreux autres appareils complétaient ces deux principales nouveautés et il n'est pas possible d'en dresser ici une liste exhaustive ; nous citerons toutefois à côté des ponts 1650-A, 1602-B, 1607-A de nouveaux étalons de résistance, inductance et capacité, l'enregistreur de niveau 1521 A, le stroboscope 1531 A et un nouvel ensemble de mesure et d'étalonnage de vibrations et d'accélération donnant directement la dérivée de l'accélération

COMPARAISONS DE FRÉQUENCE DE GBR 16 kHz et NBA 18 kHz

par rapport à l'Atomichron n° 107 du C.N.E.T. en 10⁻¹⁰

Moyennes journalières pour l'intervalle
de 24 heures se terminant à 15 h. T.U.

août 1961	GBR	NBA
1	— 146,5	—
2	— 147,4	—
3	— 148,3	—
4	— 150,0	—
5	— 149,9	— 150,0
6	— 148,8	— 149,7
7	— 146,4	—
8	— 144,8	— 146,6
9	— 150,4	— 148,2
10	— 147,4	—
11	—	—
12	— 147,1	— 148,2
13	— 146,4	— 149,6
14	—	—
15	—	—
16	—	—
17	— 148,5	— 149,0
18	— 148,2	—
19	— 150,3	— 150,8
20	— 150,0	— 149,7
21	— 150,1	— 149,7
22	— 151,9	— 151,4
23	— 150,6	—
24	— 148,8	— 148,6
25	— 147,5	— 150,5
26	— 148,2	— 151,0
27	— 147,6	— 150,0
28	— 147,2	— 150,0
29	— 150,1	— 151,3
30	— 149,0	— 149,4
31	— 152,5	— 148,9

— Une correction de $-74 \cdot 10^{-10}$ est appliquée à la fréquence de l'Atomichron.

— Cf. *Onde Electrique*, novembre 1960 p. 853 et janvier 1961, p. 81.

UNITÉS DE MESURE LÉGALES

Le Ministère de l'Industrie a publié, au *Journal Officiel* du 20 mai 1961 p. 4584 et suivantes, un décret, daté du 3 mai, relatif aux unités de mesure et au contrôle des instruments de mesure.

Ce décret, qui entrera en vigueur le 1^{er} janvier 1962, fixe les dénominations, les définitions et les symboles représentatifs des unités de base, des unités secondaires, de certaines unités hors système et des multiples et sous-multiples de ces unités de mesure.

Il précise les conditions d'emploi des unités légales et réglemente l'utilisation des instruments qui mesurent les grandeurs dont il définit les unités.

Nous publions intégralement ci-dessous le Tableau général des unités de mesure légales annexé à ce décret.

TABLEAU GENERAL DES UNITES DE MESURE LEGALES
annexé au décret n° 61-501 du 3 mai 1961.

Le système de mesures légal est le système métrique à six unités de base appelé, par la Conférence générale des Poids et Mesures, Système international d'unités SI.

Note 1 — UNITÉS DE BASE. — Les unités de base du système légal

sont: le mètre, le kilogramme (masse), la seconde, l'ampère, le degré Kelvin et la candela.

Note 2. — FORMATION DES MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DÉCIMAUX DE L'UNITÉ. — Cette formation résulte du tableau suivant:

Multiples

FACTEUR par lequel est multipliée l'unité	PRÉFIXE à mettre avant le nom de l'unité.	SYMBOLE à mettre avant celui de l'unité.
10 ¹² soit 1 000 000 000 000	téra	T
10 ⁹ soit 1 000 000 000	giga	G
10 ⁶ soit 1 000 000	méga	M
10 ³ soit 1 000	kilo	k
10 ² soit 100	hecto	h
10 ¹ soit 10	déca	da

Sous-multiples.

FACTEUR par lequel est multipliée l'unité.	PRÉFIXE à mettre avant le nom de l'unité.	SYMBOLE à mettre avant celui de l'unité.
10 ⁻¹ soit 0,1	déci	d
10 ⁻² soit 0,01	centi	c
10 ⁻³ soit 0,001	milli	m
10 ⁻⁶ soit 0,000 001	micro	μ
10 ⁻⁹ soit 0,000 000 001	nano	n
10 ⁻¹² soit 0,000 000 000 001	pico	p

Note 3. — CONVENTIONS.

A. — *Nomenclature des très grands nombres*: Pour énoncer les puissances de 10, à partir de 10¹², on applique la règle exprimée par la formule:

10^{6N} = (N) illion. Exemples. 10¹² = billion, 10¹⁵ = trillion, 10¹⁸ = quadrillion, 10²¹ = quintillion, 10²⁴ = sextillion, etc.

B. — *Noms des unités*: Les noms des unités, même constitués par des noms de savants, sont grammaticalement des noms communs,

leur initiale est une lettre minuscule et ils prennent un s au pluriel.

C. — *Symboles*. Lorsque le symbole du multiple ou du sous-multiple d'une unité comporte un exposant, celui-ci ne se rapporte pas seulement à la partie du symbole qui désigne l'unité mais à l'ensemble du symbole.

Par exemple, dam² signifie [dam]², aire du carré ayant un décimètre de côté, soit 100 mètres carrés; dam² ne signifie pas da[m²], ce qui correspondrait à 10 mètres carrés.

Les symboles ne prennent pas la marque du pluriel.

UNITÉS DU SYSTEME SI				MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DÉCIMAUX C. G. S. (d) ou ayant une dénomination particulière			UNITÉS HORS SYSTEME			OBSERVATIONS
GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI.	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI.	

I. — Unités géométriques.

Longueur	METRE	m	Longueur égale à 1650763,73 longueurs d'onde, dans le vide, de la radiation correspondant à la transition entre les niveaux 2 p ₁₀ et 5 d ₅ de l'atome de krypton 86.	Centimètre	cm	10 ⁻²	Mille	1852	La mise en pratique de la définition du mètre en longueurs d'onde se fera dans les conditions fixées par le Comité international des poids et mesures et la Conférence générale des poids et mesures. <i>Etalon</i> — L'ancien étalon national du mètre, constitué par la copie n° 8 du prototype international en platine iridié, sanctionné par la Conférence générale des poids et mesures en 1889, sera conservé dans les conditions fixées à l'article 7 du décret. <i>Mille</i> . — Le mille correspond à la distance moyenne de deux points de la surface de la Terre qui ont même longitude et dont les latitudes diffèrent d'un angle de 1 minute. Sa valeur est fixée conventionnellement à 1852 mètres. Son emploi est autorisé seulement en navigation (maritime ou aérienne).
				Micron	μ	10 ⁻⁶			

UNITÉS DU SYSTÈME SI				MULTIPLÉS ET SOUS-MULTIPLÉS DECIMAUX C. G. S. (1) ou ayant une dénomination particulière			UNITÉS HORS SYSTÈME			OBSERVATIONS
GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI.	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI.	
Aire ou superficie	Mètre carré	m ²	Aire d'un carré ayant 1 mètre de côté.	Are <i>Centimètre carré</i>	a cm ²	10 ² 10 ⁻⁴				Are. — L'are est employé pour mesurer les surfaces agrainées.
Volume	Mètre cube	m ³	Volume d'un cube ayant 1 mètre de côté.	Litre Stère <i>Centimètre cube</i>	l st cm ³	10 ⁻³ 1 10 ⁻⁶				Stère. — Le stère est employé pour mesurer le volume du bois de chauffage empilé.
Angle plan	Radian	rd	Angle qui, ayant son som- met au centre d'un cer- cle, intercepte, sur la circonférence de ce cer- cle, un arc d'une lon- gueur égale à celle du rayon du cercle.				Tour Grade Degré Minute Seconde	tr gr ° ' "	2 π π/200 π/180 π/10800 π/648000	On peut aussi employer le symbole rad pour radian. En astronomie et en naviga- tion il peut être fait usage de l'heure d'angle qui vaut (2 π : 24) radian, soit 15 degrés.
Angle solide	Stéradian	sr	Angle solide qui, ayant son sommet au centre d'une sphère, découpe, sur la surface de cette sphère, une aire équiva- lente à celle d'un carré dont le côté est égal au rayon de la sphère.							

II. — Unités de masse.

Masse	KILO- GRAMME	kg	Masse du prototype en pla- tine iridié qui a été sanctionné par la Confé- rence générale des poids et mesures tenue à Paris en 1889 et qui est déposé au pavillon de Breteuil, à Sèvres	Tonne <i>Gramme</i>	t g	10 ³ 10 ⁻³	Carat métrique	2.10 ⁻⁴	Etalon. — Pour la France, l'étalon du kilogramme est la copie n° 35 du kilogramme prototype international. Quintal. — La masse de 100 kilogrammes peut être appelée quintal (symbole q). Carat métrique. — Le carat métrique est employé dans le commerce des diamants, perles fines et pierres précieuses.
Masse volumique	Kilogramme par mètre cube	kg/m ³	Masse volumique d'un corps dont la masse est 1 kilogramme et le vo- lume 1 mètre cube.	<i>Gramme par centimètre cube</i>	g/cm ³	10 ³				Densité (Densité relative). — Il n'y a pas d'unité de densité étant donné que la densité d'un corps homogène est le rapport, exprimé en nombre décimal, de la masse volumique de ce corps à la masse volumique d'un corps de référence, dans des conditions qui doivent être spé- cialisées pour les deux corps. — En général, les corps de référence sont : l'eau, pour les solides et les liquides, et l'air pour les gaz. — Il est interdit d'exprimer la densité d'un corps autrement que par le nombre décimal défini ci-dessus.

(1) Les unités du système C G S sont écrites en italique.

UNITÉS DU SYSTÈME SI				MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DECIMAUX C. G. S. (1) ou ayant une dénomination particulière.			UNITÉS HORS SYSTÈME			OBSERVATIONS
GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI.	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI.	
Titre alcoométrique	Degré alcoométrique centésimal	°GL	Degré de l'échelle centésimale de Gay-Lussac dans laquelle le titre alcoométrique de l'eau pure est 0 et celui de l'alcool absolu 100.							<p>Le titre alcoométrique d'un mélange d'eau et d'alcool est le rapport entre le volume d'alcool absolu, à la température de 15 degrés Celsius, contenu dans ce mélange et le volume total de celui-ci à la température de 15 degrés Celsius.</p> <p>La graduation des alcoomètres a pour base le tableau des densités des mélanges d'alcool absolu et d'eau pure dressé par le Bureau national scientifique et permanent des Poids et Mesures.</p> <p>Pour le degré alcoométrique centésimal on peut employer le symbole ° quand il n'y a aucun risque de confusion avec le degré d'angle ou le degré de température.</p> <p>L'emploi d'une autre unité de titre alcoométrique, notamment du degré Baumé ou Cartier, est interdit.</p>

III. — Unités de temps.

Temps	SECONDE	s	Fraction 1/31 556 925, 974 7 de l'année tropique pour 1900 janvier zéro, à 12 heures de temps des éphémérides.	<i>Seconde</i>	s	1	Minute Heure Jour	mn h j	60 3 600 86 400	<p>On peut aussi employer les symboles min pour minute et d pour jour.</p> <p>Pour la minute, le symbole m peut être employé lorsqu'il ne saurait y avoir d'ambiguïté, par exemple lorsque le temps exprimé comprend non seulement des minutes mais aussi des heures ou des secondes.</p>
Fréquence	Hertz	Hz	Fréquence d'un phénomène périodique dont la période est 1 seconde.							<p>Dans les télécommunications le hertz est parfois appelé « cycle par seconde ».</p>

GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI.	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI.
----------	--------------	---------	------------	---------------	----------	---------------	--------------	---------	---------------

IV. — Unités mécaniques.

Vitesse	Mètre par seconde	m/s	Vitesse d'un mobile qui, animé d'un mouvement uniforme, parcourt une distance d'un mètre en une seconde.	<i>Centimètre par seconde</i>	cm/s	10 ⁻²	Nœud	1 852 3 600	<p><i>Nœud.</i> — Le nœud est la vitesse uniforme qui correspond à 1 mille par heure. Son emploi est autorisé seulement en navigation (maritime ou aérienne).</p>
Accélération	Mètre par seconde, par seconde	m/s ²	Accélération d'un mobile, animé d'un mouvement uniformément varié, dont la vitesse varie, en une seconde, d'un mètre par seconde.	<i>Gal</i>	cm/s ²	10 ⁻²				
Force	Newton	N	Force qui communique à un corps ayant une masse de 1 kilogramme une accélération de 1 mètre par seconde, par seconde.	<i>Dyne</i>	dyn	10 ⁻⁵				<p><i>Newton.</i> — Le newton est le millième du sthène, unité du système MTS.</p>

(1) Les unités du système C G S sont écrites en italique.

UNITÉS DU SYSTÈME SI				MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DECIMAUX C. G. S. (1) ou ayant une dénomination particulière			UNITÉS HORS SYSTÈME			OBSERVATIONS
GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole	Valeur en SI.	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI.	
Energie Travail ou Quantité de chaleur	Joule	J	Travail produit par une force de 1 newton dont point d'application se déplace de 1 mètre dans la direction de la force.	<i>Erg</i>	10^{-7}	Watt-heure	Wh	3 600	<p><i>Electron-volt</i> — L'électron-volt, unité d'énergie utilisée couramment en physique nucléaire, est l'énergie acquise par un électron accéléré sous une différence de potentiel de 1 volt.</p> <p><i>Calorie</i> — La calorie est la quantité de chaleur nécessaire pour élever de 1 °C la température d'un gramme d'un corps dont la chaleur massique est égale à celle de l'eau à 15 °C sous la pression atmosphérique normale (101 325,0 pascals).</p> <p><i>Frigorie</i> — Dans les industries frigorifiques, les quantités de chaleur enlevées peuvent être évaluées en frigories. La frigorie est une kilocalorie négative.</p> <p>Valeur 4,1855. — 4,1855 est une valeur expérimentale résultant des déterminations les plus récentes.</p>
							Electron-volt	eV	$1,59 \cdot 10^{-19}$	
							Calorie	cal	4,1855	
							Thermie (ou mégacalorie)	th	$4,1855 \cdot 10^6$	
							Frigorie	fg	$-4,1855 \cdot 10^3$	
Puissance	Watt	W	Puissance de 1 joule par seconde.	<i>Erg par seconde</i>	10^{-7}				
Contrainte et pression	Pascal	Pa	<p>Contrainte qui, agissant sur une surface plane de 1 mètre carré, exerce sur cette aire une force totale de 1 newton</p> <p>Pression uniforme qui, agissant sur une surface plane de 1 mètre carré, exerce perpendiculairement à cette surface une force totale de 1 newton</p>	Bar	10^5				<p><i>Contrainte et pression</i> — La contrainte s'exerçant sur un élément de surface est le quotient, par l'aire de cet élément, de la force qui lui est appliquée. C'est un vecteur dirigé comme la force. Ce vecteur peut être oblique; s'il est normal on le nomme pression; s'il est tangentiel on le nomme cisison.</p> <p>La notion de contrainte intervient surtout dans l'étude de la résistance des matériaux.</p> <p><i>Bar</i> — Le bar équivaut à l'hectopixze, multiple décimal de l'unité du système MTS.</p> <p><i>Pression atmosphérique normale</i> — La pression atmosphérique normale (0,76 mètre de mercure à 0 °C, sous l'accélération normale de la pesanteur $9,80665 \text{ m/s}^2$) est égale à 101 325 pascals.</p>
				<i>Barye</i>	dyn/cm ²	10^{-1}				
Viscosité dynamique	Poiseuille	Pl	Viscosité dynamique d'un fluide dans lequel le mouvement rectiligne et uniforme, dans son plan, d'une surface plane, solide, indéfinie, donne lieu à une force retardatrice de 1 newton par mètre carré de la surface en contact avec le fluide en écoulement relatif devenu permanent, lorsque le gradient de la vitesse du fluide, à la surface du solide et par mètre d'écartement normal à ladite surface, est de 1 mètre par seconde.	<i>Poise</i>	Po	10^{-1}				<p><i>Viscosité dynamique</i> — La viscosité dynamique est aussi appelée viscosité.</p>
Viscosité cinématique	m ² /s	L'unité de viscosité cinématique est la viscosité cinématique d'un fluide dont la viscosité dynamique est 1 poiseuille et la masse volumique 1 kilogramme par mètre cube.	<i>Stokes</i>	St	10^{-4}				

(1) Les unités du système C G S sont écrites en italique.

UNITES DU SYSTEME SI				MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DECIMAUX C. G. S. (1) ou ayant une dénomination particulière.			UNITES HORS SYSTEME			OBSERVATIONS
GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI	

VI. — Unités calorifiques.

Température	DEGRE KELVIN	°K	Degré de l'échelle thermodynamique des températures absolues dans laquelle la température du point triple de l'eau est 273,16 degrés. Le degré Celsius est égal au degré Kelvin.							Températures Celsius. — Les températures Celsius, déduites de l'échelle thermodynamique Kelvin, sont pratiquement déterminées selon l'échelle internationale des températures et conformément aux règles fixées par la Conférence générale des Poids et Mesures
	DEGRE CELSIUS	°C	Le zéro de l'échelle Celsius correspond à 273,15 degrés de l'échelle thermodynamique Kelvin ci-dessus définie							
Quantité de chaleur			Voir Unités mécaniques (Energie)							

VII. — Unités optiques.

Intensité lumineuse	CANDELA	cd	Intensité lumineuse, dans une direction déterminée, d'une ouverture perpendiculaire à cette direction, ayant une aire de 1/60 de centimètre carré et rayonnant comme un radiateur intégral (corps noir) à la température de solidification du platine.							Etalon — Dans la réalisation matérielle de l'étalon, le radiateur intégral doit être établi sous la forme décrite dans les procès-verbaux du Comité international des Poids et Mesures
Flux lumineux	Lumen	lm	Flux lumineux émis dans 1 stéradian par une source ponctuelle uniforme placée au sommet de l'angle solide et ayant une intensité lumineuse de 1 candela.							
Eclairement	Lux	lx	Eclairement d'une surface qui reçoit normalement, d'une manière uniformément répartie, un flux lumineux de 1 lumen par mètre carré	<i>Phot</i>	<i>ph</i>	10 ⁴				
Luminance	Candela par mètre carré	cd/m ²	Luminance d'une source de 1 mètre carré de surface émissive dont l'intensité lumineuse est 1 candela.							Luminance. — La luminance était précédemment appelée « brillance ».

(1) Les unités du système C. G. S. sont écrites en italique

UNITÉS DU SYSTÈME SI				MULTIPLÉS ET SOUS-MULTIPLÉS DÉCIMAUX (C. G. S. (1)) ou ayant une dénomination particulière.			UNITÉS HORS SYSTÈME			OBSERVATIONS
GRANDEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLÉ	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI	DÉNOMINATION	SYMBOLÉ	VALEUR en SI.	
V. — Unités électriques.										
Intensité de courant électrique	AMPERE	A	Intensité d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre, dans le vide, produit, entre ces conducteurs, une force de $2 \cdot 10^{-7}$ newton par mètre de longueur.	<i>Uem C G S</i>	10				
Force électromotrice et différence de potentiel (ou tension)	Volt	V	Différence de potentiel qui existe entre deux points d'un fil conducteur parcouru par un courant constant de 1 ampère lorsque la puissance dissipée entre ces points est égale à 1 watt.	<i>Uem C G S</i>	10^{-8}				<i>Volt.</i> — Le volt est pratiquement égal à $1/1,0186$ de la force électromotrice, à la température de 20° C, de l'élément Weston normal (neutre et saturé) au sulfate de cadmium.
Résistance électrique	Ohm	Ω	Résistance électrique qui existe entre deux points d'un fil conducteur lorsqu'une différence de potentiel de 1 volt, appliquée entre ces deux points, produit dans ce conducteur un courant de 1 ampère, ledit conducteur n'étant le siège d'aucune force électromotrice.	<i>Uem C G S</i>	10^{-9}				
Quantité d'électricité	Coulomb	C	Quantité d'électricité transportée en 1 seconde par un courant de 1 ampère.	<i>Uem C G S</i>	10	Ampère-heure	Ah	3 600	
Capacité électrique	Farad	F	Capacité d'un condensateur électrique entre les armatures duquel apparaît une différence de potentiel de 1 volt lorsqu'il est chargé d'une quantité d'électricité égale à 1 coulomb.	<i>Uem C G S</i>	10^9				
Inductance électrique	Henry	H	Inductance électrique d'un circuit fermé dans lequel une force électromotrice de 1 volt est produite lorsque le courant électrique qui parcourt le circuit varie uniformément à raison de 1 ampère par seconde.	<i>Uem C G S</i>	10^{-9}				
Flux magnétique	Weber	Wb	Flux magnétique qui, traversant un circuit d'une seule spire, y produit une force électromotrice de 1 volt si on l'amène à zéro en 1 seconde par décroissance uniforme.	<i>Maxwell</i>	M	10^{-8}				
Induction magnétique	Tesla	T	Induction magnétique uniforme qui, répartie normalement sur une surface de 1 mètre carré, produit à travers cette surface un flux magnétique total de 1 weber.	<i>Gauss</i>	G	10^{-4}				

(1) Les unités du système C G S sont écrites en italique

UNITES DU SYSTEME SI				MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DECIMAUX C. G. S. (1) ou ayant une dénomination particulière.			UNITES HORS SYSTEME			OBSERVATIONS
QUANTITEUR	DÉNOMINATION	SYMBOLE	DÉFINITION	Dénomination.	Symbole.	Valeur en SI	DÉNOMINATION	SYMBOLE	VALEUR en SI	
Vergence des systèmes optiques	Dioptrie	<i>d</i>	Vergence d'un système optique dont la distance focale est de 1 mètre dans un milieu dont l'indice de réfraction est 1.							<p><i>Vergence des systèmes optiques. — La vergence était précédemment appelée « puissance ». La vergence des systèmes optiques s'exprime en dioptries par l'inverse de leur distance focale donnée en mètres.</i></p> <p><i>Le vergence positive prend le nom de convergence.</i></p> <p><i>La vergence négative prend le nom de divergence.</i></p>

VIII. — Unités de la radioactivité.

Activité nucléaire							Curie	<i>Ci</i>		<p><i>Curie. — Le curie est l'activité nucléaire d'une quantité de radioélément (ou nucléide radioactif) pour laquelle le nombre de désintégrations par seconde est $3,7 \times 10^{10}$.</i></p> <p><i>La masse de radium dont l'activité nucléaire est 1 curie est très voisine de 1 gramme.</i></p>
Quantité de rayonnements X ou γ							Röntgen	<i>R</i>		<p><i>Röntgen. — Le röntgen est la quantité de rayonnement X ou γ telle que l'émission corpusculaire qui lui est associée, dans 0,001293 gramme d'air, produise, dans l'air, des ions transportant une quantité d'électricité, de l'un ou l'autre signe, égale à $\frac{1}{3 \cdot 10^9}$ coulomb. ($3 \cdot 10^9$ coulomb équivaut à 1 unité électrostatique CGS).</i></p>

(1) Les unités du système C G S sont écrites en italique.

SYMBOLES GRAPHIQUES ET SYMBOLES LITTÉRAUX POUR LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

Lors de la réunion du Comité d'Etudes n° 3, « Symboles graphiques » de la Commission Electrotechnique Internationale (C.E.I.) qui s'est tenue à Paris au mois de juin 1960, le Comité français et le Comité suédois ont proposé conjointement un système de symboles graphiques pour les semiconducteurs.

Ce système d'une grande simplicité, quoique très complet, puisqu'il peut s'appliquer à tous les dispositifs à semiconducteurs théoriquement concevables, présente de nombreux avantages sur le système américain IRE.

Le Comité d'Etudes n° 3, qui, à l'origine, avait pensé normaliser le système américain, a décidé de proposer conjointement les deux systèmes et de consulter les différents Comités Nationaux.

Etant données les opinions formulées à Paris par les représentants des différents Comités Nationaux, on peut penser que le système franco-suédois finira par s'imposer dans l'avenir.

Les règles générales de ce système sont exposées ci-après.

Le lecteur trouvera également une liste des symboles littéraux adoptés par le Comité d'Etudes n° 47 « Dispositifs à Semiconducteurs » de la C.E.I.

Cette liste n'est pas limitative : elle sera complétée au fur et à mesure des travaux de la C.E.I.

Le Syndicat des Industries de Tubes Electroniques et Semi-

conducteurs (SITELESC) recommande très vivement l'utilisation de ces symboles graphiques et littéraux.

A. — SYMBOLES GRAPHIQUES

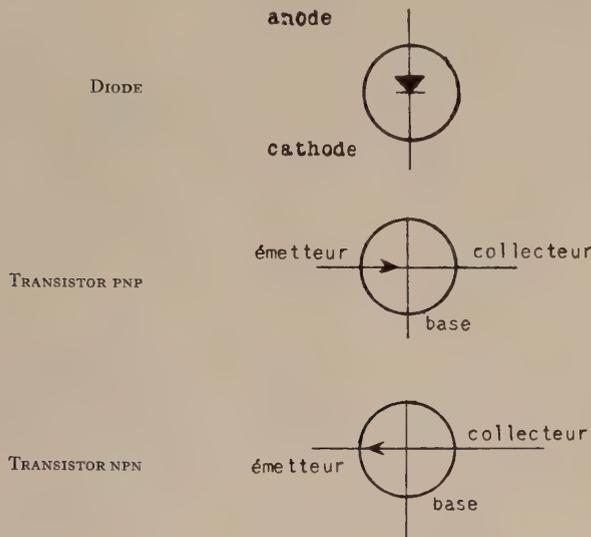
1. Objet

Les symboles graphiques pour les dispositifs à semiconducteurs ont pour objet essentiel de représenter les fonctions électriques élémentaires du dispositif considéré ainsi que sa structure interne éventuellement.

2. Généralités

Les règles exposées dans ce document conduisent à des symboles clairs, faciles à dessiner et à incorporer dans un schéma, du fait qu'on y utilise presque exclusivement des cercles et des droites perpendiculaires. La souplesse de ce système demeure malgré tout si grande que tous les dispositifs à semiconducteurs connus ou prévisibles peuvent être symbolisés grâce à lui.

A titre d'exemple, les dispositifs les plus utilisés actuellement ont pour symboles :



Le symbole graphique représentant un dispositif à semiconducteurs est constitué par un ensemble de symboles élémentaires combinés entre eux suivant les règles exposées ci-après. Un symbole élémentaire n'est jamais employé isolément.

Un symbole graphique pour dispositif à semiconducteurs se compose de deux zones :

- la zone des connexions extérieures,
- la zone des régions semiconductrices constituant le dispositif considéré,

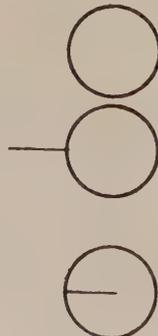
séparées l'une de l'autre par le symbole de l'enveloppe.

3. Principes de base

3.1. L'enveloppe du dispositif à semiconducteurs est représentée par un cercle.

3.2. Une connexion extérieure à l'enveloppe est représentée par un segment extérieur à l'enveloppe, terminé sur celle-ci et lui étant perpendiculaire.

3.3. Une région de conductibilité intérieure à l'enveloppe est représentée par un segment intérieur à l'enveloppe (les segments intérieurs ne représentent donc pas les connexions aux régions, mais bien les régions elles-mêmes).

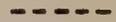


3.4. Pour une succession de régions « P » et « N », il suffit de préciser la conductibilité de l'une d'elles, les autres s'en déduisant par la règle d'alternance des conductibilités entre une région et la suivante. Une région intrinsèque peut s'intercaler entre 2 régions P et N sans modifier cette règle.



REMARQUES

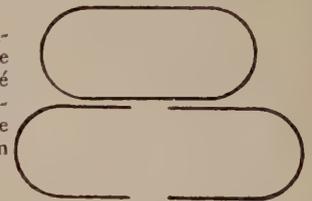
a) Le symbole d'une région intrinsèque est un segment tiré :



b) Si la région intrinsèque est incluse entre deux régions de même conductibilité, la règle d'alternance ne s'applique plus à ces deux régions ; ceci est indiqué par un petit tiret formant une croix avec le symbole de la région intrinsèque :



c) Dans certains cas, le symbole circulaire de l'enveloppe peut être modifié comme indiqué ci-contre, ou fragmenté en plusieurs parties dans le cas de dispositifs multiples utilisées en divers points d'un schéma :



d) Si une connexion aboutit à une région (cas le plus fréquent), les deux segments représentatifs sont alignés :



e) En aucun cas un symbole ne peut être raccordé au circuit extérieur en plus de points qu'il n'existe de bornes au dispositif lui-même : des risques de confusion peuvent en découler. Le fait, par exemple, d'utiliser les deux extrémités du symbole « base » d'un transistor triode transforme celui-ci en tétrade à deux sorties de base.

4. Représentation des semiconducteurs

4.1. FONCTION DIODE.

La zone de transition est représentée par un triangle et un tiret perpendiculaire aux symboles alignés des deux régions :



4.2. FONCTION TRANSISTOR.

La région émetteur est représentée par un rayon du cercle (symbole de l'enveloppe), et repérée par une flèche ouverte placée sur ce rayon. La direction de la flèche indique le type de conductibilité :

émetteur de type P



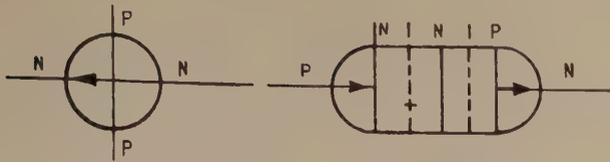
émetteur de type N



Si le type de conductibilité de l'émetteur n'a pas à être spécifié, la flèche est remplacée par un cercle.

La règle d'alternance est appliquée à partir du symbole de la région émetteur.





Exemple 1 : transistor tétrode NPN à 2 connexions de base.

Exemple 2 (fictif) : PNIPNP à deux émetteurs.

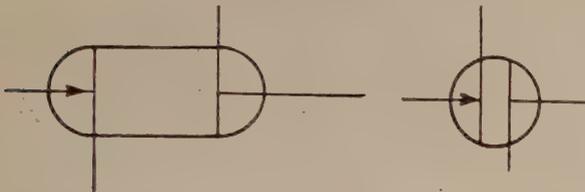
La région **collecteur** est représentée par un rayon du cercle aligné avec celui qui représente l'émetteur.

Les autres régions, **base comprise**, sont représentées par des segments de longueur égale au diamètre du cercle et perpendiculaires au symbole de l'émetteur. Leurs types de conductibilité se déduisent de celle de l'émetteur par application de la règle d'alternance.

Simplifications autorisées

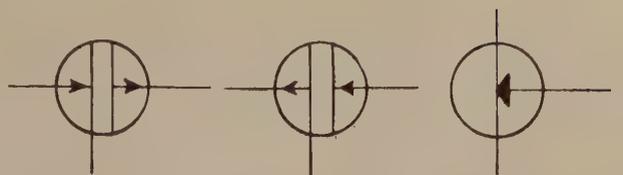
1) L'enveloppe d'un transistor à 4 régions de conductibilités différentes peut être circulaire. Les segments représentant les régions sont alors plus courtes que dans le symbole normal.

Tétrode PNP

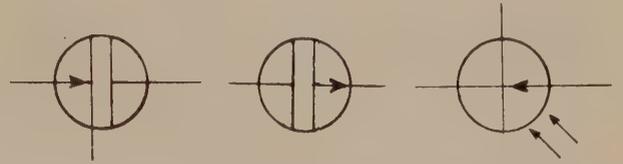


Représentation normale Représentation simplifiée

2) L'enveloppe peut être supprimée : les bornes sont alors représentées par des point.



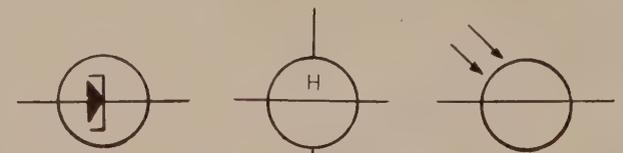
Transistor *PNPN* (à connexions d'émetteur conjuguées). Redresseur commandé.
 Transistor *NPNP* (à connexions d'émetteur conjuguées). Redresseur commandé.
 Transistor unipolaire. Transistor à effet de champ (utilisant une conductibilité de type P).



Transistor *PNPN* avec connexion de base pour commande à distance.
 Transistor *PNPN* sans connexion de base (diode à 4 couches).
 Transistor photoélectrique *PNP*.



Diode à semiconducteurs.
 Diode régulatrice de tension dans une seule direction.
 Diode régulatrice de tension dans les deux directions.



Diode tunnel.
 Générateur de Hall.
 Cellule photo conductive à conductibilité symétrique.



Cellule photo conductive à conductibilité asymétrique.
 Cellule photo voltaïque.

B. — SYMBOLES LITTÉRAUX

1. Règles générales

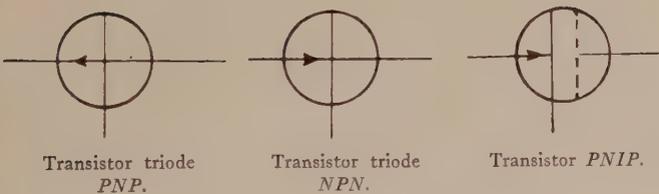
La liste des symboles qu'il est recommandé d'utiliser dans le domaine des semiconducteurs a été établie en tenant compte des règles suivantes, que l'on peut diviser en quatre groupes principaux suivant le caractère de ce que l'on symbolise : grandeurs électriques, paramètres électriques, grandeurs concernant les temps, grandeurs diverses.

1.1. GRANDEURS ÉLECTRIQUES, telles que tension, courant puissance.

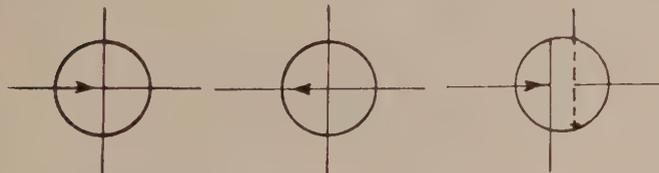
1.1.1. Symboles

On utilise des lettres minuscules pour les symboles correspondant à la valeur instantanée de la grandeur variable dans le temps.

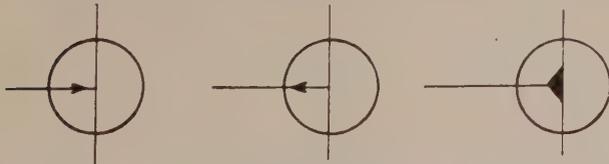
On utilise des lettres majuscules pour les symboles correspondant aux valeurs maximales, moyennes et efficaces de la grandeur variable dans le temps, ou pour les symboles correspondant aux grandeurs continues.



Transistor triode *PNP*.
 Transistor triode *NPN*.
 Transistor *PNIP*.



Tétrode *PNP* avec base polarisée transversalement.
 Tétrode *NPN* avec base polarisée transversalement.
 Transistor *PNIP* avec connexion sur la région intrinsèque



Transistor à jonction unique avec base du type N.
 Transistor à jonction unique avec base du type P.
 Transistor unipolaire. Transistor à effet de champ (utilisant une conductibilité de type N).

1.1.2. Indices des symboles

On utilise des lettres majuscules pour les indices des valeurs continues ou totales instantanées.

On utilise des lettres minuscules uniquement pour les indices des valeurs des composantes variables.

Le premier indice indique la borne sur laquelle la mesure est effectuée.

S'il est nécessaire de préciser la borne de référence (cas d'une différence de potentiel par exemple) on ajoute un deuxième indice correspondant à cette borne.

La source de tension est indiquée par répétition de l'indice de la borne.

1.1.3. Signification des indices, (auxquels s'appliquent les règles du point 2.1.2.)

- E, e = émetteur
- B, b = base
- C, c = collecteur
- O, o = circuit ouvert
- S, s = court-circuit
- M, m = valeur maximale
- AV, av = valeur moyenne

Note : voir l'exemple graphique de la figure 2, p. 835.

1.2. PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES, tels que impédance, admittance, résistance, conductance, paramètres de quadripôle, etc.

1.2.1. Symboles

On utilise des lettres minuscules pour les symboles correspondant aux paramètres du dispositif.

On utilise des lettres majuscules pour les symboles correspondant aux paramètres des circuits extérieurs associés au dispositif.

1.2.2. Indices des symboles

On utilise des lettres minuscules pour les indices des valeurs des paramètres électriques mesurées avec des signaux de faible amplitude (Valeurs « en petits signaux »).

On utilise des lettres majuscules pour les indices des valeurs des paramètres électriques mesurées en courant continu ou avec des signaux de grande amplitude (valeurs « statiques »).

1.2.3. Signification des indices :

- E, e = émetteur
- B, b = base
- C, c = collecteur
- 11 = entrée
- 22 = sortie
- 21 = transfert en direct
- 12 = transfert en inverse

1.2.4. Paramètres en h, y, z, du dispositif considéré comme un quadripôle

V_1 et I_1 désignant la tension et le courant d'entrée,

V_2 et I_2 désignant la tension et le courant de sortie avec les conventions de signe rappelées sur la figure ci-dessous.

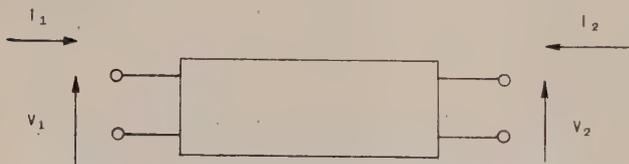


FIG. 1

On définit les paramètres h, y, z, par :

$$\text{Paramètres en } h \begin{cases} V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \end{cases}$$

$$\text{Paramètres en } y \begin{cases} I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 \\ I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 \end{cases}$$

$$\text{Paramètres en } z \begin{cases} V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{cases}$$

On précise la borne commune en ajoutant l'indice correspondant, exemple h_{31} .

1.3. GRANDEURS CONCERNANT LE TEMPS OU LA DURÉE

On utilise des lettres minuscules pour les symboles représentant le temps ou la durée, ainsi que pour les indices de ces symboles.

1.4. GRANDEURS DIVERSES TELLES QUE TEMPÉRATURE, RÉSISTANCE THERMIQUE, etc.

Des symboles et des indices particuliers ont été ou seront normalisés.

2. Répertoire des symboles littéraux adoptés par la C.E.I. pour les dispositifs à semiconducteurs

(Note : Afin d'expliciter l'origine de certains symboles, la désignation anglo-saxonne a été ajoutée).

2.1. TRANSISTORS

2.1.1. Mesures en courant continu

Tension de claquage (en circuit ouvert)

Break down voltage (open circuit)

$$V_{(BR) \dots O}$$

Tension de claquage entre la borne désignée par le premier indice et la borne de référence quand elle est polarisée en inverse (sens de grande résistance) par rapport à la borne de référence, l'autre borne étant en circuit ouvert.

Exemples :

tension de claquage collecteur-base, émetteur en circuit ouvert

$$V_{(BR) CBO}$$

tension de claquage collecteur-émetteur, base en circuit ouvert

$$V_{(BR) CEO}$$

tension de claquage émetteur-base, collecteur en circuit ouvert

$$V_{(BR) EBO}$$

Tension de claquage (en court-circuit)

Break down voltage (short-circuit)

$$V_{(BR) \dots S}$$

Tension de claquage entre la borne désignée par le premier indice et la borne de référence quand elle est polarisée en inverse (sens de grande résistance) par rapport à la borne de référence, l'autre borne étant en court-circuit.

Exemples :

tension de claquage collecteur-émetteur, base en court-circuit

$$V_{(BR) CES}$$

tension de claquage collecteur-base, émetteur en court-circuit

$$V_{(BR) CBS}$$

Note : La notation BV autrefois utilisée est une abréviation ; elle est à proscrire comme symbole.

Tension flottante

Floating potential

$$V_{CB \dots I}$$

Tension continue en circuit ouvert entre la borne désignée par le premier indice et la borne de référence quand l'autre borne est polarisée en inverse (sens de grande résistance) par rapport à la borne de référence.

$$V_{EB \dots I}$$

$$V_{EC \dots I}$$

Tension de pénétration (tension de perçage)

Punch-through (penetration) voltage

Note : Le terme « reach-through » est également utilisé aux Etats-Unis d'Amérique.

Courant résiduel du collecteur (en circuit ouvert)

Collector cut-off current (reverse current) (open circuit)

Courant collecteur quand le collecteur est polarisé en inverse (sens de grande résistance) par rapport à la borne de référence, l'autre (les autres) borne(s) étant en circuit ouvert en courant continu, par rapport à la borne de référence.

Courant résiduel de l'émetteur (en circuit ouvert)

Emitter cut-off current (reverse current) (open circuit)

Courant émetteur quand l'émetteur est polarisé en inverse (sens de grande résistance) par rapport à la borne de référence, l'autre (les autres) borne(s) étant en circuit ouvert en courant continu, par rapport à la borne de référence.

Courant résiduel du collecteur (en court-circuit)

Collector cut-off current (reverse current) (short circuit)

Courant collecteur quand le collecteur est polarisé en inverse (sens de grande résistance) par rapport à la borne de référence, l'autre (les autres) borne(s) étant en court-circuit en courant continu, par rapport à la borne de référence.

V_{pt}

I_{CB0} I_{CE0}

I_{EB0}

I_{CS}

2.1.2. Paramètres pour signaux de faible amplitude (à des conditions de polarisation spécifiées)

Valeur de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit pour de petits signaux
The small-signal value of the short-circuit input-impedance

h_{211b} h_{11e}
 h_{11c}

Valeur du rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux
The small-signal value of the open-circuit reverse-voltage transfer-ratio

h_{12b} h_{12e}
 h_{12c}

Valeur du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux
The small-signal value of the short-circuit forward-current transfer-ratio

h_{11b} h_{21e}
 h_{21c}

Note : l'emploi des notations α_F etc. est à proscrire.

Valeur de l'admittance de sortie, entrée en circuit-ouvert, pour de petits signaux
The small-signal value of the open-circuit output admittance

h_{22b} h_{22e}

Partie réelle de la valeur de l'impédance d'entrée, entrée en court-circuit, pour de petits signaux
Real part of the small-signal value of the short-circuit input-impedance

$Re(h_{11b})$
 $Re(h_{11e})$
 $Re(h_{11c})$

Note : Employer la notation $Im()$ pour la partie imaginaire. On emploie le même type de notation pour les parties réelles et imaginaires des autres paramètres.

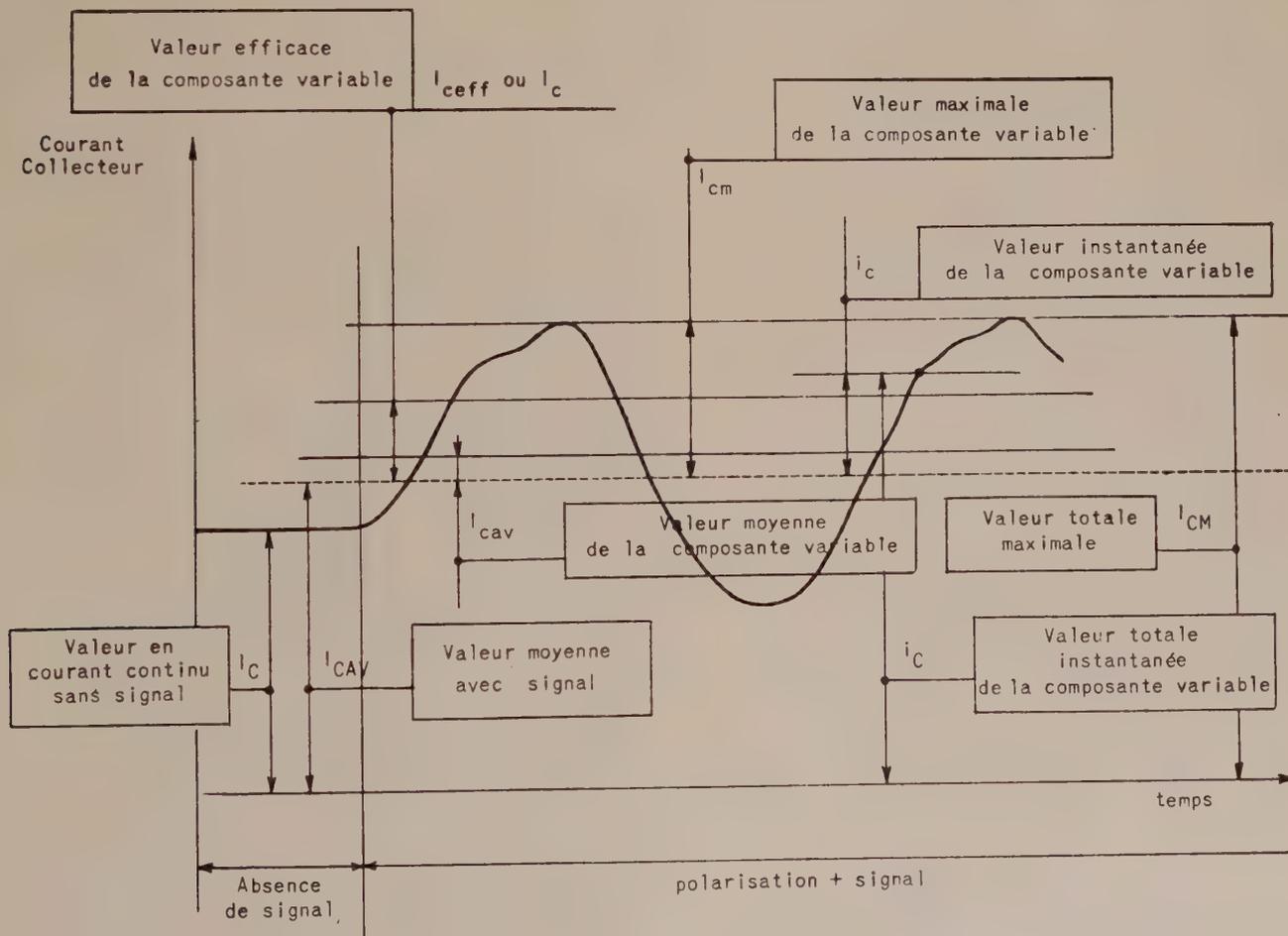


FIG. 2. — Cette figure est donnée à titre d'exemple pour illustrer les règles générales définies aux paragraphes 1.1. et 1.2.

Capacité d'entrée <i>Input capacitance</i> Capacité mesurée aux bornes d'entrée la sortie étant court-circuitée en courant alternatif.	C_{11b} C_{11c}	Valeur statique du rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert <i>The static value of the open-circuit reverse-voltage transfer-ratio</i>	h_{12B} h_{12E} h_{12C}
Capacité de sortie <i>Output capacitance</i> Capacité mesurée aux bornes de sortie, l'entrée étant en circuit ouvert en courant alternatif. <i>Note</i> : L'utilisation d'une lettre majuscule pour les symboles de capacité d'entrée et de sortie est une exception à la règle générale définie en 2.2.1.	C_{22b} C_{22c}	Valeur statique du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit <i>The static value of the short circuit forward-current transfer-ratio</i> <i>Note</i> : L'emploi des notations α_F est à proscrire.	h_{21B} h_{21E} h_{21C}
2.1.3. Paramètres liés à la fréquence (à des conditions de polarisation spécifiées)		Valeur statique de la conductance de sortie, entrée en circuit ouvert <i>The static value of the open-circuit output-conductance</i>	h_{22B} h_{22E} h_{22C} V_{CEsat}
Fréquence de coupure <i>Cut-off frequency</i> Fréquence à laquelle le module du paramètre indiqué par l'indice est devenu 0,707 fois sa valeur en basse fréquence. <i>Note</i> : L'emploi de la notation f_{α} est à proscrire.	f_{h21b} f_{h21c}	Tension de saturation collecteur-émetteur <i>Collector-to-emitter saturation voltage</i>	R_{CEsat}
Fréquence maximale d'oscillation <i>Maximum frequency of oscillation</i>	f_{max}	Résistance de saturation collecteur-émetteur <i>Collector-to-emitter saturation resistance</i>	t_d
Fréquence du rapport de transfert unité du courant (fréquence unité) <i>Frequency of unity current transfer-ratio</i> Fréquence à laquelle $ h_{21c} = 1$	f_1	Temps de réponse <i>Delay time</i>	t_r
Fréquence de transition <i>Transition frequency</i> C'est le produit de $ h_{21c} $ par la fréquence de mesure lorsque celle-ci est suffisamment élevée pour que $ h_{21c} $ décroisse à raison d'une loi de 6 dB par octave quand on augmente la fréquence. Dans la pratique f_1 et f_T sont peu différents.	f_T	Temps de croissance d'une impulsion <i>Rise time</i>	t_f
		Temps de décroissance d'une impulsion <i>Fall time</i>	t_p
		Durée d'une impulsion <i>Pulse time</i>	t_s
		Temps d'accumulation des porteurs <i>Carrier storage time</i>	
2.1.4. Caractéristiques thermiques et de dissipation		2.2. DIODES ET REDRESSEURS	
Puissance totale d'entrée (continue ou moyenne) appliquée à toutes les électrodes <i>Total input power (d.c. or average) to all electrodes.</i>	P_{tot}	2.2.1. Tensions et courants	
Résistance thermique entre les points spécifiés <i>Thermal resistance between specified points</i>	R_{th}	Tension directe (continue) d'une diode <i>Forward voltage (d.c.) of a diode</i>	V_F
Facteur de réduction de la puissance avec la température par °C <i>Thermal derating factor power per °C</i>	K_t	Tension directe (instantanée) d'une diode <i>Forward voltage (instantaneous) of a diode</i>	v_F
Température ambiante (note 1) <i>Ambient temperature</i>	t_{amb}	Tension inverse (continue) d'une diode <i>Reverse voltage (d.c.) of a diode</i>	V_R
Température du boîtier (note 1) <i>Case temperature</i>	t_{case}	Tension inverse (instantanée) d'une diode <i>Reverse voltage (instantaneous) of a diode</i>	v_R
Température de la jonction (note 1) <i>Junction temperature</i>	t_j	Courant direct (continu) d'une diode <i>Forward current (d.c.) of a diode</i>	I_F
Température de stockage (note 1) <i>Storage temperature</i>	t_{stg}	Courant direct (instantané) d'une diode <i>Forward current (instantaneous) of a diode</i>	i_F
<i>Note 1</i> : La lettre t sera utilisée comme symbole de température. Quand il y aura une possibilité de confusion avec t représentant le temps (exemple sur des feuilles de spécifications) la lettre θ devra être utilisée à la place de t . Si cela n'est pas possible et s'il n'y a pas risque de confusion, la lettre T qui indique habituellement la température absolue, peut être utilisée.		Courant moyen de sortie (redressé) d'une diode <i>Average output (rectified) current of a diode</i>	I_o
		Courant inverse (continu) d'une diode <i>Reverse current (d.c.) of a diode</i>	I_R
		Courant inverse (instantané) d'une diode <i>Reverse current (instantaneous) of a diode</i>	i_R
2.1.5. Caractéristiques statiques et de commutation (à des conditions de polarisation spécifiées)		2.2.2. Symboles divers	
Valeur statique de la résistance d'entrée, sortie en court-circuit <i>The static value of the short-circuit input-impedance</i>	h_{11B} h_{11E} h_{11C}	Temps de recouvrement direct <i>Forward recovery time</i>	t_{fr}
		Temps de recouvrement inverse <i>Reverse recovery time</i>	t_{rr}

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
BASSI Giacomo, Ingénieur Commercial, Chef du Service Export, Societe Ducati Elettrotecnica.....	VASSEUR DANZIN	GIRY Jean, Yves, Bernard, élève à l'E.C.T.S.E.E.	de GOUVENAIN CHRÉTIEN
BATTISTINI Gabriele, Ingénieur Commercial, Chef du Service Ventes Pièces Détachées, Societe Ducati Elettrotecnica	VASSEUR DANZIN	GLANTIN Guy, Ingénieur E.E.I.P. à la Société Ducellier Bendic Air Equipement	Denisot JUBIN
BESSEYRE Jacques, André, Licencié ès Sciences, élève à l'E.N.S.E.F.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	GOLINELLI Claude, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT PORTIER
BLACHIER, Ingénieur Radio E.S.E. au Département P.A. de la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.	GROSSI Arrigo, Radiotecnico Copoufficio tecnico Variabili, Société Ducati Elettrotecnica	VASSEUR DANZIN
BOCHI Valerio, Administrateur Délégué, Directeur Général, Societe Ducati Elettrotecnica ...	VASSEUR DANZIN	HENRY Marc, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT
BONNARD Pierre, Marie, Joseph, Ingénieur des Travaux au Département P.A. de la C.S.F. ...	AUBERT SIMON J.C.	HESLING Gérald, Licencié ès Sciences, Docteur en Electronique	BIREBENT MORELIÈRE
BOUCHET Pierre, Bernard, Marie, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique) ...	GAUSSOT REMBLIER	LACHKAR Jean, Ingénieur E.S.E. à l'Institut d'Etudes Nucléaires d'Alger	BLANC-LAPIERRE CACHON
BRAMSLEV Gunnar, Ingénieur P. et T.	DEMAN P. PIPONNIER	LACOUR Jacques, Ingénieur à la Section d'Electronique du C.E.N. de Grenoble	GASNIER GRUNBERG
BRISSET Daniel, Richard, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT REMBLIER	LEFAIVRE Georges, Fernand, Paul, Brevet Electronicien-radar (Auxerre)	PAULIN TRENTEAUX
BUSSENAULT Roland, Marcel, Licencié ès Sciences, (Division Radioélectricité et Electronique) Elève à l'E.S.E.	GAUSSOT REMBLIER	LEGALLAIS Roger, C.N.E.T.	LIBOIS DAYONNET
CABOT Jean-Pierre, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN VILLE	LELLI Imer, Perito Radiotecnico, Tecnico H.F. Société Ducati Elettrotecnica	VASSEUR DANZIN
CAMUS Michel, Henry, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.	LIBOIS POITEVIN	Losco Domenico, Docteur ès Physique, Chef du Contrôle de Qualité de Ducati Elettrotecnica	VASSEUR DANZIN
CANU Jean-Claude, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	MABIRE Pierre, Eugène, Gaston, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN FOLLIOT
CASTET André, élève à l'I.N.S.A. de Lyon.....	ARNAL DAVOINE	MALNAR Léon, Ingénieur à la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.
CATHELIN Michel	HOUDARD BEAUZÉE	MATHEY, Ingénieur E.S.E., Ingénieur-Docteur ..	AUBERT SIMON J.C.
CHABBERT Claude, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	MAVET Armand, Ingénieur Adjoint Electronicien	BEUREL PARIS
CORDELLE Michel, Ingénieur, Chef de la Section d'Electronique du C.E.N. de Grenoble	GASNIER GRUNBERG	MELCHIOR Gérard, Georges, Ingénieur E.T.P. à la C.S.F.	AMSTER POLONSKY
COTTRET Claude, élève à l'I.S.E.P.	ABADIE DESOLLE	MICHAUD Lucien, Jean, Maître sonariste — Marine Nationale	CHRÉTIEN FOLLIOT
COURTEILLE Jean-Claude, Marcel, Bernard, Licencié ès Sciences, Ingénieur I.C.M.B. et Radio E.S.E.	GAUSSOT TABOURIER	MOLE Alain, Ingénieur des Travaux au Département P.A. de la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.
COURTY Albert, Jean, Ingénieur à la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.	MUNROE Paul, Vice-Président, Technical Material Corporation	BENOIT R.C. Jr. MARKS R.L.
DARDENNE Jean, Ingénieur I.D.N. et Radio E.S.E. au Département P.A. de la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.	NGUYEN VAN TRAN, Ingénieur des Télécommunications, Licencié ès-Sciences, Ingénieur au Département P.A. de la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.
DESBLANCS Jacques, élève l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	NOYER Jean-Claude, Ingénieur E.R.E.C.C. de Marseille et E.E.L.M.	POUGET GAUVAN
FORZANI Robert, Alexandre, Ingénieur E.S.E. à l'Institut d'Etudes Nucléaires d'Alger	BLANC-LAPIERRE CACHON	N'TAMACK Dieudonné, élève à l'I.N.S.A. de Lyon	ARNAL DAVOINE
FOURNAS Christian, (de) élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	PASCARD Hubert, Marcel, élève à l'I.S.E.P.	ABADIE DESOLLE
GALIBERT Jean-Claude, Licencié ès Sciences, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	PHAN XUAN Ho, Licencié ès-Sciences, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT
GAZANHES Claude, Licencié ès Sciences, Ingénieur E.S.E.	JOSIA ROQUES	PRATS Maurice, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT

MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
QUIVY PIERRE, Ingénieur E.S.E., au C.E.N. de Grenoble	GASNIER GRUNBERG	BELMAS Jean, Licencié ès-Sciences	DUPIN BIREBENT
RAABE SYLVAIN, Ingénieur E.S.M.E.	VIALA FRANÇOIS	BERNAZ Michel, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
RICHARDEAU André, Ingénieur E.T.P. à la S.A. Philips	LE PORT NINERAILLES	BONNIN Gérard, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
ROFFI André, Ingénieur, Chef de Bureau d'Etudes au Département P.A., de la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.	BOREL Joseph, élève à l'E.I.E. de Grenoble	MOUSSIEGT MUNIER
ROUVEL Jacques, Licencié ès-Sciences, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	BOUCHACOURT Jean, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
SANTINELLO Amedeo, Ingénieur-technico, Societe Ducati Elettrotecnica	VASSEUR DANZIN	BOURBON Pierre, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
STERN Maurice, Ingénieur Radiotélégraphiste E.S.E. et Ingénieur E.N.S.A.	MAILLY LESCHI	DARIGNY Etienne, Ingénieur au Laboratoire Recherches Electro-acoustiques de la Société Kodak-Pathé	LOVICH PINOIR
TOBALEM, Docteur ès-Sciences, Chef de Laboratoire au C.E.N. de Grenoble	GASNIER GRUNBERG	DAUVIN Pierre, René, Ingénieur Commercial à la C.F.T.H.	DAUVIN J. OSWALD
TOSAS-GIRO Raymond, Louis, Sous-Ingénieur E.C.T.S.F., Certificats du C.N.A.M. (Service Technique) C.S.F.	JACQUET BÉRENGUIER	DEBOIS Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radio-électricité et Electronique)	GAUSSOT REMBLIER
TREVOUX Pierre, Ingénieur de l'E.N.A.C., Département P.A. de la C.S.F.	AUBERT SIMON J.C.	DENIS André, Ingénieur E.S.E., Chef de Service Industriel du Laboratoire de Physique appliquée à Sud-Aviation	GUTTON H. LEGROS DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
VAN HOVE Robert, Raymond, Technicien-Contrôleur, S.E.F.T.	DELEAU LADOUCE	DÉCRÉAU Pierre, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
VERGNAUD Michel, Pierre, Licencié ès-Sciences, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	DUPIN BIREBENT	DETAILLEUR Michel, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
ZAMBAUX Pierre, Licencié ès-Sciences, Ingénieur E.S.E. à la Compagnie des machines Bull	AVILÈS LYON-CAEN	Nancy	GUILLIEN GUDEFIN
ANSTETT Bernard, élève à l'E.C.T.S.F.E.	FOLLIOT CHRÉTIEN	CAGAN Vladimir, Docteur ès-Sciences, chargé de Recherches au C.N.R.S.	BERTEAUD VAUTIER
ASLANGUL Denis, Albert, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CONSTANT POIROT	CATTEAU Bernard, élève à l'E.C.T.S.F.E.	FOLLIOT CHRÉTIEN
BAUDART Pierre, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN HOUZÉ	CAZAUAN Alain, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
BAYLE Louis, Joseph, Ingénieur E.N.S.E.M. de BEAUFILS Pierre, Camille, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN	CHABAUD Roger, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN HOUZÉ
		COGNET Jean, élève à l'E.C.T.S.F.E.	DE GOUVENAIN CHRÉTIEN
		COULMY Daniel, Georges, Maurice, Ingénieur Militaire Principal des Télécommunications ...	REVIRIEUX DE MIRBECK

(La suite des nouveaux membres sera publiée dans un prochain numéro)

OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

O. 543 C. — IMPTE STÉ RADIO-PROFESSIONNELLE proche banlieue Nord recherche :

1^o INGÉNIEURS ou CADRES
Bureau d'études ayt longue expérience dossiers fabrications radioélectriques pr industrialisation matériels.

2^o INGÉNIEURS ou CADRES DE MATÉRIELS
ayt expérience confirmée fabricat. radio ou électronique professionnelle, pr Coordination (programme-Commercial-technique-production).

Possibil. développe. Carrière. Discretion assurée. Ecr. 1^{re} lettre N° 13 824. Contesse Publicité, 20 av. Opéra. Paris 1^{er} q. tr.

O. 541 C. — Cie assoc. d'Import. Groupes Electroniques, 128, r. de Paris — MONTREUIL (Métro Robespierre) rech. UN INGÉNIEUR POSITION 2 — HYPERFRÉQUENCES Cantine — Avantages sociaux. Ecr. av. Curr. Vitae dét. au Serv. du PERSONNEL.

O. 545 C. — THOMSON GENNE-VILLIERS rech. pr labo d'études de matériels nouveaux à haute technicité dans les domaines radio émission — télévision — télécommunications

INGÉNIEURS — ÉLECTRONICIENS gdes Ecoles ayt si possible quelques années expérience. Possibil. intéress. développement carrière ds secteurs en large expansion. 1^{re} lettre Serv. personnel 6, r. Fossé-Blanc, GENNEVILLIERS. Discretion ass.

O. 549 C. — STÉ POUR L'ÉTUDE et la RÉALISATION D'ENGINS BALISTIQUES recherche INGÉNIEURS

de préférence GDE ÉCOLE ou ayt Expér. missiles pr essais engins balistiq. Situat. bien rémunérées. Avant. Socx. divers. Semaine en 5 jrs. Restaurant d'entreprise. Ecr. ou se présenter SERVICE PERSONNEL S.E.R.E.B., 55, r. V.-Hugo, COURBEVOIE. DEF. 37-85.

O. 546 C. — Cie des Ferrites électroniques COFELEC Cie associés d'impts groupes électroniques 128, r. de Paris, MONTREUIL, Métro Robespierre rech. AT3 ou ATP ÉLECTRONICIENS ayt connaissances circuits impulsions. Restaurant — Avantages Sociaux, Ecr. av. CV. au Service du Personnel.

O. 553 C. — Proche banlieue Nord Sté moyenne, jne, dyn, pleine expansion rech. pr département ÉTUDES NOUVELLES (applications des Semiconducteurs)

INGÉNIEURS

AGENTS TECHNIQUES
DESSINATEURS

toutes catégories
Sté QUENTIN et Cie
2, r. Hoche HERMONT (S.-et-O.). Tél. 19.91 à Eaubonne.

O. 552. C. — Impte Sté d'électronique
recherche pr prendre

DIRECTION

Usine de production à implanter région
OUEST.

1 INGÉNIEUR

GRANDES ÉCOLES

ayt PLUSIEURS ANNÉES

d'EXPÉRIENCE de production indus-
trielle en électronique professionn. et con-
naiss. les techniq. modernes d'organisat.
Facilités logement. Discrétion assurée.
Adr. C.V. manus. Dét. N° 21.015 Contesse
Publicité 20 Av. Opéra. Paris 1^{er} q. tr.
Les curr. vit. communiqués seront retour-
nés aux candidats non retenus.

O. 550. C. — SETI (Sté Européenne
pour le traitement de l'Information) (Nou-
velle Sté Groupe CDC) rech. Plusieurs
AGTS TECHNIQUES conaiss. technique
numérique ou analogique pour matériel à
transistor. Se prés. ts les jours sf. Sam.
de 8 à 10 h 30 - 14 - 16 h. 4 r. Marcelin
Berthelot. — MONTROUGE.

Ecr. av. CV au Service du Personnel.

O. 554 C.

INDATOM à PARIS recherche :

POUR SON SERVICE GÉNIE ATOMIQUE

ÉTUDES ET
RÉALISATIONS DE
GRANDS ENSEMBLES

UN INGÉNIEUR
ÉLECTRICIEN
CONFIRMÉ

Connaissant bien

- AUTOMATISMES
- APPAREILLAGES HT-BT
- INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES
(Référence 756 B)

SITUATIONS INTÉRESSANTES

Ecrire avec C.V. (sous référence
correspondant au Poste)
65, Av. Kléber

C.O.R.T. PARIS-16^e
DISCRÉTION GARANTIE

UN INGÉNIEUR
ÉLECTRICIEN
CONFIRMÉ

Expérience souhaitée
dans les domaines suivants :

- MESURES
- TRAITEMENT DES INFORMA-
TIONS
- SERVO-MÉCANISMES
(Référence 756 A)

O. 551. C. — INGÉNIEUR ET TECH-
NICIEN Etude et fabrication de compo-
sants électroniques-bobinages. CLO. 31 b,
rue Traversière, BOULOGNE-S.-SEINE.
— MOL. 49.70.



Revue affiliée au Syndicat
de la Presse Radioélectrique
Française - Paris



La plus ancienne
expérience en pièces
diverses pour
Radio et Télévision
SUPPORTS DE TUBES
Ceillets, cosses, rivets,
blindages, etc...



MF 428

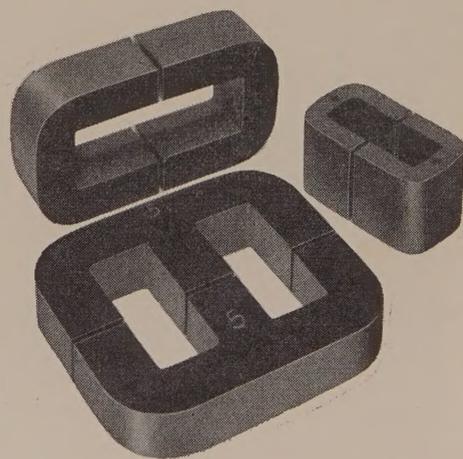
MF 429

D.I.P.R.

MANUFACTURE FRANÇAISE D'CEILLETS MÉTALLIQUES

Société Anonyme au Capital de 120.000.000 de frs

BOLIVAR-67-39 - 5, rue de Dunkerque - PARIS X



CIRCUITS COUPÉS A GRAINS ORIENTÉS
SILICORE

Stock permanent
LIVRAISON IMMÉDIATE

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

Demander
notre BROCHURE
technique
et Tarif gratuits

ISOLECTRA
MARQUE DÉPOSÉE

9, RUE DU COLONEL-RAYNAL
MONTREUIL (Seine)
— Tél. : AVR. 38-25 (2 lignes) —

Commander
chez ISOLECTRA
c'est
gagner du temps !

Rapy

Comment exploiter vos inventions aux U.S.A.

Obtention du brevet américain et implantation aux U.S.A.

PAR

Dr WORTH WADE, *Pb. D.*

TRADUIT ET ADAPTÉ PAR

LOUIS CHEREAU

*Ingénieur-Conseil en Propriété Industrielle
Expert près le tribunal de grande Instance de la Seine
et la Cour d'Appel de Paris*

Un volume de 116 pages, 15 x 24 cm, 34 fig. Relié pleine toile sous jaquette.

Prix : 25 NF dans les bonnes librairies techniques.

Honoré d'un Avant-Propos de Monsieur Guillaume FINNISS, Inspecteur Général de l'Industrie et du Commerce, Directeur de l'Institut National de la Propriété Industrielle, l'ouvrage de l'éminent spécialiste américain qu'est le Dr Worth WADE a pour objet principal de faire « découvrir l'Amérique aux inventeurs européens ».

Sous le titre « COMMENT EXPLOITER VOS INVENTIONS AUX U.S.A. » il enseigne la nécessité d'obtenir d'abord des brevets américains, puis il montre à l'appui de preuves concrètes, l'extrême réceptivité du public américain et de l'industrie américaine grande, moyenne ou petite pour les inventions européennes brevetées aux Etats-Unis.

Il donne d'utiles indications sur la manière dont doivent être rédigés les contrats de licence de brevets. Pour faciliter l'application de ses enseignements à ce sujet, il donne une « liste de vérification pour l'élaboration des contrats de licence ».

Enfin, l'ouvrage est complété par des statistiques qui démontrent que les échanges de brevets entre l'Europe et les Etats-Unis d'Amérique restent ridiculement bas, la France ayant obtenu, en moyenne, aux Etats-Unis, ces dernières années, guère plus de brevets américains que la Suisse...

Il faut donc espérer, comme le souhaite Monsieur Guillaume FINNISS dans son Avant-Propos, que nos inventeurs prennent de plus en plus conscience de l'intérêt de l'exploitation à l'étranger des résultats de la Recherche Scientifique et Technique française afin, en particulier, «... de contribuer à la création d'entreprises françaises à l'étranger et à accroître ainsi, en même temps que nos ressources nationales, le rayonnement de notre pays ».

C'est Monsieur Louis CHEREAU, Ingénieur-Conseil en Propriété Industrielle, Expert près la Cour d'Appel de Paris et le Tribunal de Grande Instance de la Seine, qui a préparé cette version française en la complétant de nombreuses notes, de références bibliographiques et surtout du Chapitre XI montrant par des exemples concrets l'extraordinaire réceptivité du public et des diverses firmes industrielles américaines pour les inventions, et plus particulièrement pour les inventions européennes.

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES DE L'OUVRAGE

Avant-propos — Intérêt des brevets américains — Préface — Note concernant l'auteur — Bibliographie.

CHAP. I — Nature et profits des brevets d'invention — II — Le brevet américain — sa substance — III — Comment protéger votre invention aux Etats-Unis d'Amérique — IV — Comment rédiger une demande de brevet — V — Manière de rédiger des revendications — VI — Le bureau américain des brevets — VII — Procédure concernant une demande de brevet américain — VIII — Comment lire un brevet américain — IX — Usage et mésusage des brevets aux Etats-Unis d'Amérique — X — Différences entre les brevets américains et les brevets étrangers — XI — Intérêt porté par l'industrie et le public américains aux inventions brevetées aux U.S.A.

ÉDITIONS CHIRON, PARIS-VI^e

C.C.P. PARIS 53-35

es embrayages et freins électriques

WARNER

**"PUISSANCE ET PRÉCISION
DANS UN
ENCOMBREMENT RÉDUIT"**



Série Miniature

**SERVO-MÉCANISMES
CALCULATEURS
RADARS - PILOTES AUTOMATIQUES
PHYSIQUE
ENERGIE NUCLEAIRE, etc...**

WARNER FRANCE

S.A. AU CAPITAL DE 1.150.000 NOUVEAUX FRANCS
175-179 Bd St-Deins - COURBEVOIE (Seine) - DEF. 15-08

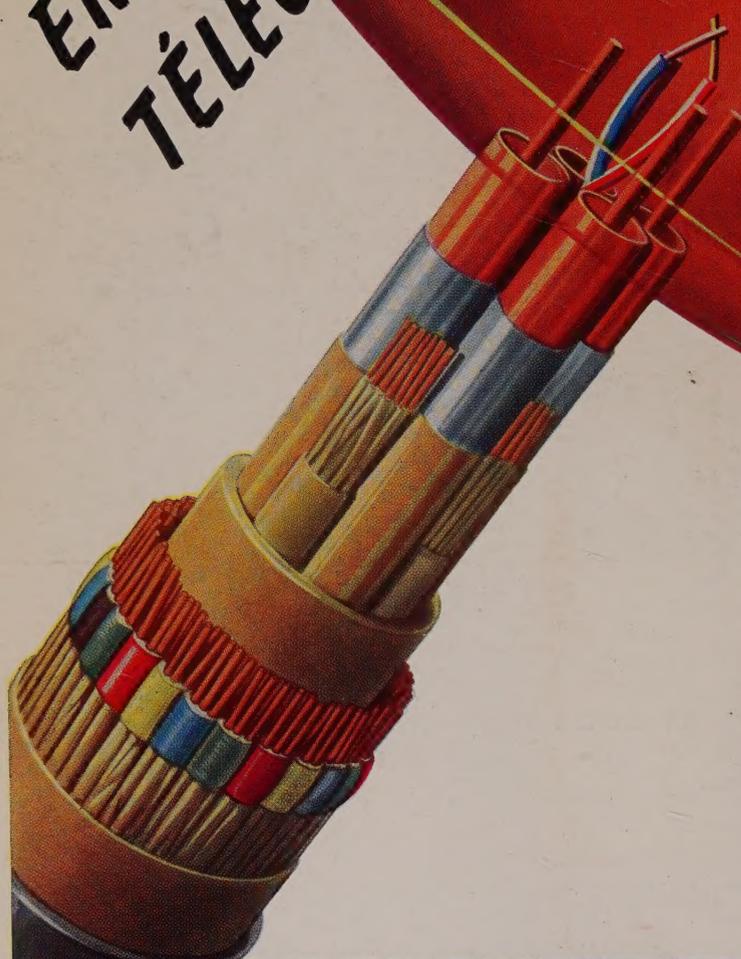


**LICENCE
WARNER ELECTRIC
BRAKE & CLUTCH C^o
BELOIT U.S.A.**

**4 modèles
couple statique
de 2 à 276 cm/kg**

**Pour les couples supérieurs
et jusqu'à 100 mkg
nous consulter**

**ÉNERGIE NUCLÉAIRE
TÉLÉCOMMUNICATIONS
ÉLECTRONIQUE**



SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES
ÉNERGIE NUCLÉAIRE • TÉLÉCOMMUNICATIONS • ÉLECTRONIQUE
69. RUE DE MONCEAU. PARIS 8^e LAB. 60-50

Giorgi