

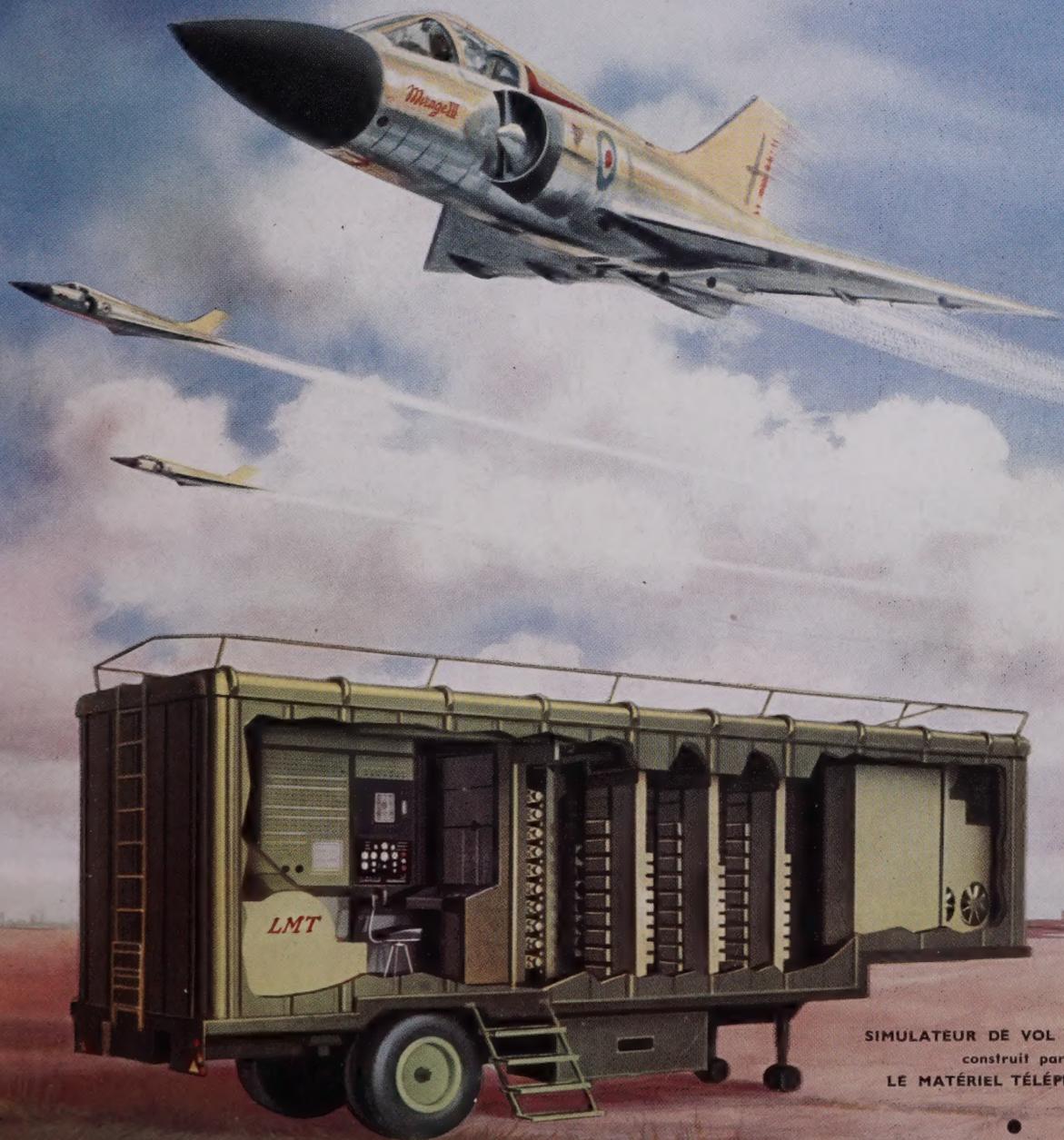
L'ONDE ÉLECTRIQUE

40^e ANNÉE - N° 400-401

JUILLET-AOÛT 1960

PRIX : 4 NF

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

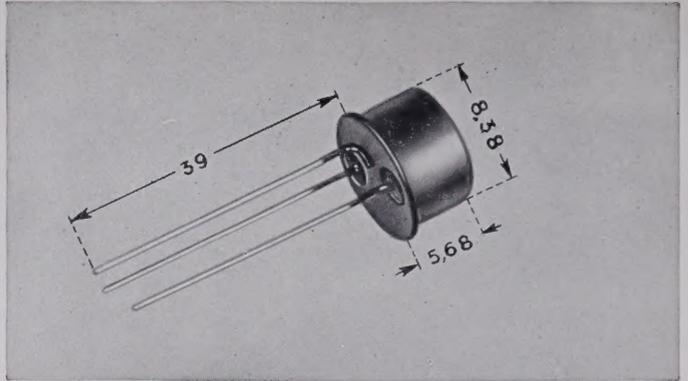
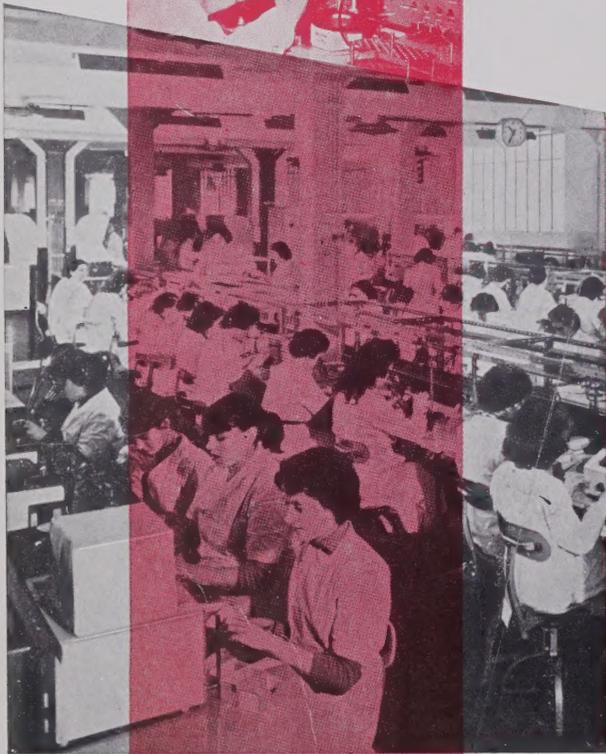
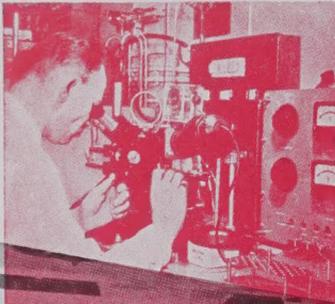
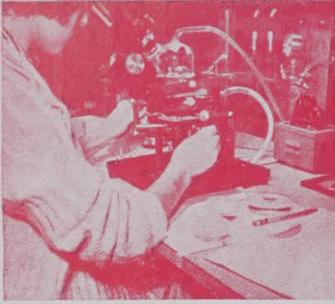


SIMULATEUR DE VOL MIRAGE III
construit par
LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE

Le synchrotron à protons du C.E.R.N.,
P. LAPOSTOLLE. — Propagations des ondes
dans la troposphère, J.A. SXTON. —
Simulateurs de vol, S.M. POOLE. — Sys-
tème multiplex de transmission des informa-

Transistors NPN

S I L I C I U M



HAUTE FRÉQUENCE TYPES THP 36 - THP 106 - 2 N 337 - 2 N 338

Ces transistors au silicium sont spécialement conçus pour répondre aux applications haute fréquence : oscillateurs, amplificateurs à fréquence intermédiaire, amplificateurs HF, circuits de commutation des équipements professionnels destinés à fonctionner à des températures élevées.

LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION		THP 36	THP 106	2 N 337	2 N 338	UNITÉS
Dissipation admissible au collecteur (à 25° C)	P_C	150	150	125	125	mW
Tension max. entre collecteur et base	V_{CB}	30	30	45	45	V
Courant collecteur max.	I_C	+25	+25	+20	+20	mA
CARACTÉRISTIQUES MOYENNES A 25° C						
Coefficient d'amplification de courant moyen	h_{21b}	0,92	0,96			
Gain en courant dynamique	h_{21e}			55	99	
Gain en courant statique $V_{CE} = 5V; I_c = 10mA$	h_{21E}			35	75	
Fréquence de coupure	f_{α}	6	10	30	45	MHz
Courant inverse collecteur $(V_{CB} = 30V)$	I_{CBO}	0,2	0,2	0,005	0,005	μA
$(V_{CB} = 45V)$	I_{CBO}					μA

Le Département Semiconducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston a déjà mis en service plus de 10 millions de dispositifs.

Vingt-cinq ingénieurs de recherche préparent en permanence la mise en fabrication de nouveaux produits et des chaînes entièrement automatiques augmentent encore le potentiel de production.

AUTRES FABRICATIONS : Diodes à pointe au germanium et au silicium - Diodes à jonction au silicium - Photodiodes au silicium - Eléments redresseurs de toutes puissances au silicium - Diodes Zener - Transistors BF - MF - HF et commutation au germanium et au silicium - Transistors de puissance - Tétrodes.

DÉPARTEMENT SEMICONDUCTEURS

THOMSON  **HOUSTON**

41, RUE DE L'AMIRAL MOUCHEZ - PARIS 13^e
TÉL: PORT-ROYAL 32-74 et 37-00



Agence PUBLIDITEC

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XL

JUILLET-AOUT 1960

N° 400-401

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Cotisations des Membres de la Société : Voir au verso "Extraits des Statuts"

SOMMAIRE

	Pages
Le synchrotron à protons du C.E.R.N. P. LAPOSTOLLE	489
Quelques réflexions sur la propagation des ondes radioélectriques à travers la troposphère J.A. SAXTON	505
Les simulateurs de vol S.M. POOLE	515
Nouveau système multiplex de transmission des informations M. SOUBIÈS-CAMY	525
Informations :	
Documentation technique	543
Bibliographie	548
Communiqués	549

Sur notre couverture :

Le Simulateur de vol Mirage III construit par la Société Le Matériel Téléphonique, 46, quai de Boulogne, Boulogne-sur-Seine. Tél. MOL 50-00.

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

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

ÉDITIONS CHIRON

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

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

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

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1960)

M. l'Ingénieur Général André ANGOT.

Président désigné pour 1961

M. le Général de C.A. Jean GUERIN.

Vice-Présidents

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

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

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

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoins

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

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

Trésorier

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

Secrétaires

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

MM. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

M. THUE, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

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

Rédaction de l'Onde Electrique

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

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

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

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GRUPE D'ALGER

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

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

GRUPE DE L'EST

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

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

GRUPE DE GRENOBLE

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

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

GRUPE DE MARSEILLE

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

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

GRUPE DU NORD

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

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

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

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

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

EXTRAITS DES STATUTS

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite

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

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

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

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

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

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

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

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

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

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	25 NF
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	12,50 NF
Sociétés ou Collectivités	150 NF
	ou 350 NF
	ou 750 NF

au gré de la Société ou Collectivité, Particuliers résidant à l'étranger 25 NF plus frais postaux + 5 NF

* NDLR. Cette revue est l'Onde Electrique

Changement d'adresse : Joindre 0,5 NF à toute demande

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LE SYNCHROTRON A PROTONS DU CERN, par P. LAPOSTOLLE, *Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire, Genève*. *Onde Electrique* de juillet-août 1960 (pages 489 à 504).

Le 24 novembre 1959, avec quelques mois d'avance sur le programme prévu, le synchrotron à protons de l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire atteignait l'énergie de 24 milliards d'électrons volts, soit deux fois et demi plus qu'aucun autre accélérateur au monde n'avait jamais atteint. Et le 8 décembre cette énergie était portée à 28 milliards d'électron volts.

L'*Onde Electrique* avait publié en décembre 1956 un article sur les grands accélérateurs de particules où quelques indications étaient fournies sur la machine du CERN alors en construction.

Avec une description plus détaillée sera donné ici un aperçu sur la mise en route de ce synchrotron dont les performances ont largement confirmé les espoirs placés en lui.

SIMULATEURS DE VOL par S.M. POOLE, *Chef du Département Simulateurs à la Société Le Matériel Téléphonique*. *Onde Electrique* de juillet-août 1960 (page 515 à 524).

Cet exposé a pour objet de faire connaître la nature des simulateurs d'entraînement au sol et de donner un aperçu des éléments de calcul, de l'organisation générale des divers organes et des considérations techniques d'installation. Les avantages économiques, civils et militaires y sont traités également.

NOUVEAU SYSTÈME MULTIPLEX DE TRANSMISSION DES INFORMATIONS, par M. SOUBIÈS-CAMY, *Compagnie Industrielle des Téléphones*. *Onde Electrique* de juillet-août 1960 (pages 525 à 542).

Dans cet article, l'auteur décrit un matériel de conception nouvelle, destiné à la transmission cyclique d'informations binaires sur une voie télégraphique unique.

Ce matériel, entièrement transistorisé, permet la transmission successive, soit de 12 télémessures présentant une précision meilleure que 1 %, soit de 12 groupes de 6 téléseñalisations d'ouverture ou de fermeture, soit encore de toute combinaison mixte des unes et des autres, dans les limites autorisées par la capacité du système.

Compte tenu des signaux utilisés pour les besoins de la synchronisation, la mise à jour des informations s'effectue toutes les deux secondes environ. Toutefois, dans les cas où il est possible de disposer d'une largeur de bande supérieure à 120 Hz, les cadences de transmission peuvent être accrues dans des proportions importantes.

Le même système peut être utilisé pour la transmission en sens inverse de télécommandes, moyennant l'adjonction de dispositif de contrôle destinés à assurer la sécurité absolue de l'exploitation.

QUELQUES RÉFLEXIONS SUR LA PROPAGATION DES ONDES RADIOÉLECTRIQUES A TRAVERS LA TROPOSPHÈRE, par J.A. SAXTON, *D.S.I.R. Radio Research Station, Ditton Park, Slough, Bucks, Grande-Bretagne*. *Onde Electrique* de juillet-août 1960 (page 505 à 514).

Après un aperçu historique des développements de l'étude de la propagation troposphérique à grande distance, et un compte rendu des caractéristiques de la propagation des ondes radioélectriques standard et non-standard sur des fréquences dépassant 30 MHz on donne un examen critique des connaissances actuelles de la diffusion troposphérique. Quelques investigations récentes sont décrites et des preuves sont avancées en faveur de la théorie de propagation trans-horizon sous un aspect assez général, basée sur une troposphère feuilletée plutôt qu'uniquement ou même principalement sur la turbulence atmosphérique

SUMMARIES OF THE PAPERS

FLIGHT SIMULATION, by S.M. POOLE, *Chef du Département Simulateurs à la Société Le Matériel Téléphonique*. *Onde Electrique*, July-August 1960 (pages 515 to 524).

The aim of this account is to explain the nature of ground-based flight simulators for training with a sketch of design considerations, the arrangement of the components and the technical considerations arising in installation. There is also a discussion of the economic, civil and military advantages.

A NEW MULTI-CHANNEL SYSTEM FOR DATA TRANSMISSION, by M. SOUBIES-CAMY, *Compagnie Industrielle des Téléphones*. *Onde Electrique*, July-August 1960 (pages 525 to 542).

The author describes a newly designed equipment for the transmission of binary data, on a time-division basis, upon on telegraph channel.

This fully transistorised equipment makes it possible to transmit sequentially either 12 telemetering signals showing an accuracy better than 1 %, or 12 groups of 6 remote-indications of the make-and-break type, or any combination of both signals, within the limits of the capacity of the system. Taking into account the signals used for synchronisation, the informations are restored up to date every 2 seconds. However, if a channel bandwidth higher than 120 Hz is available, the transmission speeds can be significantly increased.

The same system can handle remote control signals in the reverse direction when it is completed by checking devices intended to provide a very high reliability of operation.

CERN : THE PROTON SYNCHROTRON, by P. LAPOSTOLLE, *Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire, Genève*. *Onde Electrique*, July-August 1960 (pages 489 to 504).

On November 24th, 1959, several months ahead of the expected date, the proton synchrotron belonging to the Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire reached the energy-level of 24,000 million electron volts which is $2\frac{1}{2}$ times higher than any other accelerator anywhere in the world has ever reached. On the 8th December that level was raised to 28,000 million volts.

L'Onde Electrique published in December 1956 an article about large-scale particle accelerators in which were included some details of the CERN machine, then under construction. There is now given here a mere detailed account together with a sketch of the setting up of this synchrotron which has abundantly justified the hope placed in it.

THE PROPAGATION OF RADIO WAVES IN THE TROPOSPHERE, by J.A. SAXTON, *D.S.I.R. Radio Research Station, Ditton Park, Slough, Bucks, England*. *Onde Electrique*, July-August 1960 (pages 505 to 514).

After an historical sketch of developments in the study of long distance tropospheric propagation and a summary of the propagation characteristics for frequencies above 30 Mc/s, the writer analyses present-day knowledge about tropospheric diffusion. Recent investigation are described and arguments are advanced for a theory which considers propagation beyond the horizon as being based on a layered troposphere rather than solely or even principally upon atmospheric turbulence.

LE SYNCHROTRON A PROTONS DU C.E.R.N. (1)

PAR

P. LAPOSTOLLE

*Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire
(Genève)*

Le 24 novembre 1959, avec quelques mois d'avance sur le programme prévu, le synchrotron à protons de l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire atteignait l'énergie de 24 milliards d'électron volts, soit deux fois et demi plus qu'aucun autre accélérateur au monde n'avait jamais atteint. Et le 8 décembre cette énergie était portée à 28 milliards d'électron-volts.

L'Onde Electrique avait publié en décembre 1956[1] un article sur les grands accélérateurs de particules où quelques indications étaient fournies sur la machine du CERN alors en construction. Avec une description plus détaillée sera donné ici un aperçu sur la mise en route de ce synchrotron dont les performances ont largement confirmé les espoirs placés en lui.

1. Les grands accélérateurs dans le monde

Après l'invention du synchrotron en 1945, au cours de la dernière décade des accélérateurs d'énergie de plus en plus élevée ont vu le jour.

Le premier grand en date, le Cosmotron, de 3,5 GeV (2) entra en service en 1952 au laboratoire de Brookhaven non loin de New-York.

Peu de temps après, en 1953, le Bevatron, de 6,5 GeV était mis en route au Lawrence Radiation Laboratory de l'Université de Berkeley près de San Francisco. C'est avec lui que furent découverts l'antiproton, puis l'antineutron.

C'est à ce moment aussi que fut décidée l'entreprise du CERN et la construction d'un accélérateur européen géant. Les premiers projets prévoyaient un synchrotron de 10 GeV déjà sensiblement plus grand qu'aucun autre appareil existant. Mais la chance voulut qu'à cette époque fut découvert le principe de la focalisation alternée qui devait per-

mettre, pour un prix du même ordre de construire un accélérateur de 25 GeV.

Malgré le risque que présentait l'emploi d'un principe nouveau, c'est un synchrotron à focalisation alternée de 25 GeV dont la construction fut décidée à Genève. En même temps les Etats-Unis entreprenaient la réalisation d'une machine semblable, de 25 à 30 GeV, au laboratoire de Brookhaven, près de New-York.

La construction de telles machines est longue ; les estimations prévoyaient une durée d'environ 6 ans et l'achèvement des deux accélérateurs pour 1960.

Cette durée entraîne un décalage entre la situation (nombre, énergie) des accélérateurs existant au moment du démarrage d'un projet de nouvelle machine et son entrée en service. Or si, en 1953 il était possible de connaître les autres projets en cours de réalisation en Amérique ou en Europe, les rapports avec l'URSS ne permettaient pas encore de connaître la situation exacte derrière le rideau de fer.

Ce n'est ainsi qu'en 1956 que fut révélée la construction en Russie à l'Institut de Recherches Nucléaires de Dubna d'un grand synchrotron, un « synchrophasotron » selon la terminologie russe, de 10 GeV. Entrepris trop tôt, il n'avait pu profiter de l'invention de la focalisation alternée. Il fut mis en service en 1957.

Citons aussi la mise en service en 1958 de SATURNE, synchrotron de 3 GeV à Saclay, au Commissariat à l'Energie Atomique.

Terminé à la fin de 1959, le synchrotron du CERN est donc largement le plus puissant du monde ; du moins le restera-t-il jusqu'à la mise en service de l'accélérateur de Brookhaven aux Etats-Unis.

Le tableau 1 résume la situation actuelle des divers accélérateurs d'énergie nettement supérieure à 1 GeV. Elle est complétée par la liste des projets en cours d'étude ou de réalisation [2].

(1) Conférence présentée à la Sorbonne devant la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, le 25 juin 1960.

(2) 1 GeV = 1 milliard d'électron-volts, énergie équivalente à celle que prendrait un électron accéléré sous une différence de potentiel d'un milliard de volts.

TABLEAU I. — LES GRANDS ACCÉLÉRATEURS DANS LE MONDE

	Date de la mise en service	Energie (p : protons e : électrons)	Intensité (particules par seconde)
<i>En service</i>			
Brookhaven (Cosmotron)	1952	p 3,5 GeV	2 10 ¹⁰ p/s
Berkeley (Bevatron)	1953	p 6,5 GeV	2.10 ¹⁰ p/s
Dubna (synchrotron)	1957	p 10 GeV	10 ⁹ p/s
Saclay (Saturne)	1958	p 3 GeV	4.10 ⁹ p/s
Genève CERN	1959	p 28 GeV	5.10 ¹⁰ p/s
<i>En construction ou en projet</i>			
Brookhaven (AGS)	1960	p 30 GeV	10 ¹⁰ p/s
Princeton	1960	p 3 GeV	2.10 ¹² p/s
Moscou	1960	p 7 GeV	
Cambridge (Harvard)	1961	e 6 GeV	6.10 ¹² p/s
Harwell (Nimrod)	1961	p 7 GeV	5.10 ¹¹ p/s
Lemont-Argonne (ZGS)	1962	p 12,5 GeV	2,5.10 ¹¹ p/s
Hamburg (Desy)	1963	e 6 GeV	5.10 ¹² p/s
Canberra	1963 ?	p 10 GeV	
Serpukov (près Moscou)	1965 ?	p 50 — 70 GeV	
Stanford (accél. linéaire)	1966 ?	e 45 GeV	3,5.10 ¹⁴ p/s
Oak Ridge	?	p 12 GeV	1,2.10 ¹⁴ p/s

Les plans et photographies donnent un aperçu de l'accélérateur du CERN. Les paragraphes qui vont suivre insistent surtout sur les problèmes particuliers que la construction d'une telle machine a posés et la façon dont s'est effectuée sa mise en route.

2. Les problèmes particuliers posés par la construction du Synchrotron du CERN

2.1. DIAMÈTRE

Le synchrotron est une machine circulaire où les particules accélérées sont soumises à l'action d'un champ magnétique. Ce champ est produit par des électro-aimants disposés en couronne sur une orbite sensiblement circulaire. Il est chargé

de produire la courbure de l'orbite

d'assurer la focalisation des particules autour de cette orbite.

Nous renvoyons à des articles plus détaillés pour l'analyse de ce mécanisme [1] [3 à 5].

Mais nous pouvons remarquer que si le champ magnétique assurant la courbure des particules est produit par des électro-aimants, il est difficile, si l'on veut utiliser convenablement le circuit magnétique, de dépasser 20 kG. Et même, si l'on veut éviter toute saturation qui pourrait donner lieu à une distorsion du champ, 16 kG sont déjà beaucoup.

D'après la relation :

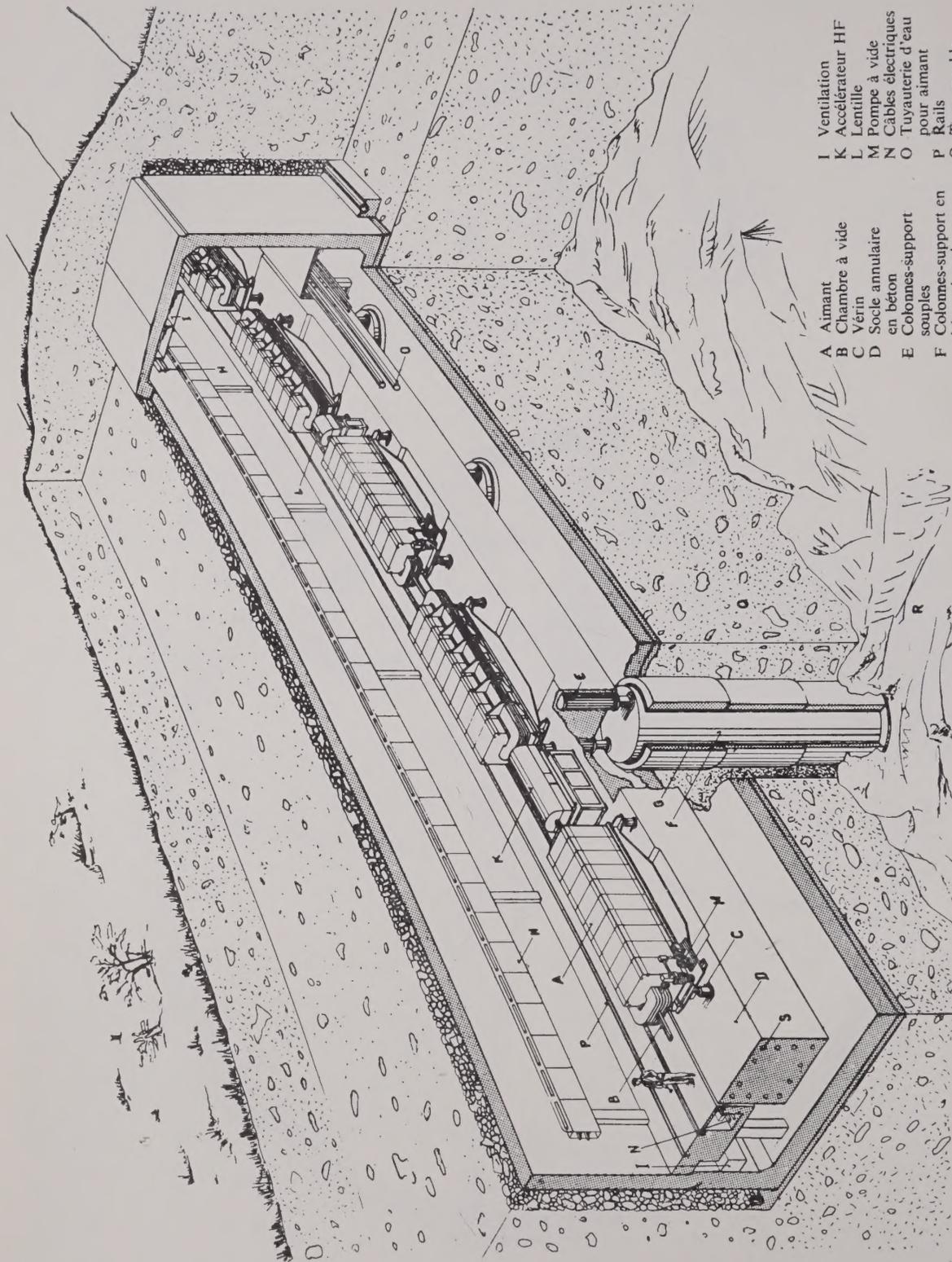
$$R = \frac{mv}{eB}$$

qui donne le rayon de courbure R d'une particule de masse relativiste m de vitesse v et de charge e dans un champ d'induction magnétique B , on peut voir que pour les particules de plus en plus rapides ou



FIG. 1. — Le Synchrotron du CERN. Vue d'ensemble. Au deuxième plan on aperçoit le remblai circulaire de 200 m de diamètre qui recouvre le tunnel abritant le synchrotron. Le bâtiment à gauche est celui des halls d'expérience actuels. Dans le fond la chaîne du Jura.

d'énergie de plus en plus grande, le rayon de courbure croît. On arrive ainsi, pour des protons de 25 GeV à des diamètres d'orbite bien supérieurs à 100 mètres. Or, il faut tenir compte du fait que, pour des raisons pratiques de construction ou d'exploitation de la machine, il n'est pas possible de créer le champ magnétique sur tout le tour de l'orbite, mais seulement sur une fraction ; de plus la valeur de 16 kG ne s'applique pas nécessairement au champ régnant à l'endroit du passage des particules mais représente un maximum dans l'entrefer ; si en particulier l'on est amené à utiliser des distributions inhomogènes de champ, le diamètre doit être encore plus élevé. Dans l'accélérateur du CERN, le diamètre moyen a été fixé à 200 mètres, et le rayon de courbure dans le champ magnétique à 70 mètres. Ainsi avec un champ de 12 kG sur l'orbite (et un champ maximum supérieur à 16 kG dans l'entrefer) on peut maintenir sur leur orbite des protons de 24,5 GeV



- | | | |
|---|----------------------------|----|
| I | Ventilation | HF |
| K | Accélérateur | |
| L | Lentille | |
| M | Pompe à vide | |
| N | Câbles électriques | |
| O | Tuyauterie d'eau | |
| P | pour aimant | |
| Q | Rails | |
| R | Terre meuble | |
| S | Roc | |
| | Contrôle de la température | |
| | du béton | |
-
- | | |
|---|---------------------------------------|
| A | Aimant |
| B | Chambre à vide |
| C | Vérin |
| D | SoCLE annulaire en béton |
| E | Colonnes-support souples |
| F | Colonnes-support en béton dans le roc |
| G | Bitume |
| H | Pont roulant de 2 tonnes |

Fig. 3. — Coupe et vue en perspective cavalière du bâtiment annulaire, des fondations, des aimants et de l'appareillage.

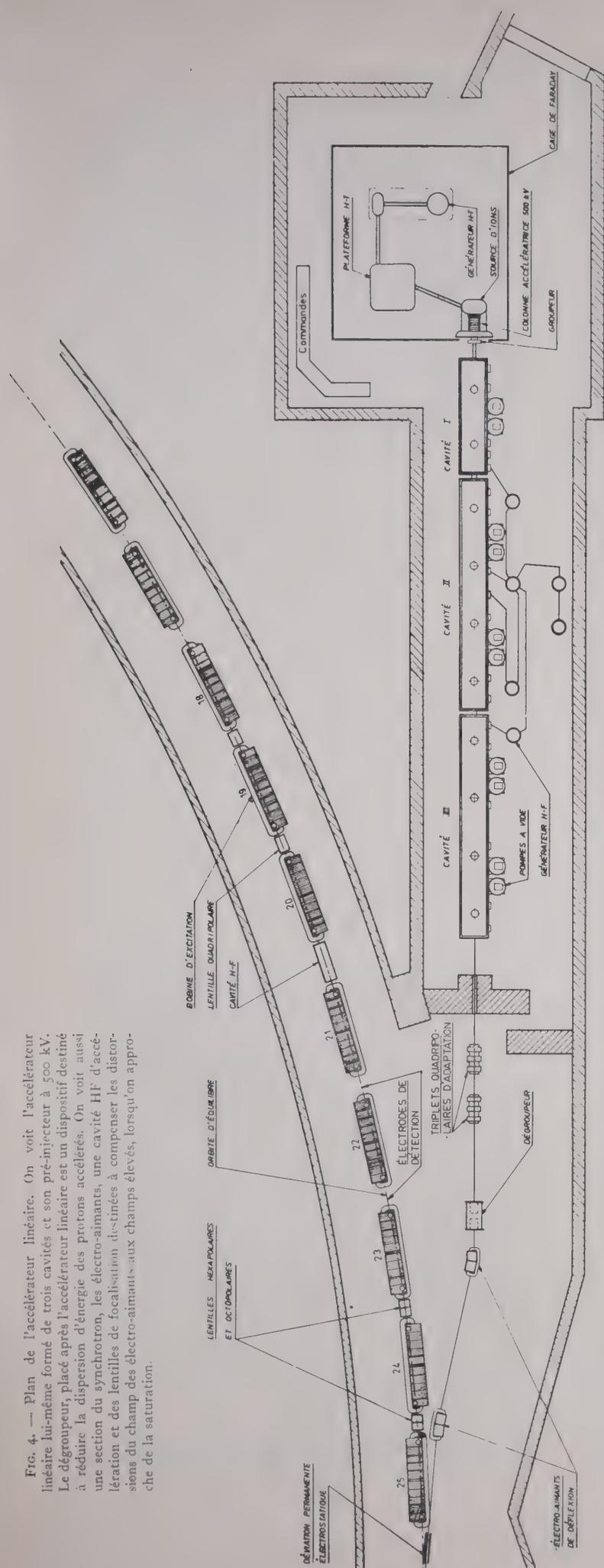


FIG. 4. — Plan de l'accélérateur linéaire. On voit l'accélérateur linéaire lui-même formé de trois cavités et son pré-injecteur à 500 kV. Le déboureur, placé après l'accélérateur linéaire est un dispositif destiné à réduire la dispersion d'énergie des protons accélérés. On voit aussi une section du synchrotron, les électro-aimants, une cavité H-F d'accélération et des lentilles de focalisation destinées à compenser les distorsions du champ des électro-aimants aux champs élevés, lorsqu'on approche de la saturation.

et avec un champ de 14 kG (champ maximum supérieur à 18 kG) des protons de 28,5 GeV.

Ces dimensions sont considérables. Un tel appareil ne peut plus être installé à l'intérieur d'un bâtiment, dans un grand hall, comme l'avaient été les autres synchrotrons. Au contraire il est construit dans un tunnel souterrain d'un peu plus de 600 mètres de circonférence ; la machine étant enterrée, le problème de la protection contre les irradiations produites est du même coup résolu.

Mais il est aisé d'imaginer les problèmes que des dimensions aussi considérables posent pour une machine qui, on le verra, allie de gros aimants aux tolérances géométriques très étroites, des appareils électroniques délicats et des installations à vide poussé, le tout étant, bien entendu, inaccessible pendant le fonctionnement de l'accélérateur et ne pouvant être commandé et surveillé qu'à distance.

2.2. FOCALISATION

Le champ magnétique est aussi destiné à focaliser les particules. Au cours de leur accélération celles-ci décrivent près de 500 000 tours et parcourent une distance sensiblement égale aux deux tiers de celle séparant la terre de la lune. Il est évident qu'un dispositif de *guidage* est nécessaire pour éviter que les particules ne se perdent et les obliger à rester dans l'entrefer des électro-aimants.

Ce *guidage* doit comporter en fait deux dispositifs d'asservissement : *asservissement de vitesse* ou d'énergie, suivant le programme d'accélération établi pour la machine ;

Asservissement de direction pour éviter toute déviation latérale.

Ce deuxième *guidage* est assuré par la *focalisation*.

Lorsqu'une particule s'écarte de l'orbite dite *d'équilibre* elle est soumise à des forces de rappel qui tendent à la ramener sur l'orbite. Intuitivement on comprend que plus les forces de rappel sont grandes plus le faisceau de particules peut être canalisé autour de l'orbite d'équilibre au cours de l'accélération.

Ces forces de rappel sont, en pratique, fournies par le champ magnétique lui-même. On devine l'intérêt que peut présenter l'emploi de forces de rappel élevées qui, canalisant mieux les particules, réduit l'espace dans lequel elles circulent ; on limite ainsi le volume où il est nécessaire de faire le vide et, surtout, le volume où il faut créer le champ magnétique lui-même. Si cet espace est réduit, l'entrefer des électro-aimants est plus petit et toutes les dimensions de ces électro-aimants, leur poids et la puissance nécessaire pour les alimenter s'en trouvent diminués ; portant sur plusieurs milliers de tonnes et plusieurs milliers de kilowatts ces réductions sont extrêmement importantes.

Ces forces de rappel doivent exister aussi bien pour une déviation radiale que pour une déviation verticale. Jusqu'à ces dernières années il avait paru que les équations de Maxwell imposaient que toute

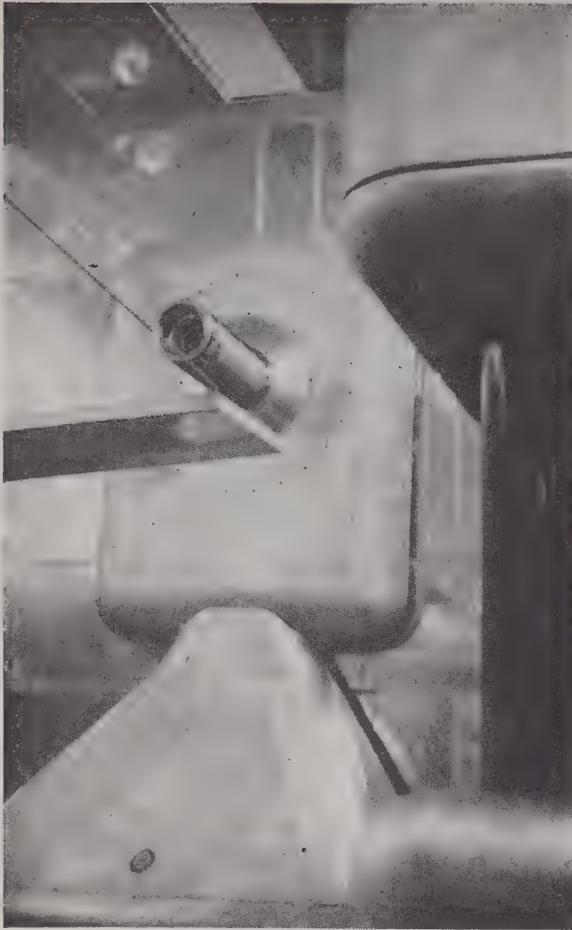


FIG. 5. — Le pré-injecteur à 500 kV. Intérieur de la cage de Faraday. A gauche la colonne accélératrice pendant son montage. A droite la plateforme haute tension qui renferme les appareils électroniques alimentant la source. L'alimentation 500 kV à proprement parler n'est pas visible ; elle est située à côté de l'objectif, sur la gauche.

augmentation des forces de rappel dans l'une des deux directions entraînait une réduction dans l'autre. Il fallait donc s'en remettre à un compromis, assez pauvre d'ailleurs, puisque la chambre à vide, dans le synchrophasotron de 10 GeV de Dubna par exemple a $2 \text{ m} \times 40 \text{ cm}$ de section sur un diamètre de 56 mètres ; l'électro-aimant pèse 36 000 tonnes et la puissance de pointe nécessaire pour l'alimentation est de 140 mégawatts.

Le mérite des inventeurs du principe de la focalisation alternée a été de découvrir le moyen de tourner la limitation imposée par les équations de Maxwell.

Pour obtenir ce résultat on a recours à une variation azimutale de la focalisation : la circonférence est divisée en secteurs alternativement focalisants et défocalisants, un secteur focalisant radialement étant défocalisant verticalement et inversement ; et on met en jeu des forces de rappel ou de divergence très élevées.

Au lieu d'obtenir par cette disposition un simple effet de moyenne, comme on aurait pu s'y attendre, l'intensité de focalisation produite dans les deux directions peut être multipliée plusieurs dizaines de fois. L'analogie optique d'un système de lentilles convergentes et divergentes convenablement espacées et se comportant dans son ensemble comme un système convergent donne une idée du mécanisme [3], [4], [6].

L'exploitation de ce principe devait permettre de réduire les dimensions de la chambre à vide du synchrotron du CERN à $7 \text{ cm} \times 14 \text{ cm}$, le poids des électro-aimants (200 mètres de diamètre) à 3 500 tonnes et la puissance d'alimentation à 32 mégawatts en pointe.

Pourtant cette amélioration entraîne des exigences nouvelles.

L'électro-aimant est constitué de 100 électro-aimants offrant une distribution de champ magnétique très inhomogène, qui donne naissance à des forces de rappel très grandes. Mais toute erreur dans la distribution précise des champs ou dans la position exacte des électro-aimants est maintenant de nature à produire des forces perturbatrices intenses ; des phénomènes de résonances susceptibles d'apparaître si les particules peuvent effectuer, sous l'effet de ces forces de rappel, un nombre entier d'oscillations par tour, compliquent encore le problème.

Les tolérances exigées sur la construction des électro-aimants et sur leur mise en place sont par suite extrêmement serrées. Pour obtenir la précision nécessaire sur le champ magnétique dans les électro-aimants il a fallu recourir à un brassage entre les coulées dont sont extraites les feuilles de tôles dont ils sont constitués et compenser par une association convenable les écarts par excès ou par défaut des blocs constituant les électro-aimants et des électro-aimants eux-mêmes. Tout ce programme de compensation a nécessité un important programme de mesures et la précision du dix-millième que l'on cherchait à atteindre a obligé à mettre au point des méthodes de mesure spéciales.

La tolérance de quelques dixièmes de millimètre fixée sur la mise en place des électro-aimants a posé, elle aussi des problèmes difficiles. Problème de mesure, d'abord ; car une précision du dixième de millimètre sur 100 ou 200 mètres est très supérieure à celle pratiquée normalement dans les mesures de géodésie courantes. Là aussi un appareillage spécial a dû être conçu et réalisé. Problème de stabilité, aussi, car le sol, sur 200 mètres, ne reste pas immobile ; en dehors des microséismes et des ébranlements transmis à grande distance par l'écorce terrestre comme ceux produits par la houle sur la côte Atlantique, tous de très faible amplitude, on a observé une déformation apparemment périodique du sol, une sorte de marée lunaire dont l'amplitude, variable d'un mois à l'autre, a atteint, exceptionnellement il est vrai, 1 cm sur 200 mètres.

Ces déplacements étant purement horizontaux, on a eu recours, pour obtenir la stabilité requise à une poutre en béton annulaire de 200 mètres de

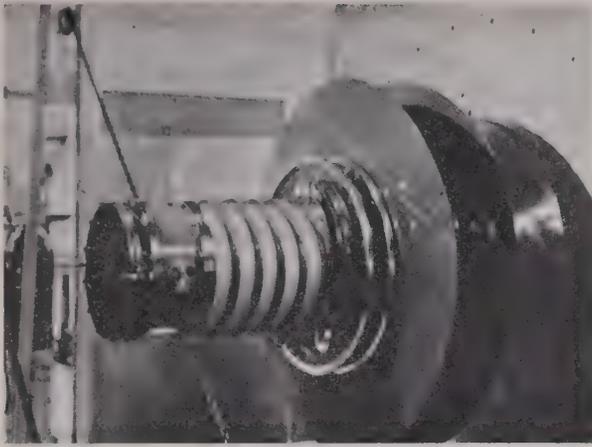


FIG. 6. — Le pré-injecteur à 500 kV. La colonne accélératrice en cours de montage. La colonne est formée de 13 anneaux de porcelaine et de 12 disques en acier inoxydable collés à l'araldite. Des plateaux en aluminium sont fixés sur chaque disque et connectés entre eux par des chaînes de résistances noyées dans des blocs d'araldite. Ces chaînes assurent une répartition régulière du potentiel et des plaques de chlorure de polyvinyle disposées à l'extérieur, évitent des claquages par contournement.

diamètre et environ $2 \text{ m} \times 1,5 \text{ m}$ de section pour supporter la machine. Cette poutre n'est pas fixée au sol rigidement mais par un dispositif de suspension qui la rend indépendante de ses déformations. Pour éviter que la poutre en béton armé ne se déforme elle-même, elle est maintenue à température constante par une circulation d'eau ; et le tunnel dans lequel est installé le synchrotron est doté d'un conditionnement d'air qui maintient constants tempéra-

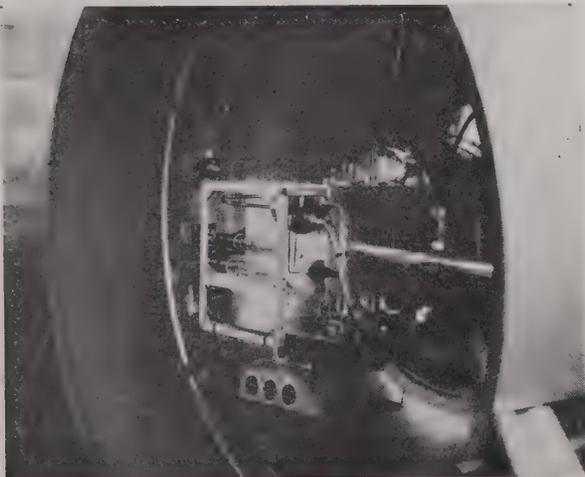


FIG. 7. — Le pré-injecteur à 500 kV. Source à protons. La colonne accélératrice a été enfermée dans une enceinte en matière plastique remplie de fréon ; un autre cylindre en chlorure de polyvinyle évite les effluves entre l'électrode où est disposée la source et les parois de la cage de Faraday. Le couvercle de l'électrode de la source a été enlevé, laissant apercevoir cette dernière qui est du type haute fréquence.

On distingue deux tubes en matière plastique amenant à la source l'hydrogène qui, ionisé, fournit les protons.

ture et degré hygrométrique. Des mesures et des enregistrements permanents contrôlent la stabilité de la poutre ; le système de suspension s'est révélé d'une efficacité parfaite lors d'un tremblement de terre survenu dans la région de Genève en mars 1960 alors que l'accélérateur était en marche : aucune perturbation n'a été observée dans le fonctionnement.

2.3. ACCÉLÉRATION

L'accélération des protons dans un synchrotron se fait par cycles. Au début de chaque cycle, la machine est remplie de particules d'énergie donnée et relativement faible comparée à l'énergie finale produite, puis les particules sont accélérées pendant environ 1 seconde au cours de laquelle elles parcourent près de 300 000 km.

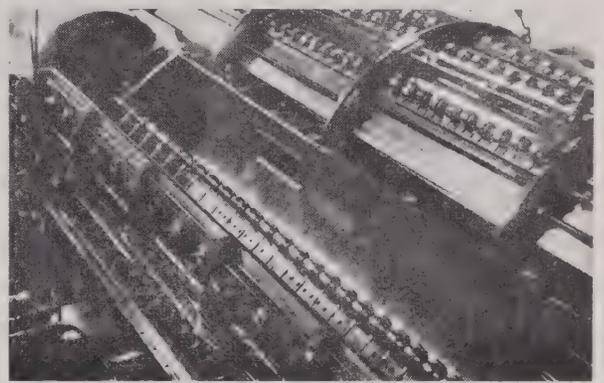


FIG. 8. — L'accélérateur linéaire, injecteur du synchrotron. Première cavité de l'accélérateur linéaire. Le couvercle de la cavité haute fréquence est soulevé laissant apparaître les tubes de glissement. La longueur de ces tubes va en augmentant sensiblement entre l'entrée (au premier plan) et la sortie.

Un fonctionnement satisfaisant n'est obtenu qu'au prix de

une *injection précise*

l'emploi d'un *asservissement d'accélération* ou de vitesse.

Pour préciser ce dernier point disons que les particules sont accélérées par un champ haute fréquence produit dans 16 cavités distribuées tout autour de la machine, dans des espaces laissés libres entre les électro-aimants. L'énergie ou la vitesse fournies aux particules dépend non seulement de l'amplitude mais surtout de la fréquence (ou de la phase) du champ accélérateur. D'après la relation entre le rayon de courbure, l'induction magnétique, la masse et la vitesse d'une particule, on comprend que pour que les particules restent dans la machine, il faut que le rayon de courbure soit constant au cours de l'accélération. Cela exige une relation entre l'induc-



FIG. 9. — L'accélérateur linéaire. Première cavité. Tubes de glissement. Le faisceau de protons passe dans l'axe des tubes et est accéléré au passage d'un tube dans l'autre lorsque la phase du champ électrique dans la cavité a le signe convenable.

tion magnétique et l'énergie des particules, donc aussi, comme on vient de le dire, la fréquence d'accélération.

Au début du cycle il suffit que cette relation soit satisfaite avec une précision du millième. C'est là la précision normalement rencontrée dans les anciens synchrotrons. Mais en fin d'accélération une précision de un cent millième devient ici nécessaire. Il a donc fallu avoir recours à des dispositifs d'asservissement où la mesure continue des propriétés du faisceau de particules dans la machine commande l'accélération.

Ce problème d'asservissement d'un dispositif purement électronique a présenté des difficultés assez grandes : si le dispositif à commander ne présente pas d'amortissement il doit en revanche at-



FIG. 10. — Accélérateur linéaire. Deuxième cavité. Boucle de couplage haute fréquence. Les tubes de glissement de la deuxième cavité sont plus volumineux pour tenir compte de l'augmentation de vitesse du faisceau (la vitesse des protons passe de 0,03 c à 0,14 c dans la 1^{re} cavité, de 0,14 c à 0,25 c dans la 2^e et de 0,25 à 0,31 c dans la 3^e). Une puissance HF de près de 2 MW à 200 MHz est transmise par coaxial et couplé à chaque cavité par une boucle plate.

teindre une stabilité extrêmement grande tout en variant dans des limites larges : la fréquence d'accélération varie au cours du cycle d'environ 3 à 10 MHz.

Nous verrons plus loin les surprises auxquelles cet asservissement a donné lieu.

Une autre difficulté plus complexe et essentiellement propre aux accélérateurs utilisant la focalisation alternée est relative à l'énergie de transition.

Au cours de l'accélération toutes les particules ne gardent pas, à tout instant, l'énergie théorique correspondant au cycle ; mais elles peuvent osciller autour de cette valeur moyenne pourvu que le processus d'accélération soit stable.

Or, cette stabilité est obtenue de la façon suivante : considérons pour commencer une trajectoire rectiligne et des particules d'énergie légèrement diffé-

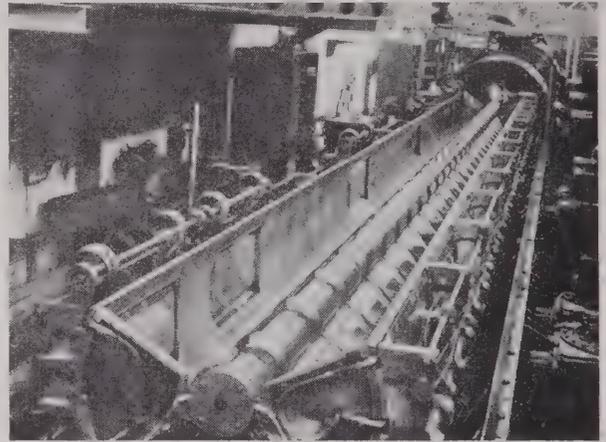


FIG. 11. — Accélérateur linéaire. Troisième cavité. On voit clairement la cavité haute fréquence et les tubes de glissement. Sur la partie gauche de la cavité, des parties mobiles permettent d'ajuster avec précision la fréquence de résonance (le coefficient de surtension est compris entre 50 000 et 60 000). Cette opération se fait automatiquement de manière à maintenir constante la phase du champ électrique accélérateur. La température de la cavité est maintenue constante par une circulation d'eau dans des tuyaux visibles sur la face avant. Le couvercle de l'enceinte à vide apparaît en haut à gauche. Dans le fond, la cage de Faraday du pré-injecteur.

rentes passant toutes au même instant en un point donné. Au bout de quelque distance, les plus rapides auront pris de l'avance, les plus lentes du retard. Cette séparation permet au dispositif accélérateur de favoriser les dernières par rapport aux premières et de tendre à les regrouper.

Si l'on prend maintenant le cas de particules décrivant une orbite circulaire dans un champ magnétique, il faut faire attention au fait que le rayon de courbure et par suite la longueur d'un tour, dépendent aussi de la vitesse et de la masse. Si l'on s'intéresse à des particules de très grande énergie dont la vitesse tend vers la vitesse de la lumière il pourra arriver que le rayon de courbure dépende seul de l'énergie des particules alors que leur vitesse est pratiquement fixe. Il en résultera que les particules d'énergie plus grande devront parcourir un chemin plus grand par

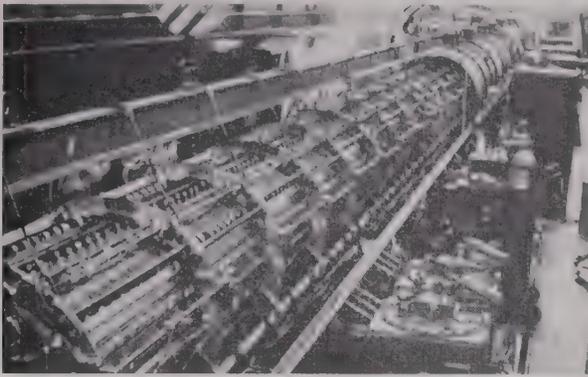


FIG. 12. — Accélérateur linéaire. La troisième cavité est fermée; son couvercle est en cours de mise en place. On voit nettement sur la droite les pompes à vide et, plus loin, les amplificateurs haute fréquence. La longueur totale de l'accélérateur linéaire est de 30 mètres : 6 mètres pour la 1^{re} cavité (0,5 à 10 MeV) 12 mètres pour la 2^e (10 à 30 MeV) 12 mètres pour la 3^e (30 à 50 MeV).

tour et tourneront *moins vite*, alors que les particules *moins énergiques* tourneront *plus vite*. Une stabilité est encore possible mais inverse de celle relative au cas d'une trajectoire rectiligne.

Or une analyse détaillée du fonctionnement des synchrotrons à focalisation forte [3], [4], montre qu'au cours du cycle il faut passer d'un régime à l'autre. L'énergie de passage s'appelle *énergie de transition*. A ce moment il faut brusquement changer la phase du champ accélérateur; mais durant un court instant aucune stabilité n'existe et il était à craindre que de nombreuses particules ne se perdent. Diverses théories avaient été faites pour étudier le comportement du faisceau au passage de l'énergie de transition mais les résultats étaient incertains. D'après certaines estimations russes le problème était si sérieux qu'ils avaient plutôt cherché le moyen de déplacer cette énergie de transition et de la renvoyer en dehors du domaine d'accélération; ceci ne pouvait cependant être fait qu'au prix d'une augmentation considérable des dimensions de la



FIG. 13. — Sortie de l'accélérateur linéaire. Le couvercle de l'enceinte à vide est en place. On voit l'extrémité de la 3^e cavité et les appareils de mesure qui contrôlent l'intensité et la géométrie du faisceau à la sortie de l'accélérateur linéaire. Une pression d'environ 10^{-6} mm de mercure ou inférieure est maintenue dans l'accélérateur linéaire par des pompes à diffusion dont la partie supérieure de l'une apparaît à l'extrême droite (le corps de la pompe proprement dit est en sous-sol).

machine et de ce fait, le projet russe de synchrotron de 50 GeV, établi en 1955 s'était trouvé arrêté jusqu'en 1959.

Les calculs entrepris au CERN et des études sur modèle analogique laissaient espérer, même suivant des hypothèses très défavorables la possibilité de surmonter raisonnablement la difficulté. Divers dispositifs avaient été élaborés qui devaient être essayés expérimentalement au moment où l'accélération atteindrait ce stade. Un certain doute subsistait pourtant qui ne devait pouvoir être levé que par l'expérience.

2.4. INJECTION. ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE

On a dit qu'au début du cycle d'accélération le synchrotron devrait être rempli de particules d'énergie relativement faible. Il n'est pas possible en effet de commencer le cycle à une vitesse nulle: d'après la relation:

$$R = \frac{mv}{eB}$$

on voit que pour maintenir R fixe il faut faire varier B . On a déjà dit que la valeur de B en fin d'accélération était limitée par la saturation des circuits magnétiques.

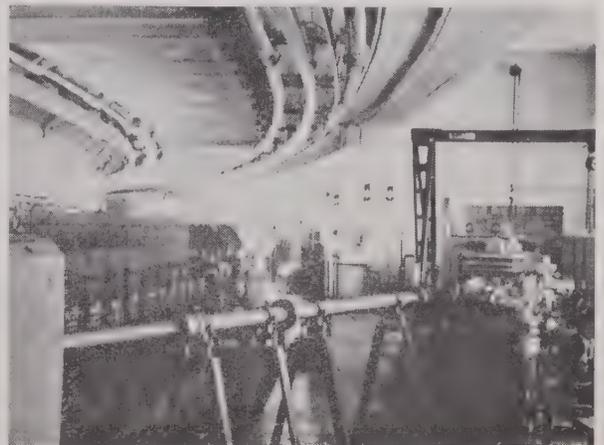


FIG. 14. — Injection dans le synchrotron. Zone de l'inflexion. Le faisceau sortant de l'accélérateur linéaire traverse le mur situé au fond à droite et circule dans un tube à vide de 10 cm de diamètre apparent au milieu de la photographie. Avant de pénétrer dans le synchrotron dont on distingue les aimants à gauche, le faisceau est dévié à deux reprises par des électro-aimants dont l'un est visible à gauche en premier plan et l'autre vers la droite, en partie caché par une pompe à vide.

Mais il n'est pas possible non plus d'employer des électro-aimants à un champ trop faible sous peine d'obtenir une distribution perturbée par l'existence du champ rémanent. Si le maximum, dans le cas du synchrotron du CERN s'est trouvé situé vers 12 000 ou 14 000 gauss, le minimum l'a été vers 150 gauss.

Or pour une induction magnétique de 150 gauss l'énergie des particules pour laquelle le rayon de

courbure est le même est de 50 millions d'électron volt (50 MeV). C'est là déjà une énergie considérable qui ne peut pas être fournie par un générateur électrostatique.

C'est donc à un accélérateur linéaire que l'on a eu recours. En fait, même pour un accélérateur linéaire, 50 MeV est déjà élevé, et n'y a actuellement qu'un seul accélérateur linéaire à protons au monde ayant une énergie supérieure (68 MeV) à Mineapolis aux Etats-Unis.

Dans l'accélérateur linéaire, comme dans le synchrotron lui-même, on a eu recours pour la focalisation à la nouvelle méthode de la focalisation alternée. Là aussi, il fallait innover car, bien entendu, l'expérience était nulle dans ce domaine. Mais même l'accélérateur proprement dit représentait une entreprise déjà difficile car quelques accélérateurs à protons seulement ont été construits jusqu'à présent. Le problème de l'injection du faisceau et de sa focalisation à l'entrée du synchrotron exigea aussi des mises au point délicates.

L'accélérateur linéaire est constitué de trois cavités résonnantes sur la fréquence de 200 MHz. Les protons préalablement lancés par une différence de potentiel de 500 kV les traversent suivant leur axe en acquérant successivement des énergies de 10 MeV, 30 MeV et 50 MeV. Dans les cavités des tubes de glissement limitent l'action du champ électrique sur les protons aux instants où sa direction le rend accélérateur. Ces tubes de glissement sont en même temps utilisés pour contenir les lentilles quadrupolaires de focalisation.

La puissance H.F. nécessaire pour produire le champ accélérateur se situe entre 1 et 2 mégawatts suivant les cavités. En raison du coefficient de surtension très élevé (50 000 à 80 000), même pour accélérer les protons pendant le temps très court nécessaire au remplissage du synchrotron (moins de 10 μ s), il faut des impulsions HF de 200 μ s. L'obtention de telles impulsions sur la fréquence de 200 MHz a exigé la mise au point de tubes amplificateurs spéciaux, les triodes TH470 de la Compagnie Française Thomson-Houston.

Le tableau II donne un certain nombre de caractéristiques essentielles du synchrotron du CERN [7].

3. La mise en route du Synchrotron du CERN

Le programme du CERN prévoyait la mise en service du synchrotron pour 1960.

Etant donné la nouveauté de l'appareil et les incertitudes qui subsistaient sur les difficultés pratiques qui devaient être rencontrées lors de la mise en route, malgré le soin extrême apporté à la réalisation de tous les éléments et les coefficients de sécurité relativement larges adoptés, un certain temps avait été prévu pour la mise au point.

Déjà dans le courant de 1958, la première cavité de l'accélérateur linéaire, avant même d'être équipée de ses dispositifs de focalisation alternée, avait été essayée.

TABLEAU II. — SYNCHROTRON DU CERN

HISTORIQUE	
Projets	1953-54
Études sur modèles	1954-57
Plans définitifs	1955-58
Début de la construction	1956
Mise en route	1959
Prix de l'électro-aimant	12 millions NF
Prix total (y compris les bâtiments et les frais généraux)	120 millions NF
CARACTÉRISTIQUES DE CONSTRUCTION	
<i>Electro-aimant</i>	
Focalisation	alternée
Rayon de l'orbite	70,08 m
Rayon moyen	100,00 m
Nombre de secteurs	100
Champ à l'injection	147 gauss
Champ maximum	12-14 kgauss
Puissance d'alimentation, maximum	27-32 MW
Durée d'accélération	1-1,2 s
Poids	Fe 3400 t, Al 130 t
<i>Chambre à vide</i>	
Largeur	14 cm
Hauteur	7 cm
<i>Mur de protection</i>	
Épaisseur	5,5 m béton baryté
CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT	
<i>Faisceau accéléré</i>	
Particules accélérées	protons
Energie finale	25-28 GeV
Fréquence de répétition	20-12 /min
Intensité	2,5-10 ¹⁴ part/cycle
<i>Système d'injection</i>	
Type	Accélérateur linéaire
Energie	50 MeV
Courant accéléré (crête)	15 mA
Durée d'injection	1 tour
Type d'infecteur	Electrostatique pulsé
<i>Système d'accélération</i>	
Fréquence	3 à 10 MHz
Cavités d'accélération	16
Accélération par tour	54 keV
Puissance HF	16 × 6 kW

Aussi élémentaire qu'il paraisse vis-à-vis de l'ensemble du synchrotron, cet essai avait déjà fait prévoir les difficultés auxquelles on pouvait s'attendre lors de la mise en route de la machine si tous les éléments n'étaient pas mis au point individuellement à l'avance.

Dans un accélérateur linéaire, l'élément physique essentiel au fonctionnement est le champ électrique existant dans l'axe des cavités, entre les tubes de glissement.



FIG. 15. — Injection dans le synchrotron. Inflecteur. Le faisceau sortant de l'accélérateur linéaire et dévié par les électro-aimants dont l'un apparaît légèrement à droite ; il longe l'une des unités d'aimant du synchrotron pour traverser finalement l'inflecteur électrostatique visible à gauche, entre deux aimants. Dans celui-ci un champ électrique amène les protons sur l'orbite même du synchrotron.

Mais il est bien connu que la mesure absolue d'un champ électrique HF est extrêmement délicate. On pouvait l'obtenir de façon indirecte par une suite d'opérations :

mesure de dérive de fréquence de résonance par l'introduction d'une perturbation (sphère métallique donnant une dérive de quelques centaines de Hz sur 200 MHz) ;

mesure de coefficient de surtension (de l'ordre de 80 000) ;

mesure de puissance (de l'ordre de 1 MW en impulsions).

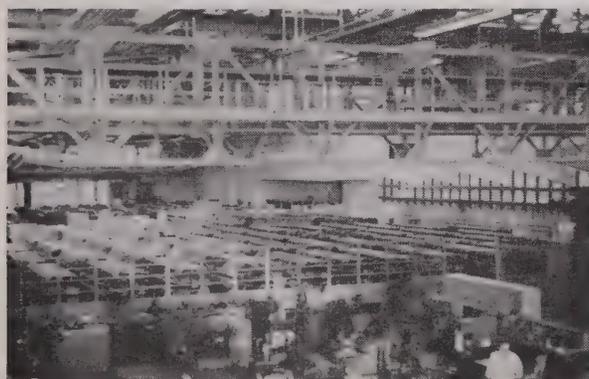


FIG. 16. — Les électro-aimants du synchrotron. Le synchrotron du CERN comprend 100 unités d'électro-aimants formées chacune de 10 blocs constitués de tôles d'acier magnétique collées entre elles. La précision (géométrique et magnétique) requise sur ces blocs étant très élevée, chacun a été soigneusement contrôlé avant montage et la constitution des unités a été faite de manière à compenser les erreurs des blocs individuels. Chaque unité a ensuite été mesurée à son tour et leur arrangement le long de l'anneau du synchrotron déterminé également de façon à obtenir une compensation des écarts de caractéristiques. On voit ici dans le hall réservé ultérieurement aux expériences de physique nucléaire les unités montées, attendant d'être transportées dans le tunnel du synchrotron. C'est dans ce hall que les blocs et les unités ont été mesurés. Au premier plan un atelier de mécanique, à droite le mur de protection en béton séparant le hall d'expériences du synchrotron lui-même.

Mais chacune de ces mesures est très délicate et entachée d'erreurs.

Au moment d'effectuer les essais de la 1^{re} cavité de l'accélérateur linéaire, la puissance qu'il était possible de lui appliquer se trouvait encore limitée par des claquages dans la fenêtre d'étanchéité au vide dont la construction devait être modifiée. Mais il semblait que le champ accélérateur était juste suffisant et il fut décidé de tenter un essai.

Ce n'a été qu'après plusieurs jours de tâtonnement qu'un très faible courant de protons d'énergie supérieure à 500 kV (tension de l'injection) a pu être décelé et cela pour une puissance HF bien inférieure à la puissance prévue. L'analyse de ce résultat devait montrer qu'il s'agissait d'un fonctionnement sur un mode parasite, les protons ayant en moyenne

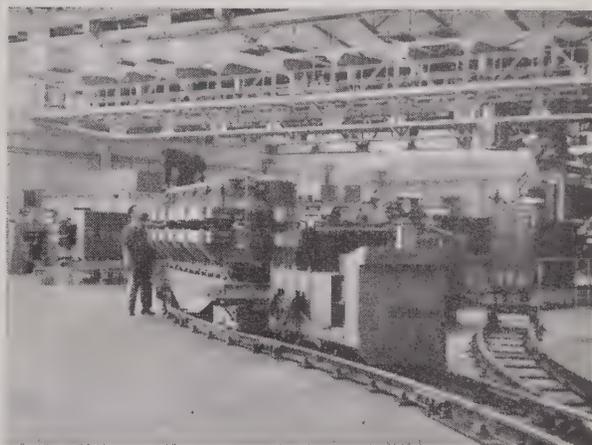


FIG. 17. — Les électro-aimants du synchrotron. Chaque unité pèse un peu plus de 35 tonnes et est amenée en place, après mesure, par un système de chariots montés sur rails. La vue est prise dans le hall, où blocs et unités furent mesurés.

Les bobines d'excitation comportant par unité 4×5 tours de conducteur d'aluminium refroidi à l'eau sont toutes connectées en série. Elles sont protégées par un couvercle en acier inoxydable. Sur chaque pôle des électro-aimants un enroulement de compensation est maintenu en position par des bandes d'acier inoxydable.

une vitesse moitié de la vitesse théorique et recevant une accélération du champ HF seulement une période sur deux. Une telle observation fournissait une nouvelle estimation du champ et devait montrer que la puissance maximum alors disponible se trouvait juste en dessous du seuil de fonctionnement correct, qu'il fut ensuite plus facile d'atteindre.

C'est en fait en 1959 que les véritables essais eurent lieu avec des éléments pratiquement définitifs.

Les étapes les plus marquantes ont été les suivantes :

12 mai 1959 : mise en route de la 1^{re} cavité de l'accélérateur linéaire, courant obtenu 0,35 mA à 10 MeV.

29 mai 1959 : mise en route de la 2^e cavité, courant obtenu 0,2 mA à 30 MeV.

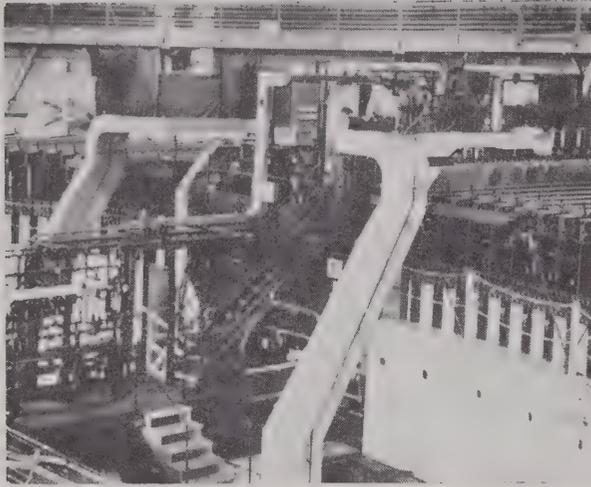


FIG. 18. — Le bevatron de Berkeley. Le bevatron est un synchrotron de 6,5 GeV à focalisation classique. On voit ici environ un quart de l'électro-aimant dont les dimensions peuvent être appréciées par les personnages situés sur le dessus, au centre, en haut des escaliers. La supériorité de la focalisation forte qui permet une réduction considérable de la dimension des électro-aimants apparaît nettement si l'on compare à la figure 17 qui montre une unité du synchrotron de 28 GeV du CERN.

En juin, puis en juillet, ces résultats étaient améliorés progressivement par l'adjonction de dispositifs de focalisation plus précis permettant d'obtenir fin juillet : 5 mA à 30 MeV.

Entre temps la mise au point de divers servomécanismes assurait aussi une meilleure stabilité.

24 août 1959 : mise en route de la 3^e cavité courant obtenu 0,5 mA à 50 MeV

Le 31 août les caractéristiques suivantes étaient atteintes :

courant injecté à 0,5 MeV	28 mA
courant accéléré à 10 MeV	5,5 mA
courant accéléré à 30 MeV	5,3 mA
courant accéléré à 50 MeV	4,8 mA

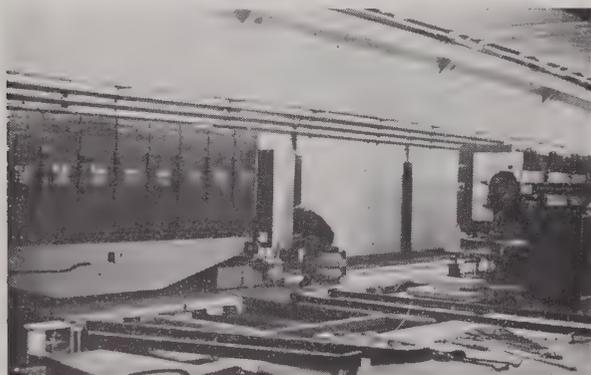


FIG. 19. — Les électro-aimants du synchrotron. Arrivée près de l'endroit où elle doit être installée l'unité est amenée à sa place exacte sur des rails transversaux provisoires que l'on voit ici en cours d'installation. On distingue nettement que l'unité est constituée de plusieurs blocs (10) séparés.

Entre temps, en juillet 1959 les 100 électro-aimants du synchrotron avaient été mis en place avec précision et des essais sous tension s'étaient révélés très satisfaisants.

Il n'est pas sans intérêt de noter qu'à partir du début des essais, l'accès à proximité des éléments en fonctionnement devait être interdit ; une coordination assez complexe était nécessaire pour permettre à la fois l'installation et le réglage de nouveaux éléments et la poursuite des essais commencés.

Après réglage des divers éléments d'inflexion et de focalisation à la sortie de l'accélérateur linéaire, les résultats suivants étaient obtenus.

16 septembre 1959 : le faisceau de protons fait 1 tour dans le synchrotron.

2 octobre 1959 : le faisceau, pas encore accéléré fait 15 à 20 tours.

Si ce résultat a pu être obtenu assez rapidement, il n'a cependant pas été entièrement conforme aux prévisions. Malgré les précautions prises pour la construction et le positionnement des électro-aimants, la trajectoire des protons présentait des irrégularités



FIG. 20. — Electro-aimants du synchrotron. Chaque unité doit être mise en place avec une précision de quelques dixièmes de millimètre. La mesure de cette précision sur un cercle de 200 m de diamètre exige des méthodes de géodésie très élaborées. Neuf monuments, huit sur la circonférence et un au centre permettant une triangulation complète servent de base à la mesure de la position des électro-aimants. On voit à l'arrière plan, au centre de l'image, un de ces monuments qui peuvent recevoir soit un théodolite soit des fils d'invar.

par rapport à l'orbite théorique et l'amplitude de ces irrégularités, au lieu de rester de quelques millimètres atteignait en certains points 2 centimètres.

L'origine de ces défauts reste encore un peu obscure ; elle est probablement dans les champs magnétiques parasites qui par endroits ont peut-être une valeur très supérieure à celle qui avait été estimée. Quoi qu'il en soit, cette amplitude de 2 cm est supportable et n'a pas empêché l'accélérateur de fonctionner, grâce aux tolérances étroites imposées aux autres paramètres et aux coefficients de sécurité élevés adoptés.



FIG. 21. — Unité HF d'accélération. L'accélération est produite dans 16 cavités HF où la fréquence varie, au cours du cycle entre 3 et 10 MHz. La tension fournie est d'un peu plus de 50 kV par tour. Les particules effectuent environ 500 000 tours et l'accélération dure environ 1 seconde.

L'injection ayant été réalisée de façon satisfaisante au début d'octobre 1959, les essais d'accélération dans le synchrotron commencèrent dès le 15 octobre. Après des réglages divers du programme et des dispositifs d'asservissement de fréquence l'énergie maximum atteinte monta progressivement en un mois de 150 MeV à 3 GeV. Mais le régime d'accélération restait très instable.

Le dispositif d'asservissement d'accélération utilisé alors était constitué de la façon suivante : on a dit précédemment que l'accélération des particules dans le synchrotron dépend de la *fréquence* et de l'*amplitude* du champ HF. Ce champ HF, pour produire l'accélération, groupe les protons en paquets qui tournent autour de la machine. Pour asservir la fréquence on avait utilisé le passage des particules devant une électrode de mesure placée en un point de la circonférence : ce passage engendre un signal HF précisément sur la fréquence théorique de fonctionnement. L'*asservissement de la fréquence d'accélération* se faisait donc sur cette fréquence *fournie par le faisceau*.



FIG. 22. — Alimentation des électro-aimants. Pour une accélération jusqu'à 25 GeV la puissance de crête absorbée dans les électro-aimants à la fin du cycle est de 27 000 kW et la puissance moyenne 1 500 kW. Pour éviter des à-coups sur le réseau électrique de distribution, la puissance est fournie aux électro-aimants par un alternateur couplé à un volant mécanique lui-même entraîné par le réseau. On voit ici cette installation : moteur volant alternateur.

Mais en procédant seulement de la sorte le faisceau pourrait acquérir une énergie légèrement trop élevée ou trop basse qui lui ferait parcourir dans la machine une orbite circulaire de diamètre plus grand ou plus petit que le diamètre théorique, et finalement frapper les parois de la chambre à vide. Pour éviter cela des électrodes mesurent également la *position du faisceau* dans la chambre à vide et leur indication était utilisée pour commander l'*amplitude du champ accélérateur*.

Devant les difficultés rencontrées dans le régime d'accélération durant le premier mois d'essais, il fut décidé d'essayer de modifier le circuit d'asservissement en laissant *fixe l'amplitude* du champ et en faisant agir les deux boucles sur la *fréquence d'accélération*.

Cet essai eut lieu le 24 novembre au soir et, immédiatement, il fut possible d'atteindre l'énergie de transition, puis l'énergie de 24 GeV, avec une régularité de fonctionnement et une stabilité remarquables. L'énergie de transition avait été traversée pratiquement sans pertes avec le réglage théorique, et l'énergie maximum atteinte immédiatement.

Ce résultat s'explique maintenant assez bien. Du point de vue théorique, si l'on reste dans une zone linéaire de fonctionnement de l'asservissement, les deux dispositifs sont également valables. Le premier présente même l'intérêt d'une meilleure indépendance des boucles d'asservissement et d'une simplicité théorique plus grande. Mais il faut remarquer aussi que pour agir sur l'accélération la fréquence est un moyen beaucoup plus efficace que l'amplitude (c'est d'ailleurs la raison pour laquelle la tolérance sur la fréquence est si sévère), et pour obtenir une action suffisante et corriger les écarts qui apparaissent en pratique, les variations d'amplitude nécessaires sortent de la zone linéaire de fonctionnement soit que les amplificateurs se saturent, soit que l'amplitude décroisse trop et s'approche trop du seuil d'accélération de telle sorte que les phénomènes cessent complètement d'être linéaires.

Le nouveau dispositif au contraire, échappe à cette critique. Mais ne connaissant pas, a priori, l'importance des perturbations que le dispositif d'asservissement devait corriger il était difficile d'en prévoir la supériorité.

La figure 23 montre les oscillographes relevés le 24 novembre 1959. On voit que le faisceau est perdu à une énergie maximum de 24 GeV, même si l'intensité du champ magnétique est poussée à une valeur supérieure. Cela est dû à l'apparition de saturation dans les électro-aimants et à une distorsion du champ magnétique qui provoque une résonance dans les oscillations des particules. Pour reculer la limite, les électro-aimants avaient été dotés d'enroulements polaires de correction ; de plus des lentilles de focalisation additionnelles avaient été disposées en certains points entre les électro-aimants.

C'est grâce à eux que le 8 décembre 1959 il a été possible d'atteindre l'énergie de 28 GeV qui correspond au champ maximum qui peut être créé dans les électro-aimants.

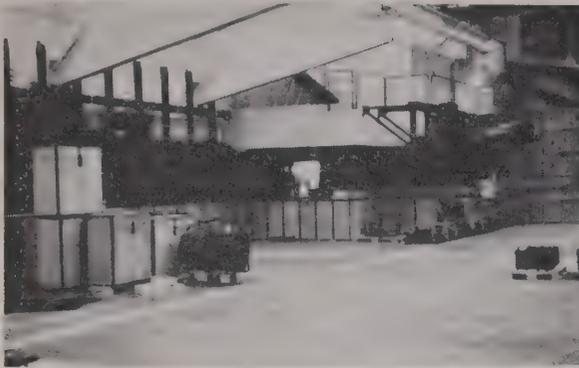


FIG. 24. — Mur de protection. Entre le synchrotron lui-même et le hall d'expérimentation est installé un mur de béton lourd de 5,5 mètres d'épaisseur fait de blocs amovibles. A l'endroit où doit passer un faisceau de particules est pratiqué un canal dans le mur. On voit ici la mise en place des derniers blocs de béton et un orifice assez grand (au centre de la photographie) qui fait encore communiquer le hall avec le tunnel du synchrotron.



FIG. 27. — Synchrotron du CERN. Vue prise de la colline de protection près du hall d'expérimentation. Ce dernier apparaît en premier plan à droite. Le toit plat, en bas est celui du pré-injecteur de l'accélérateur linéaire. On devine le remblai de terre circulaire qui recouvre le tunnel du synchrotron. Au milieu de ce remblai, deux bâtiments situés au centre de l'accélérateur.



FIG. 25. — Laboratoires du synchrotron.



FIG. 26. — Synchrotron du CERN. On voit ici le centre de l'accélérateur où est construit un petit bâtiment. On distingue les remblais de terre qui recouvrent huit tunnels radiaux servant aux visées de triangulation et au passage de câbles. Au fond, le hall d'expérimentation. Derrière lui, une colline artificielle apparaît à droite ; elle empêche les particules rapides servant aux expériences d'atteindre les villages environnants.

Le souci de ne pas perdre de temps inutilement en réservant aux essais les réglages de nombreux paramètres difficiles à calculer ou à ajuster.

La complexité d'une machine de ce genre où le défaut d'un seul élément suffit pour tout arrêter, sans que l'expérience permette de localiser aisément les pannes, avait conduit à rechercher une certaine perfection et à adopter des coefficients de sécurité

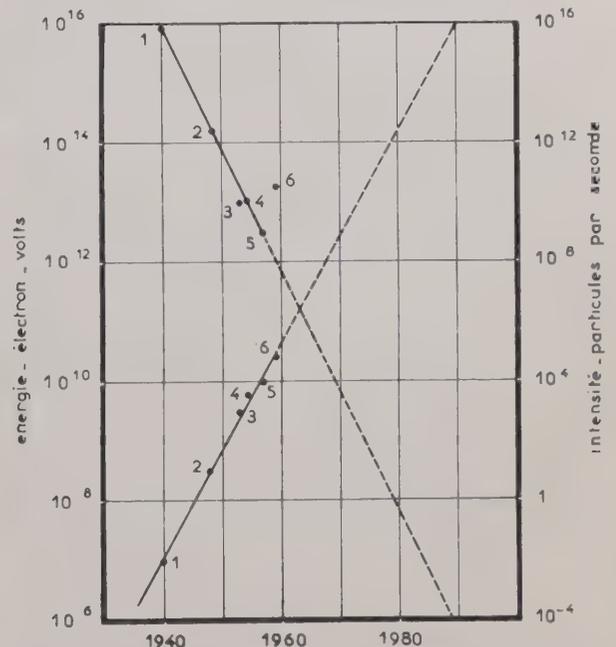


FIG. 28. — Evolution des énergies et des intensités dans les grands accélérateurs.

1. Cyclotrons.
2. Synchrocyclotrons
3. Cosmotron.
4. Bevatron.
5. Synchrophasotron russe.
6. Synchrotron du CERN.

que beaucoup avaient trouvé superflus. Les succès rapides dans certaines mises au point ont parfois semblé confirmer leur point de vue.

Mais les difficultés rencontrées, même si elles ont été relativement peu nombreuses ont en fin de compte pleinement justifié la politique de rigueur adoptée en permettant de concentrer les efforts sur un nombre de points limité et d'arriver plus vite à une solution.

Il est clair aussi que le succès obtenu est le résultat d'un travail d'équipe où la participation de chacun n'a eu sa valeur que par rapport à l'ensemble de l'œuvre à laquelle il avait conscience de se consacrer. Et le mérite, s'il est difficile à attribuer, ne peut l'être qu'au directeur J.B. ADAMS qui a su établir cette étroite collaboration.

Pour terminer, il n'est pas sans intérêt de rappeler un graphique quelque peu humoristique établi par E. FERMI en 1954 et repris par E. LAWRENCE en 1955 lors de la conférence atomique à Genève. Sur ce graphique (figure 28) sont portés sur des échelles logarithmiques les énergies et les courants produits par les accélérateurs depuis 1930.

Les divers points, jusqu'en 1955 se situaient sur des droites et l'on pouvait être tenté d'extrapoler et de prévoir que des énergies de 10^{16} électron volts pourraient sans doute être atteintes en 1990 mais

que l'intensité ne serait alors que de 1 particule par heure !

L'entrée en service du synchrotron du CERN permet d'ajouter un point à ces deux courbes :

pour l'énergie la droite se poursuit, confirmant la croissance exponentielle avec le temps ;

pour l'intensité, au contraire, la décroissance s'est arrêtée laissant espérer pour l'avenir une situation moins pessimiste qu'on n'aurait pu le craindre.

- [1] LAPOSTOLLE P. — Les accélérateurs de particules. Les grands synchrotrons à protons. *Onde Electrique* XXXVI, p. 1010-1020, déc. 1956.
- [2] International Conference on High Energy Accelerators and Instrumentation (Proceedings) CERN 1959.
- [3] GRIVET P. — Les synchrotrons géants ou cosmotrons. *Revue Générale de l'Electricité* LXIV, p. 239-262, mai 1955.
- [4] BLANC LAPIERRE A., GOUDET G., LAPOSTOLLE P. — *Electronique Générale*. Chapitre XVII. Eyrolles éditeur, 2^e édition, Paris 1959.
- [5] FÉLICI N. — *Accélérateurs de particules et progrès scientifiques*. Dunod éditeur, Paris 1960.
- [6] *Electronique Générale*, c.f. [4]. Appendice IV.
- [7] REGENSTREIF E. — Le synchrotron à protons du CERN. 1^{re} partie CERN 58-6a, 1^{er} juillet 1958. 2^e partie. CERN 59-25, 31 juillet 1959.

QUELQUES RÉFLEXIONS SUR LA PROPAGATION DES ONDES RADIOÉLECTRIQUES A TRAVERS LA TROPOSPHÈRE ⁽¹⁾

PAR

Dr. J.A. SAXTON

*D.I.S.R. Radio Research Station
Dilton Park, Slough, Bucks, Grande-Bretagne*

1. Introduction

L'étude de la propagation troposphérique des ondes radioélectriques présente non seulement de l'intérêt pour l'ingénieur des télécommunications mais constitue aussi en elle-même un problème passionnant et de valeur scientifique fondamentale. Bien que la troposphère ait quelque influence sur la propagation des ondes de moins de 30 MHz, ce n'est que dans le domaine de plus hautes fréquences que cette propagation semble présenter de l'intérêt, car à ces hautes fréquences se produit une série de phénomènes qui dépendent essentiellement des conditions météorologiques existantes. Les problèmes de communications qui se présentent sont ainsi liés à l'emploi de systèmes radioélectriques dans les bandes de très hautes fréquences (V.H.F.) et dans les bandes de fréquences supérieures. Bien qu'une partie de la propagation troposphérique puisse être utilisée avantageusement par l'ingénieur, d'autres aspects de cette propagation présentent de sérieuses difficultés. Comme les propriétés caractéristiques de la propagation sont déterminées par les conditions météorologiques, il ne faut pas s'étonner que malgré de nombreuses recherches entreprises dans beaucoup de pays pendant la dernière vingtaine d'années on ne soit pas encore arrivé à une complète compréhension de l'influence de la troposphère sur la propagation des ondes, surtout que les phénomènes météorologiques qui se produisent dans l'atmosphère sont encore loin d'être bien compris.

Quoique la transmission jusqu'à l'horizon soit influencée par des variations de l'indice de réfraction de l'air — ces variations étant causées par les changements des conditions atmosphériques — on trouve que les effets les plus importants dus à ces variations s'observent pour les points les plus proches

de l'émission ainsi que pour ceux au-delà de l'horizon. Notons que les phénomènes radioélectriques associés à certaines variations, bien définies, de l'indice de réfraction avec la hauteur, sont bien connus et que la description de ceux-ci a déjà été donnée lors d'investigations précédentes [1,2]. Par conséquent le but de cette étude est surtout l'examen de l'état actuel des connaissances de la transmission à des points bien au-delà de l'horizon par transmission transhorizon dans l'atmosphère ; ceci étant le moyen de propagation troposphérique qui, à l'heure actuelle présente le plus grand intérêt.

Le mécanisme de propagation transhorizon paraît ainsi avoir de grandes possibilités en ce qui concerne les communications point à point à grande distances. Il est vrai que l'on a suggéré qu'avec l'arrivée des satellites artificiels terrestres — qui peuvent fonctionner comme des stations de transmission actives ou passives — la transmission transhorizon perdrait de son importance. Cependant il paraît maintenant probable que l'on continuera encore pendant longtemps à trouver des applications à ce genre de transmission. A part son utilité pratique, la propagation transhorizon représente un sujet de discussion scientifique très intéressant puisqu'il n'y a pas d'accords unanimes au sujet des principes physiques essentiels. Comme des développements importants ont eu lieu pendant les dernières années, un examen des progrès accomplis semble tout indiqué.

2. Aperçu historique

2.1. LES RECHERCHES AVANT 1939

Déjà en 1896, MARCONI fit une démonstration de transmission au moyen de micro-ondes de fréquence voisines de 1000 MHz. Comme ISTEAD [3] l'a montré, le cours de l'histoire dans le domaine de la propagation radioélectrique aurait bien pu être différent si MARCONI n'avait pas changé ses études et passé

{ ⁽¹⁾ Conférence présentée devant la Société des Radioélectriciens, le 14-11-1959.

de la transmission de micro-ondes à celle de la propagation d'ondes à plus basse fréquence. Tel que les événements se sont déroulés, il se passa plus de 20 ans avant que l'on prête sérieusement attention à l'emploi des ondes très courtes dans le domaine des communications.

Les chercheurs français ont été très actifs dans ce renouvellement de la recherche, et ce fut en 1921 que le Général FERRIÉ avec ses collègues MESNY, DAVID et BEAUVAIS, commencèrent les expériences sur les différentes applications de ces ondes [4, 5] y compris la navigation. Pendant les années suivantes il devient apparent que, pour des raisons spéciales, les ondes très courtes pouvaient être souvent reçues au-delà de l'horizon avec une intensité beaucoup plus grande que celle due à la transmission par diffraction, considérée jusqu'alors comme la seule possible. Vers la fin de la décennie 1920-1930 une étude systématique a été conduite par DAVID et BEAUVAIS sur la possibilité de communiquer avec une longueur d'onde de 5 mètres entre la France et la Corse, trajet qui était bien au-delà de la visibilité directe. Le compte rendu de cette première recherche a été décrit par JOUAUST [6] en 1931, et est encore intéressant à lire aujourd'hui. Au début, le fait que l'on obtenait des signaux satisfaisants était attribué à la diffraction. Plus tard, l'examen des résultats a cependant révélé, comme l'exprima JOUAUST lui-même que : « Pendant les jours de chaleur il y avait des transmissions très fortes qui diminuaient pendant la nuit ; en commençant vers quatorze heures ces signaux passaient par un minimum à peu près vers dix huit heures pour reprendre leurs valeurs initiales à peu près vers vingt heures. Cet affaiblissement a été seulement observé pendant des jours de soleil et jamais par des temps nuageux. Ce phénomène journalier pourrait être seulement expliqué comme résultant d'un effet de la basse atmosphère sur la propagation des ondes. La réfraction atmosphérique, dépendant de l'état du feuilletage atmosphérique le plus proche de la terre, joue un rôle très important dans la propagation des ondes courtes ». La justesse de l'explication fournie par JOUAUST a été plus tard confirmée amplement.

A cette époque MARCONI tourna à nouveau son attention vers la haute fréquence, conduisant ces expériences dans la région de la Méditerranée. Il réussit à transmettre des fréquences un peu supérieures à 30 MHz sur des distances de 270 km entre la Sardaigne et l'Italie. Ces expériences ont montré que l'on avait des variations journalières et saisonnières dans la moyenne du niveau du signal sans que jamais l'on observe un arrêt complet des communications bien que le trajet soit de 236 km au-delà de l'horizon. Ceci se passait en 1930 et MARCONI lui-même attribua la transmission à des effets de réfraction troposphérique. On doit naturellement se rappeler que les influences ionosphériques auraient pu exister même avec une fréquence aussi basse que 30 MHz, bien qu'il y ait peu de doute que la troposphère ait dû jouer la part la plus importante dans cette affaire. Plus tard, en 1932, MARCONI prédit que les communications futures seraient possibles au moyen de micro-ondes sur des distances beaucoup

plus grandes que celles de l'horizon. Cette prédiction a été faite après avoir obtenu de bons résultats dans une transmission d'une fréquence de 500 MHz sur un trajet de 270 km.

ISTED [3] a suggéré que les expériences de MARCONI sont en réalité les toutes premières recherches faites sur la propagation des ondes par diffusion troposphérique. Si l'on considère que la diffusion est essentielle à tout genre de propagation à travers un milieu dans lequel l'indice de réfraction varie sous forme de discontinuités brutales ou de variations du gradient, alors cette affirmation peut être considérée comme assez correcte. Cependant, dans les dernières années, le terme propagation par diffusion a été malheureusement souvent employé avec une signification limitée, en ce sens qu'il a été identifié à un procédé par lequel des champs à grandes distances sont engendrés par des hétérogénéités de l'indice de réfraction de la troposphère, disposées au hasard et produites par la turbulence. Maintenant il semble douteux que beaucoup de signaux observés par MARCONI aient en réalité cette explication. L'expérience nous a montré que dans la zone de la Méditerranée il y a presque toujours une certaine quantité de super-réfraction et que par conséquent les premiers phénomènes décrits par JOUAUST et par MARCONI auraient bien pu être dus à l'un ou l'autre genre de propagation irrégulière associée à cette super-réfraction. Entre l'époque de ces expériences et le commencement de la seconde Guerre Mondiale en 1939, un certain nombre de recherches ont été faites avec des signaux assez forts et des hautes fréquences et ces signaux ont été observés bien au-delà de l'horizon. Ceci représente encore un exemple de transmission dû à la super-réfraction sous l'une ou l'autre de ses formes.

2.2. RECHERCHES DEPUIS 1939

Depuis le commencement de la dernière guerre deux développements techniques ont révélé des phénomènes de propagation troposphérique et des problèmes non encore soupçonnés, l'application étendue des ondes centimétriques au radar, aux communications point à point, et l'emploi de radiations à grande puissance dans le spectre généralement employé au-dessus de 30 MHz, tant pour le radar que pour les transmissions, la radiodiffusion et la télévision. C'est ainsi que, dans le but d'améliorer le radar, il fut tout naturel de se tourner vers l'emploi d'ondes toujours plus courtes, et on découvrit alors que l'atmosphère offrait un obstacle sérieux au fonctionnement normal des appareils de radar qui travaillaient avec des longueurs d'ondes inférieures à quelques centimètres ; ceci paraissait être dû, premièrement à l'absorption des ondes centimétriques par l'oxygène de l'air et la vapeur d'eau atmosphérique, et secondement à l'absorption et la diffusion produites par les différentes formes de précipitation, dont la pluie est l'une des plus importantes [15, 16, 17]. Ces précipitations causent non seulement une atténuation des radiations qui les traversent, mais tendent aussi à former des échos-radar produits par des particules de pluie.

Bien que les effets dus à la précipitation soient ennuyeux, car ils obscurcissent les objets à observer, dans certains cas, par exemple en navigation et particulièrement dans celle de l'air, il est très important de pouvoir apercevoir ces échos qui proviennent de dangereuses formations nuageuses.

L'application des ondes centimétriques au radar a non seulement contribué à l'étude physique des nuages, mais elle a rendu aussi de grands services au météorologiste. Notons qu'à l'exception de quelques petites contradictions entre la théorie de l'absorption dans la vapeur d'eau et les faits révélés par l'expérience, le phénomène de la propagation est maintenant bien compris, du moins en ce qui concerne les différentes applications pratiques des ondes centimétriques comme en radar, dans les transmissions et la navigation.

La découverte de ces formes extrêmes de super-réfraction auxquelles est associée la propagation par conduit atmosphérique ou la propagation par ondes dirigées, a résulté aussi du grand usage des ondes centimétriques en radar. Bien que souvent très utile, la propagation par conduit peut cependant causer de la confusion en radar, en faisant apparaître les objets à des distances erronées.

Les émetteurs de grande puissance qui ont été mis en service pendant et après la dernière guerre, firent découvrir que les champs radioélectriques de très haute fréquence étaient constamment beaucoup plus forts au-delà de l'horizon qu'on l'aurait supposé en se basant sur la théorie de la diffraction localisée autour de la terre dans une atmosphère où l'on croyait que la super-réfraction n'existait pas. Bien que ces champs soient encore faibles et sujets à des continus et rapides fadings, il est possible de les observer à toutes les heures de la journée ; ils peuvent être utilisés pour les communications avec un appareillage approprié. Ce genre de propagation, connu sous le nom de *transhorizon*, a été l'objet dans les dernières années de plus d'étude que n'importe quel autre aspect de propagation dans la troposphère.

3. Propagation standard et non standard

Ainsi qu'on l'a déjà mentionné, il existe plusieurs mécanismes de propagation troposphérique qui sont la conséquence d'un certain genre de variation de l'indice de réfraction avec la hauteur. Quelquefois le champ à un point de réception donné, surtout lorsque celui-ci est au-delà de l'horizon, peut résulter de la contribution de plusieurs de ces mécanismes, bien qu'un seul soit d'habitude dominant.

3.1. PROPAGATION STANDARD

Depuis beaucoup d'années il a été d'usage de définir la propagation standard comme celle existant dans une atmosphère ayant une variation linéaire de l'indice de réfraction avec la hauteur, et tel que les effets de réfraction puissent être incorporés dans la théorie classique de la diffraction en supposant que le rayon terrestre soit effectivement les $4/3$ de sa valeur géométrique. On a supposé que ces conditions

étaient réalisées dans une atmosphère bien mélangée. Il n'y a pas de doute que cette hypothèse a été de grande valeur en simplifiant l'évaluation de l'intensité des champs radioélectriques, et elle est encore très utile dans les conditions pour lesquelles elle peut être raisonnablement employée ; mais il est évident que le modèle simplifié de l'atmosphère n'est applicable que pour une hauteur limitée au-dessus du sol. Ce problème a été considéré en détail par MISMÉ [20] et par BEAN et THAYER [21] ; et on a démontré que l'approximation d'un gradient linéaire ne peut pas être considérée comme étant satisfaisante, excepté peut-être jusqu'à une hauteur d'à peu près 1 km. On en conclut encore qu'une décroissance exponentielle de l'indice de réfraction avec la hauteur est une bien meilleure représentation de l'atmosphère standard ; et à la IX^e Assemblée Générale du C.C.I.R. à Los Angeles (1959) on a accepté internationalement un pareil modèle comme atmosphère de référence de base dans les études de propagation radioélectrique. Dans cette atmosphère l'indice de réfraction est en réalité donné par l'expression :

$$1 + (289 \times 10^{-6}) \exp(-0.136 h)$$

où h est la hauteur au-dessus du sol en kilomètres ; le gradient de l'indice de réfraction au sol dans une atmosphère ainsi définie est presque égal à celui d'une atmosphère de gradient linéaire correspondant au facteur effectif du rayon terrestre de $4/3$ (On doit peut-être noter qu'ici les conditions moyennes — ou « standard » — dépendent du climat et peuvent différer de celles de l'atmosphère de référence de base. Une forme exponentielle de variation peut être considérée comme applicable, mais avec des constantes différentes de 289 et 136, et qui peuvent être déterminées par les méthodes statistiques pour n'importe quelle région géographique).

Il est ainsi évident que l'emploi de $4/3$ comme facteur effectif du rayon terrestre est seulement justifiable lorsque le premier kilomètre de la troposphère environ contribue à la réfraction dans les problèmes de transmission. De plus comme BEAN et THAYER l'ont souligné, l'emploi d'une forme exponentielle de la variation de l'indice de réfraction donne une image plus claire de ce qui arrive en réalité et est par conséquent de grande importance, non seulement pour le calcul de l'intensité du champ, mais aussi en ce qui concerne les problèmes de la courbure des rayons dans l'atmosphère particulièrement à de grandes hauteurs.

3.2. PROPAGATION NON-STANDARD

Il arrive fréquemment dans certaines régions, que les conditions météorologiques existantes sont telles qu'elles produisent des variations de l'indice de réfraction avec la hauteur qui diffèrent de celles de l'atmosphère standard. Le temps qui permet ces conditions a été discuté il y a quelques années en détail par BOOKER [19]. La super-réfraction et l'infra-réfraction tombent toutes les deux dans la

classe de phénomènes non-standard, et leurs effets sur la propagation correspondent à ce qu'on aurait pu déduire des termes eux-mêmes. La littérature sur la propagation non-standard est volumineuse, et par conséquent on n'a pas l'intention de poursuivre ici cette étude à l'exception d'une brève discussion sur un genre de transmission qui concerne directement la suite de cette enquête.

Peut-être le mécanisme le plus important de la propagation à longue distance, qui donne naissance à des forts signaux pour les longueurs d'onde de l'ordre du mètre ou de quelques décimètres, est celui qui accompagne la formation d'une couche élevée bien définie et persistante et dans laquelle le gradient de l'indice de réfraction diffère appréciablement de celui de l'atmosphère au-dessus et en dessous [1, 22]. Ce genre de couche reflète partiellement — et parfois totalement — les ondes radioélectriques incidentes : le coefficient de réflexion croît comme la différence entre le gradient de l'indice de réfraction de la couche et celui de l'air environnant et aussi comme la décroissance de l'épaisseur de cette couche mesurée en longueur d'ondes. Et c'est pour cette raison que ce genre de couche présente un grand intérêt pour les ondes de l'ordre d'un mètre. Les effets qu'elles produisent sont importants dans les plans de radio-diffusion et télévision à très hautes fréquences. En déterminant ce que doit être l'espacement géographique de stations à canaux communs ou adjacents, c'est le plus fort signal à longue distance qui se produit de 1 % à 10 % du temps qui compte : ces signaux sont surtout propagés par réflexion dans les couches élevées [1, 23, 24].

4. Propagation par diffusion

La suggestion que la relative faible vitesse d'atténuation des champs troposphériques au-delà de l'horizon — en absence de super-réfraction — était due à un mécanisme de diffusion aléatoire a été avancée par PEKERIS [25] en 1947. Peu après des théories étaient avancées indépendamment par MEGAW [26] et par BOOKER et GORDON [27]. Ces théories étaient basées sur l'idée que la diffusion était causée par des fluctuations de l'indice de réfraction dans l'atmosphère, dues à la turbulence qu'on croyait exister en permanence. Par la suite on a apporté beaucoup de perfectionnement à cette théorie de turbulence, spécialement aux Etats-Unis. Les développements principaux ont été décrits par STARAS et WHEELON [28]. Une récapitulation assez complète de la théorie de propagation par diffusion a été aussi fournie par JOHNSON [29].

Jusqu'à il y a quelques années la théorie de la diffusion par turbulence était très populaire et a servi à donner un grand essor à la recherche et aux applications pratiques. Cependant, on commence de plus en plus à croire à la nécessité d'une nouvelle explication théorique qui soit plus rapprochée de ce qu'on croit être la vraie structure physique de la basse atmosphère.

Les premières formes de la théorie de la turbulence proposées par MEGAW, BOOKER et GORDON ainsi

que par VILLARS et WEISSKOPF [30, 31] ont présumé la turbulence isotrope ; et maintenant on sait bien que cela est loin d'être vrai. On a proposé [32] des modifications pour tenir compte de l'anisotropie, mais il est douteux que cela puisse suffire aux besoins du problème. Bien qu'avec la théorie de la turbulence on soit arrivé à quelque succès dans l'estimation de la valeur des champs diffusés et de leurs caractéristiques [33, 34, 35] ; on montrera plus tard que ceux-ci présentent encore des aspects importants pour lesquels toute théorie de ce genre semble avoir des lacunes.

Pendant que ces théories de la turbulence jouissaient de succès, une autre explication des champs de diffusion troposphérique à grande distance a été fortement recommandée — et cela l'est encore — par CARROLL [36]. Dans cette théorie on suppose un spectre des modes calculé pour une terre courbe entourée d'une atmosphère pour laquelle l'indice de réfraction décroît de façon monotone avec la hauteur au-dessus du sol pour arriver à la valeur de l'espace libre, ce qui peut expliquer d'une manière satisfaisante les phénomènes observés. Par suite des perturbations dans l'atmosphère qui ont de l'importance seulement pour la réception en des points au-delà de l'horizon, on a suggéré que les champs à longue distance devraient être déterminés par la sommation de ces modes à phase aléatoire, et que la valeur correcte et le taux d'atténuation du champ avec la distance pourrait être alors obtenue. A des distances plus rapprochées, y compris celles en deçà de l'horizon, la sommation de ces mêmes modes en phases cohérentes donne le même résultat que la théorie classique de la diffraction avec un rayon effectif terrestre approprié. Ce genre de théorie a été contesté à cause de sa rigueur mathématique [28] ; de plus cette théorie est basée sur un modèle de l'atmosphère qui est peu compatible avec les résultats expérimentaux des mesures de variations de l'indice de réfraction.

Au colloque international sur la propagation des ondes radioélectriques à Paris en 1956, qui a été organisé par la Société des Radioélectriciens et le Comité National Français de l'Union Radio Scientifique Internationale, on a exprimé un mécontentement considérable au sujet des théories de la turbulence, tandis que l'opinion se tournait toujours plus vers la théorie basée sur les réflexions partielles sur des couches troposphériques. Cette opinion a été exprimée, par exemple, par SMYTH et ANDERSON [37] BECKMANN et aussi SAXTON à la XII^e Assemblée Générale de l'U.R.S.I. aux Etats-Unis en 1957 ont attiré l'attention sur l'hypothèse de l'atmosphère feuilletée [38]. FRIIS, CRAWFORD et HOGG [39] ont montré que cette théorie peut expliquer quantitativement les champs diffusés qui ont été observés. Dans la discussion de ce problème ils supposent que l'atmosphère contient beaucoup de feuillets de dimensions limitées avec une localisation et orientation aléatoires. Ils ont aussi remarqué que la structure de l'atmosphère peut changer de façon appréciable de temps en temps, de manière à ce que les couches de grande, petite ou moyenne dimensions puissent jouer leur rôle à des moments différents.

De plus, la grandeur réelle d'une couche déterminée peut être différente pour des longueurs d'ondes assez différentes; ceci dépendant des irrégularités du feuilletage de l'atmosphère en fonction de la longueur d'onde. On pourrait discuter [28] que cette hypothèse d'un grand nombre de feuillets disposés d'une manière aléatoire ne diffère pas beaucoup de celle de la turbulence anisotrope. Bien que cette critique soit assez fondée, il reste vrai que la théorie du feuilletage peut donner au problème de la propagation transhorizon une solution différente de celle fournie par la théorie de la diffusion turbulente. Dans les dernières années on a donné de nouvelles preuves et on a formulé plus clairement la théorie du feuilletage et de la réflexion partielle dans les travaux importants de DU CASTEL, MISME et VOGÉ au Centre National d'Etudes des Télécommunications [40, 43].

4.1. STRUCTURE DE LA TROPOSPHÈRE

En examinant un grand nombre de résultats expérimentaux obtenus par des radio-sondes et des mesures faites avec des réfractomètres micro-onde, VOGÉ et ses collègues sont arrivés à plusieurs conclusions très importantes. Dans des cas particuliers — connus depuis longtemps — existent des couches de grande dimension dans l'épaisseur desquelles l'indice de réfraction peut décroître de quantités de l'ordre de 20 à 100 unités N ⁽¹⁾: les dimensions horizontales atteignent plusieurs centaines de kilomètres, tandis que leurs épaisseurs varient, ces couches atmosphériques peuvent durer pendant des périodes de plusieurs jours. Elles sont généralement associées à des conditions anticycloniques stables et ne constituent pas naturellement une caractéristique permanente d'une région géographique donnée. Leurs effets sur la propagation des ondes radioélectriques sont bien connus et une discussion de leur importance, surtout dans les longueurs d'ondes de l'ordre du mètre, ont été traités par l'auteur [1]. C'est à ce genre de couches que l'on doit souvent les fortes transmissions troposphériques à des points au-delà de l'horizon; mais elles ne sont pas responsables de la formation des champs résiduels transhorizon.

Le travail du C.N.E.T. montre aussi que ces feuillets existent constamment dans la troposphère jusqu'à de très grandes hauteurs, ceux-ci étant caractérisés par des variations de l'indice de réfraction de plusieurs unités N , dont une valeur moyenne de 10 unités N semble raisonnable pour les premiers kilomètres de l'atmosphère. Les dimensions horizontales de ces feuillets sont de l'ordre de 1 à 3 kilomètres et leur épaisseur de plusieurs mètres, peut-être jusqu'à 15 ou 20 mètres. L'épaisseur d'un feuillet donné peut varier de plusieurs mètres le long de son étendue horizontale; les mesures par réfractomètre indiquent aussi qu'il y a des variations de 1 à 2 unités N dans les changements de l'indice de réfraction dans l'épaisseur du feuillet.

Pendant de nombreuses années [44] aux Etats-Unis, beaucoup de résultats ont été obtenus sur la variation de l'indice de réfraction au moyen du réfractomètre micro-onde. Plus récemment ces mesures ont été faites au Radio Research Station aussi bien qu'au C.N.E.T.; et le nombre de preuves sur l'existence et la fréquence de la formation de ce genre de feuillets augmente toujours.

Les chercheurs du C.N.E.T. ont étudié avec grand soin la thermodynamique de l'atmosphère en ce qui concerne les conditions de stabilité, instabilité et de turbulence. La supposition que la turbulence est toujours présente et est la cause principale de la propagation par diffusion paraît être très douteuse. Cependant, des régions de turbulence existent, et une description de la structure générale de la troposphère résultant des études faites par DU CASTEL, MISME et VOGÉ prend la forme d'un certain nombre de feuillets stables ainsi que de quelques feuillets instables. Dans certains de ceux-ci se produit une turbulence systématique, comme par exemple sous l'influence de la convection thermique — dans laquelle on peut superposer plusieurs feuillets semblables. Dans les autres il n'y a pas d'arrangement défini dans les tourbillons de turbulence. Dans les quelques kilomètres de la basse atmosphère le gradient de l'indice de réfraction dans les feuillets stables est assez fort (plus de 20 unités N de décroissance par kilomètre de hauteur), tandis que dans les feuillets instables le gradient est constant, décroissant de quelques 20 unités N par kilomètre. Ces deux genres de feuillets se déplacent dans l'atmosphère et peuvent être soumis à des mouvements ondulatoires.

Comme le témoignent quelques observations récentes de radio, qui seront discutées dans la section suivante, il semble que les feuillets stables puissent avoir une plus grande importance que les feuillets instables en ce qui concerne la propagation transhorizon à longue distance. Il est important, donc, comme DU CASTEL, MISME et VOGÉ l'ont souligné, que tout modèle de l'atmosphère qui est choisi comme base pour les études théoriques de la propagation des ondes radioélectriques, doit tenir compte correctement de différents genres de variations de l'indice de réfraction dont on a parlé.

4.2. QUELQUES OBSERVATIONS APPROPRIÉES DE RADIO

Dans cette section on tâchera de donner un aperçu des points principaux de plusieurs investigations radioélectriques qui semble à l'auteur devoir fournir des informations importantes en ce qui concerne le mécanisme de la propagation transhorizon.

4.2.1. Enregistrements de la grandeur du champ au-delà de l'horizon

Pendant les dernières années, des enregistrements continus ont été faits à la Radio Research Station avec des signaux de 53 MHz sur une distance de 530 km, et des signaux de 1370 MHz sur un trajet de 150 km [45]. Une comparaison d'observations

⁽¹⁾ $N = (n - 1) \cdot 10^6$, où n est l'indice de réfraction, et la quantité est exprimée en unités N .

faites sur les deux circuits est instructive. Dans ces deux circuits le point de réception était bien au-delà de l'horizon. Bien que les observations n'aient pas été faites en même temps, et que les trajets ne soient pas dans la même région du Royaume-Uni, les enregistrements de la grandeur du champ étaient conduits pendant une longue période (à peu près deux ans dans les deux cas) ; et les observations pouvaient ainsi donner une image assez claire des conditions de propagation concernant les deux fréquences.

Avant de discuter la nature exacte de ces enregistrements on doit noter un point important. Les signaux diffusés sont souvent caractérisés par un rapide fading ; et suivant le développement de la théorie de turbulence il a été d'usage d'attribuer un tel fading à la combinaison d'un grand nombre de composants de signaux de phases aléatoires, provenant du spectre des tourbillons turbulents. La distribution de l'amplitude d'un signal qui varie de cette manière se conforme de près à la loi de probabilité de RAYLEIGH. Cependant, une distribution d'amplitude qui est pratiquement semblable à la loi de RAYLEIGH peut en réalité résulter de la combinaison de seulement quelques composantes du signal (peut-être pas plus qu'environ 5 ou 6). Par conséquent si une distribution d'amplitude observée se conforme de près à la loi de RAYLEIGH, il n'est pas possible d'en déduire que ce signal est la résultante d'un grand nombre de composantes.

Pendant les observations à 53 MHz sur une liaison de 530 km, on a trouvé que le signal reçu, bien que fluctuant, avait la plupart du temps plus de cohérence qu'on aurait pu le supposer en se basant sur un mécanisme de propagation qui exigerait plus que quelques trajets de transmission simultanée. Un fading comme celui qui pourrait se produire par suite d'un plus grand nombre de trajets (pas nécessairement un trop grand nombre) arrive rarement ; il existe d'habitude lorsque toute liaison, au point de vue météorologique, est sous l'influence d'une forte dépression. Pendant des conditions anticycloniques intenses, comme il fallait s'y attendre, le signal reçu a été relativement fort avec un fading très lent et profond. Pendant la période de deux ans, dans laquelle les mesures ont été prises, on n'a pas décelé de variation régulière diurne du signal médian, et il y avait seulement une petite variation dans la perte de transmission médiane mensuelle, qui était d'environ 8 dB plus grande en hiver qu'en été.

Pendant les essais sur une fréquence de 1370 MHz on a reçu un signal de nature très variable, mais la gamme des caractéristiques observées était semblable à celle obtenue à de plus basses fréquences. Il y avait encore très peu d'évidence d'une variation diurne régulière et la perte de transmission médiane mensuelle était de 10 dB plus grande en hiver qu'en été. On a remarqué un lent et profond fading se produisant vers les premières heures du matin, et c'est le signal avec le fading le plus rapide qui fut le plus souvent observé : des signaux ayant un taux intermédiaire de fading (correspondant au signal le plus habituel sur 53 MHz) étaient aussi notés, mais

moins souvent qu'avec la fréquence plus basse. La différence principale entre les résultats obtenus dans les deux essais concerne ainsi les différentes fractions du temps pendant lesquelles on a obtenu les divers genres de fadings. Le fait que les signaux du genre plus rapide étaient plus communs pour la fréquence la plus haute s'harmonise avec les opinions de DU CASTEL, MISMÉ et VOGÉ [43] en ce qui concerne les effets de réflexion partielle causés par le feuilletage. Les feuillets relativement petits, bien que ne contribuant pas beaucoup au champ sur 53 MHz paraissent avoir une importance beaucoup plus grande sur la fréquence de 1370 MHz.

Notons qu'une investigation systématique conduite par RIDER [46] sur la propagation à une fréquence de 858 MHz, sur plusieurs trajets allant de 158 à 585 km, a été conduite récemment dans le Royaume-Uni. Il a été découvert que le taux d'atténuation du signal diffusé avec la distance n'était pas en harmonie avec les prédictions empiriques faites par NORTON [33], qui étaient basées sur la théorie de la diffusion turbulente. De plus RIDER trouva que le fading du signal, et surtout la variation du taux du fading avec la distance, ne se conforme pas à celui donné par la théorie de la turbulence [47]. De ces observations, et d'autres, RIDER conclut que ses résultats paraissent favoriser le mécanisme de propagation par réflexion sur feuillets. STARKEY et ses collègues [48] arrivent à la même conclusion à la suite des mesures de la grandeur du champ pour des signaux sur 91 MHz à des distances jusqu'à 700 km, effectuées au moyen d'un récepteur monté dans un avion volant à une hauteur d'environ 3 000 mètres.

On peut encore envisager un autre point sur la nature du fading dans les signaux diffusés. Ces signaux, ainsi qu'on l'a noté précédemment, doivent, suivant la théorie de la turbulence, être caractérisés surtout par une distribution d'amplitude suivant la loi de probabilité de RAYLEIGH, ou bien suivant une modification appropriée de cette loi dans le cas où il y a une composante cohérente du signal [49]. KITCHEN, RICHARDS et RICHMOND [50] ont obtenu des enregistrements de ces deux genres de distribution. D'un autre côté, DU CASTEL [51] a montré, à la suite d'une analyse détaillée d'enregistrements très rapides faits avec une transmission sur 430 MHz à de grandes distances en Afrique Occidentale, que la plupart du temps la distribution de l'amplitude de la grandeur du champ ne se conforme ni à une simple loi de RAYLEIGH ni à une forme modifiée de cette loi, qui considérerait aussi l'effet d'une composante cohérente.

4.2.2. Sondages radar de la troposphère

Dans les dernières années on s'est occupé à Radio Research Station, de l'examen direct de la structure de la basse troposphère en employant une méthode radar [45] et cette recherche est encore en progrès.

Une longueur d'onde de 10 cm est employée dans ce sondage à incidence verticale. La puissance de crête de l'émetteur est de 500 kW, la durée de l'impulsion est 0,1 μ s et la fréquence de récurrence

de 500 par seconde. Le gain de l'antenne est de 34 dB, et le facteur de bruit total du récepteur 12 dB. Une modulation d'intensité sur le tube à rayons cathodiques est photographiée au moyen d'un film à déroulement continu. Grâce à de cette intégration photographique on obtient une augmentation de sensibilité, et il devient alors possible de découvrir des signaux aussi faibles que 10^{-15} W.

Ces expériences ont déjà donné des preuves très claires de la structure atmosphérique analogue à celle décrite par DU CASTEL, MISME et VOGÉ; et on pense qu'avec de plus grands perfectionnements techniques on parviendra à une plus grande sensibilité permettant d'enregistrer des réflexions (ou diffusions) encore plus faibles que celles que l'on peut obtenir actuellement, confirmant ainsi l'exactitude de ce genre de structure atmosphérique.

Alors que l'interprétation des enregistrements photographiques n'est pas toujours chose aisée, et que des échos obtenus par transmissions et réceptions par les lobes latéraux de l'antenne puissent être parfois sujets à confusion, il n'y a cependant pas de doute que les échos du genre feuillet, qui se produisent très souvent sont d'origine météorologique. En général, ces feuillets apparaissent pendant des durées de temps variables : parfois pendant seulement quelques minutes, d'autres fois pendant des durées beaucoup plus longues. Les feuillets ont une étendue horizontale limitée, et les échos qui en proviennent varient en intensité. Beaucoup de ces feuillets paraissent assez minces quoique la durée de l'impulsion de l'appareil radar employé actuellement empêche la résolution des feuillets plus minces que 30 m. En d'autres cas on obtient des échos d'une couche d'une épaisseur de plusieurs centaines de mètres, et parfois il a été possible de distinguer une structure fine de quelques feuillets à l'intérieur d'une telle couche.

Des exemples d'enregistrements obtenus sont donnés par les figures 1 à 3, chacune d'elle correspond à une durée de 15 minutes (on notera que l'échelle des hauteurs n'est pas la même dans la figure 3 et dans les figures 1 et 2). Des échos permanents, principalement dus à l'émission et à la réception par les lobes secondaires de l'aérien, rendent impossible l'observation de la structure atmosphérique dans le premier kilomètre de hauteur.

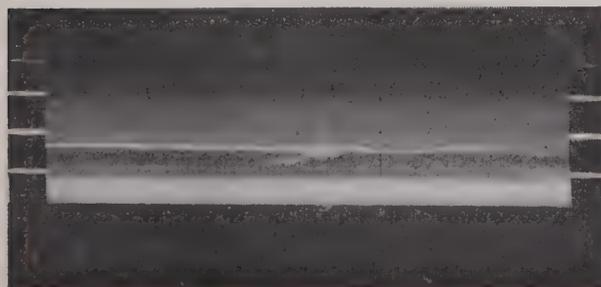


FIG. 1. — Sondage vertical par radar (Longueur d'onde 10 cm)
Hauteur en ordonnées. Les repères sont placés tous les kilomètres.
Temps en abscisses.
Durée de l'enregistrement de 14 h 15 à 14 h 30 e 6-8-59.

La figure 1 montre un feuillet très net dont la hauteur varie entre 1,5 et 1,8 km au cours d'une période de 15 minutes.

Les faibles traits proches de niveaux séparés par des hauteurs de 1 km pourraient être ignorés, mais le négatif original indique la possibilité d'une autre couche plus mince à une hauteur voisine de 2 km.

La figure 2 indique un feuillet moins accusé mais parfaitement discernable à une hauteur approximative de 2,5 km. Ce feuillet était de nature irrégulière et n'a pas été détecté pendant la totalité



FIG. 2. — Sondage vertical par radar (Longueur d'onde 10 cm)
Hauteur en ordonnées. Les repères sont placés tous les kilomètres.
Temps en abscisses.
Durée de l'enregistrement de 12 h 30 à 12 h 45 le 10-6-59.

des 15 minutes de l'enregistrement. (L'origine du petit nuage d'échos entre 1 et 2 km est inconnue). La figure 3 montre encore un feuillet irrégulier très mince dans la région voisine de 1,5 km.

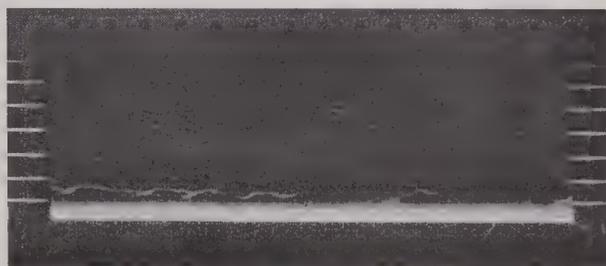


FIG. 3. — Sondage vertical par radar (Longueur d'onde 10 cm).
Hauteur en ordonnées. Les repères sont placés tous les kilomètres.
Temps en abscisses.
Durée de l'enregistrement de 12 h à 12 h 15 le 30-4-59.

On n'obtient pas encore facilement d'informations détaillées relatives au gradient d'indice de réfraction et à l'épaisseur des feuillets dans lesquels de grands changements se produisent.

Même avec l'équipement que l'on a décrit ici, il n'est pas certain que plusieurs feuillets soient vus en incidence normale par un processus de réflexion cohérente; les feuillets détectés par le radar sont plus probablement souvent ceux pour lesquels existe une variation très nette de l'indice de réfraction et du gradient; quelques fois on voit apparaître de la diffusion incohérente.

Cependant beaucoup de ces feuillets sont si minces, que pour des incidences obliques, les composantes du signal diffusé sont cohérentes et ces feuillets produisent effectivement une onde partiellement réfléchie.

Bien que ces feuillets ne soient pas toujours notés pendant le cours d'un sondage, il y a cependant très peu de jours où ils n'ont pas été observés pendant du moins une partie du temps; et il paraît probable qu'une augmentation de sensibilité des appareils montrera que ces feuillets sont encore plus fréquents. Il faut ajouter que beaucoup de feuillets d'une étendue limitée ne sont pas observés à cause de l'étrécissement du faisceau de l'antenne. Ainsi les caractéristiques des feuillets observés avec un sondage vertical radar sont exactement celles décrites par DU CASTEL et ses collègues.

On peut encore insister ici sur un point. La preuve de l'existence des feuillets plus ou moins permanents, signifie que des parties relativement limitées de l'atmosphère sont à chaque instant surtout responsables de la formation des champs à grande distance par n'importe quel moyen de propagation — ce qui rend suspecte toute hypothèse basée sur une intégration des contributions au signal total de toutes les parties du volume commun intercepté par les faisceaux des antennes de transmission et de réception.

1.2.3. Observations avec un faisceau oscillant

Peut-être qu'une des plus importantes expériences faites sur la propagation transhorizon est celle décrite par WATERMAN [52]. Dans cette recherche, faite avec une longueur d'onde de 10 cm, le faisceau de l'antenne de réception, large de $0,49^\circ$ dans son plan horizontal mais beaucoup plus large dans le plan vertical, a balayé rapidement un secteur horizontal de $4,2^\circ$ environ sur le chemin d'un grand cercle de l'émetteur au récepteur. Chaque balayage dure 0,1 seconde et le procédé est répété continuellement. L'élargissement du faisceau que l'on suppose, dans la théorie de diffusion turbulente, devoir provenir de la superposition des signaux de plusieurs centres de diffusion se trouvant à l'intérieur du volume commun des faisceaux d'émission et de réception, n'a en réalité été observé que rarement au cours d'un seul balayage. Le signal reçu paraît en général être dû à la combinaison instantanée de très peu de composantes; dans de nombreux cas de balayages, le modèle de radiation horizontale de l'antenne de réception a été reproduit scrupuleusement, ce qui indiquerait l'existence d'un seul chemin principal. Parfois le signal semble se propager le long du grand cercle, tandis qu'à d'autres instants il se propage sur un chemin à droite ou à gauche de celui-ci. Le changement de direction du signal de balayage à balayage était souvent assez rapide pour permettre à la moyenne du temps du signal de montrer un élargissement du faisceau. Il est ainsi facile de voir pourquoi cet élargissement et la perte apparente de gain a été observé sur des circuits transhorizon ayant des antennes très directives, sans recourir aux hypothèses de la turbulence et du volume commun.

Parfois les variations du signal de balayage à balayage étaient systématiques et indiquaient l'existence d'un mouvement dans la région de la diffusion et de la réflexion. Dans certains cas ce mouvement était si rapide que la seule explication plausible pouvait être fournie par la forme d'un mouvement ondulatoire à travers la région.

Ainsi, le travail de WATERMAN montre à nouveau que des régions, pour la plupart du temps limitées, de la troposphère, sont responsables de la diffusion du signal, et que, bien que ces régions varient constamment, le signal reçu est surtout le résultat d'un petit nombre de composantes prédominantes.

4.2.4. La dépendance de la diffusion sur la longueur d'onde

Ceux qui défendent la théorie de diffusion basée sur la turbulence, bien qu'ils ne soient pas en accord entre eux en ce qui concerne la formulation de la théorie [53, 54, 55] sont tous d'accord pour conclure qu'un tel mécanisme devrait conduire à une puissance diffusée qui serait une fonction unique de la fréquence (pour des antennes du même gain), du moins sur un intervalle assez grand qui est déterminé par la grandeur des tourbillons qui embrassent la gamme des échanges turbulents d'énergie. En réalité les théories de la turbulence ont indiqué que cette puissance diffusée doit être proportionnelle à une puissance de λ comprise entre $\lambda^{-1/2}$ et λ (λ étant la longueur d'onde).

La question de la dépendance de la diffusion sur la longueur d'onde est par conséquent très critique surtout en ce qui concerne la nature exacte du mécanisme de propagation. A ce sujet, des recherches entreprises récemment par CHISHOLM, ROCHE et JONES [56] ont donné des informations importantes. CHISHOLM et ses collègues ont fait des mesures très exactes sur des fréquences de 417 et 2290 MHz en employant des antennes du même gain pour les deux fréquences, et sur la même liaison de transmission; afin que la seule variable importante soit la dépendance du mécanisme de propagation sur la longueur d'onde.

On a analysé des enregistrements de la puissance des signaux reçus en hiver, au printemps et au début de l'été — en tout 241 heures d'enregistrement simultané fait sur les deux fréquences. Ces essais ont montré que la dépendance de la puissance diffusée sur la longueur d'onde est une variable à distribution considérable; en fait allant d'environ λ^2 jusqu'à λ^{-3} , avec une valeur médiane un peu moins inférieure à λ . La valeur de l'exposant varie de saison en saison, de jour en jour et même du matin au soir, montrant que ces variations ne peuvent pas certainement dépendre uniquement de la longueur d'onde.

Il est évident que cette caractéristique de la propagation transhorizon ne peut pas être expliquée d'une manière satisfaisante par aucune des formes actuelles de la théorie de la turbulence. La théorie du feuilleteage cependant n'est pas défailante à cet égard. Lorsqu'on considère la manière dont la réflexion d'un feuillet dépend de :

a) l'épaisseur du feuillet en terme de longueur d'onde

b) l'étendue horizontale du feuillet en terme de zone de FRESNEL pour une longueur d'onde donnée et

c) la variation de l'épaisseur du feuillet et du gradient de l'indice de réfraction, il est possible que l'intensité d'une onde réfléchie puisse varier avec la fréquence de plusieurs manières différentes.

5. Conclusions

Il y a beaucoup de bonnes raisons pour accepter les conclusions de BOLGIANO [51] suivant lesquelles la théorie de diffusion, basée sur la turbulence atmosphérique, ne peut fournir dans les meilleures conditions qu'une description incomplète de la propagation au-delà de l'horizon. Il y a plusieurs points très importants sur lesquels cette théorie ne donne pas une explication appropriée des phénomènes observés. Elle ne s'accorde pas avec le fait que les signaux transmis semblent être composés la plupart du temps de très peu de composantes et aussi elle ne peut pas expliquer la structure instantanée des signaux révélée par les essais analogues à ceux de WATERMAN. La théorie de la turbulence n'explique pas non plus la manière dont l'intensité des signaux diffusés varie avec la fréquence, et sa description des caractéristiques du fading est tout au moins insuffisante.

D'un autre côté, l'examen d'un nombre d'essais très importants qu'on a fait pendant les dernières années semble indiquer qu'une théorie basée sur une atmosphère feuilletée, du genre de celle proposée par DU CASTEL, MISE et VOGÉ peut expliquer tous les traits de la propagation par diffusion troposphérique qui paraissent être en accord avec la théorie de la turbulence. De plus cela laisse espérer que, lorsqu'elle sera complètement développée, cette théorie pourra fournir une explication satisfaisante des phénomènes que la théorie actuelle de la turbulence n'est pas à même d'expliquer.

C'est ainsi qu'en se basant sur la théorie du feuilletage, il n'y a pas de difficulté à tenir compte des observations faites par WATERMAN avec un faisceau oscillant, lorsque très peu de composantes du signal paraissent prédominer, ainsi que de la dépendance variable de l'intensité du signal sur la fréquence.

Il paraît donc que cela impose à la fois des raisonnements de nature météorologique et radioélectrique pour baser les recherches futures sur la propagation transhorizon sur les idées de DU CASTEL, MISE et VOGÉ, et non pas sur des modèles de l'atmosphère tels que ceux employés par NORTON et ses collègues [33, 35].

Si la description de la structure feuilletée qui résulte des études faites au C.N.E.T. est correcte, toute tentative de caractériser les variations de l'indice de réfraction dans l'atmosphère simplement au moyen d'une fonction de corrélation, de n'importe quelle forme, dans le but d'expliquer tous les aspects de la propagation transhorizon faillira inévitable-

ment ; même si, comme l'a proposé GORDON [58], il faut supposer que parfois les phénomènes de turbulence sont associés eux-mêmes à des régions de l'atmosphère relativement limitées.

Vu l'importance des résultats obtenus par WATERMAN et par CHISHOLM, ROCHE et JONES, il paraîtrait que des recherches de ce genre seraient intéressantes à poursuivre. Il est à espérer qu'on fera plus de mesures dans lesquelles il y aura une séparation nette entre les variations temporelles et spatiales du signal diffusé ; et il serait, par exemple, de grand intérêt de répéter les expériences de WATERMAN avec un balayage vertical aussi bien qu'horizontal.

Enfin, bien qu'on ait fait beaucoup d'efforts pour obtenir des mesures directes des variations de l'indice de réfraction dans l'atmosphère au moyen de réfractomètres micro-ondes, il est clair qu'il faudrait encore faire beaucoup d'investigations précises, tout en tenant compte de la structure de l'atmosphère indiquée par DU CASTEL, MISE et VOGÉ. Une plus grande application de sondages verticaux de la troposphère par radar paraît devoir être aussi de grande valeur.

Remerciements.

Cet article est publié avec l'autorisation de la direction de « Radio Research Department of Scientific and Industrial Research » de Grande-Bretagne.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] SAXTON J.A. — The propagation of metre radio waves beyond the normal horizon. Part. I. *Proc. I.E.E.*, 1951, Vol. 98, Part. III, p. 360.
- [2] VOGÉ J. — Problèmes d'actualité dans l'étude de la transmission des ondes ultra-courtes. *L'Onde Electrique*, 1955, Vol. 35, p. 487.
- [3] ISTD G.A. — Guglielmo Marconi and communication beyond the horizon : a short historical note. *Proc. I.E.E.*, 1958, Vol. 105, Part. B, Supplement, p. 79.
- [4] MESNY. — *L'Onde Electrique* 1924, Vol. 3, p. 25.
- [5] MESNY. — *L'Onde Electrique* 1924, Vol. 3, p. 99.
- [6] JOUAUST R. — Some details relating to the propagation of very short waves. *Proc. I.E.E.*, 1931, Vol. 19, p. 479.
- [7] MARCONI G. — Radio communication by means of very short electric waves. *Proc. Roy. Inst.*, Décembre 1932.
- [8] HULL R.A. — Air-mass conditions and the bending of ultra high frequency waves. *Q.S.T.*, 1935, Vol. 19, p. 13.
- [9] HULL R.A. — Air wave bending of ultra high frequency waves. *Q.S.T.*, 1937, Vol. 21, p. 16.
- [10] ENGLUND C.R., CRAWFORD A.B. and MUMFORD W.W. — Further studies of ultra short wave transmission phenomena. *Bell Syst. Tech. Journ.*, 1935, Vol. 14, p. 369.
- [11] ENGLUND C.R., CRAWFORD A.B. and MUMFORD W.W. — Ultra short-wave transmission and atmospheric irregularities. *B.S.T.J.* 1938, Vol. 17, p. 489.
- [12] ENGLUND C.R., CRAWFORD A.B. and MUMFORD W.W. — Ultra short-wave transmission over a 39-mile optical path. *Proc. I.R.E.*, 1940, Vol. 28, p. 360.
- [13] BURROWS C.R., DECINO A. and HUNT L.E. — Stability of two-metre waves. *Proc. I.R.E.*, 1938, Vol. 26, p. 516.

- [14] SMITH-ROSE R.L. and STICKLAND A.C. — A study of propagation over the ultra short-wave radio link between Guernsey and England on wavelengths of 5 and 8 metres. *Journal I.E.E.*, 1943, Vol. 90, Part. III, p. 12.
- [15] SAXTON J.A. and HOPKINS H.G. — Some adverse influences of meteorological factors on marine navigational radar. *Proc. I.E.E.*, 1951, Vol. 98, Part. III, p. 26.
- [16] SAXTON J.A. — The influence of atmospheric conditions on radar performance. *Journ. Inst. Nav.*, 1958, Vol. 11, p. 290.
- [17] BEAN B.R. and ABBOTT R. — Oxygen and water vapour absorption of radio waves in the atmosphere. *Geofisica Pura e Applicata. Milano*, 1957, Vol. 37, p. 127.
- [18] BOOKER H.G. and WALKINSHAW W. — The mode theory of tropospheric refraction and its relation to waveguides and diffraction. *Meteorological Factors in Radio Wave Propagation: Physical Society*, London 1946, p. 80.
- [19] BOOKER H.G. — Elements of radio-meteorology: how weather and climate cause unorthodox radar vision beyond the geometrical horizon. *Journ. I.E.E.*, 1946, Vol. 93, Part. III A, p. 69.
- [20] MISMÉ P. — Essai de radioclimatologie d'altitude dans le nord de la France. *Ann. des Télécommunications*, 1958, Vol. 13, p. 303.
- [21] BEAN B.R. and THAYER G.D. — Models of the atmospheric radio refractive index. *Proc. I.R.E.*, 1959, Vol. 47, p. 740.
- [22] SMYTH J.B. and TROLESE L.G. — Propagation of radio waves in the lower troposphere. *Proc. I.R.E.*, 1947, Vol. 35, p. 1198.
- [23] SAXTON J.A., LUSCOMBE G.W. and BAZZARD G.H. — The propagation of metre radio waves beyond the normal horizon, Part. 2. *Proc. I.E.E.*, 1951, Vol. 98, Part. III, p. 370.
- [24] SAXTON J.A. — Long-distance propagation in relation to television in the United Kingdom. *Proc. I.E.E.*, 1952, Vol. 99, Part. III A, p. 294.
- [25] PEKENS C.L. — Wave theoretical interpretation of propagation of 10 cm and 3 cm waves in low-level ocean ducts. *Proc. I.R.E.*, 1947, Vol. 35, p. 453.
- [26] MEGAW E.C.S. — Scattering of electromagnetic waves by atmospheric turbulence. *Nature*, 1950, Vol. 166, p. 1100.
- [27] BOOKER H.G. and GORDON W.E. — A theory of radio scattering in the troposphere. *Proc. I.R.E.*, 1950, Vol. 38, p. 401.
- [28] STARAS H. and WHEELON A.D. — Theoretical research on tropospheric scatter propagation in the United States, 1954-1957. *Trans. I.R.E.*, 1959, Vol. AP-7, p. 80.
- [29] JOHNSON M.A. — A review of tropospheric scatter propagation theory and its application to experiment. *Proc. I.E.E.*, 1958, Vol. 105, Part. B Supplement, p. 165.
- [30] VILLARS F. and WEISSKOPF V.F. — The scattering by turbulent atmospheric fluctuations. *Phys. Rev.*, 1954, Vol. 94, p. 232.
- [31] VILLARS F. and WEISSKOPF V.F. — On the scattering of radio waves by turbulent fluctuations of the atmosphere. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 1232.
- [32] STARAS H. — Forward scattering of radio waves by anisotropic turbulence. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 1374.
- [33] NORTON K.A., RICE P.L. and VOGLER L.E. — The use of angular distance in estimating transmission loss and fading range for propagation through a turbulent atmosphere over irregular terrain. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 1488.
- [34] NORTON K.A. — Point-to-point radio relaying via the scatter mode of tropospheric propagation. *Trans. I.R.E.*, 1956, Vol. C. 5-4, p. 39.
- [35] NORTON K.A. — System loss in radio wave propagation, *Journal of Research, National Bureau of Standards*, 1959, Vol. 63D, p. 53.
- [36] CARROLL T.J. and RING R.M. — Twilight region propagation of short radio waves by modes contained in the normal air. Lincoln Laboratory M.I.T., *Technical Report No 190*, oct. 1958.
- [37] SMYTH J.B. and ANDERSON L.J. — The importance of reflection processes in communications beyond the horizon. *L'Onde Electrique*, 1957, Vol. 37, p. 485.
- [38] SMYTH J.B. and ANDERSON L.J. — Proceedings of Commission II of U.R.S.I., XIIth General Assembly, Boulder, Colorado, U.S.A., 1957, pp. 108-109.
- [39] FRIIS H.T., CRAWFORD A.B. and HOGG D.C. — A reflection theory for propagation beyond the horizon. *Bell Syst. Tech. Journ.* 1957, Vol. 36, p. 627.
- [40] CASTEL F. DU, MISMÉ P. VOGÉ J. — Réflexions partielles dans l'atmosphère et propagation à grande distance. Première partie. *Ann. des Télécommunications*, 1958, Vol. 13, p. 209.
- [41] CASTEL F. DU, MISMÉ P. VOGÉ J. — ditto Deuxième partie. *ibid.* p. 265.
Complément à la deuxième partie, *ibid.* 1960, Vol. 15, p. 48.
- [42] CASTEL F. DU, MISMÉ P., VOGÉ J. SPIZZICHIMO A. — ditto Troisième partie. *ibid.* 1959, Vol. 14, p. 33.
- [43] CASTEL F. DU, MISMÉ P. VOGÉ J. — Etude physique du feuilletage dans l'atmosphère. *Communication au Congrès International sur la propagation des ondes radioélectriques*. Liège, octobre 1958.
- [44] CRAIN C.M. — Survey of airborne microwave refractometer measurements. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 1405.
- [45] CRAIN C.M. — Radio Research, 1957, H.M.S.O. London p. 23.
- [46] RIDER G.C. — Propagation measurements at 858 Mc/s over paths up to 585 km. *Marconi Review*, 1958, Vol. 21, p. 184.
- [47] NORTON K.A., RICE P.L., JAMES H.B. and BARSIS A.P. — The rate of fading in propagation through a turbulent atmosphere. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 1341.
- [48] STARKEY B.J., TURNER W.R., BADCOE S.R. and KITCHEN G.F. — The effects of atmospheric discontinuity layers up to and including the tropopause on beyond the horizon propagation phenomena. *Proc. I.E.E.*, 1958, Vol. 105, Part. B Supplement, p. 97.
- [49] NORTON K.A., VOGLER L.E., MANSFIELD W.V. and SHORT P.J. — The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh distributed vector. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 1354.
- [50] KITCHEN F.A., RICHARDS E.G. and RICHMOND I.J. — Some investigations of metre-wave radio propagation in the trans-horizon region. *Proc. I.E.E.*, 1958, Vol. 105, Part. B Supplement, p. 106.
- [51] CASTEL F. DU. — Note sur les fluctuations d'amplitude des champs lointains. *Ann. des Télécommunications*, 1959, Vol. 14, p. 91.
- [52] WATERMAN A.T. — A rapid beam-swinging experiment in trans-horizon propagation. *Trans. I.R.E.*, 1958, Vol. AP-6, p. 338.
- [53] WHEELON A.D. — On the spectrum of a passive scalar mixed by turbulence. *J. Geophys. Res.*, 1958, Vol. 63, p. 849.
- [54] WHEELON A.D. — A summary of the turbulent mixing dilemma. *J. Geophys. Res.*, 1958, Vol. 63, p. 854.
- [55] BOLGIANO R. — On the role of convective transfer in turbulent mixing. *J. Geophys. Res.*, 1958, Vol. 63, p. 851.
- [56] CHISHOLM J.H., ROCHE J.F. and JONES W.J. — See: Wavelength dependence in trans-horizon propagation (by R. Bolgiano). *Proc. I.R.E.*, 1959, Vol. 47, p. 331.
- [57] BOLGIANO R. — The role of turbulent mixing in scatter propagation. *Trans. I.R.E.*, 1958, Vol. AP-6, p. 161.
- [58] GORDON W.E. — Radio scattering in the troposphere. *Proc. I.R.E.*, 1955, Vol. 43, p. 23.

LES SIMULATEURS DE VOL

PAR

S.M. POOLE

*Chef du Département Simulateurs
à la Société « Le Matériel Téléphonique »*

Le simulateur d'entraînement au pilotage d'aéronef constitue une application de l'électronique et du calcul analogique assez particulière et il y a lieu de marquer la différence entre le simulateur d'entraînement et le simulateur d'étude. On sait que, de nos jours, les aviateurs utilisent de plus en plus des *simulateurs* pour prévoir et étudier les performances d'un aéronef en projet et même d'un prototype ayant déjà volé : en fait, ils emploient dans ce but une calculatrice analogique plus ou moins complexe et plus ou moins spécialisée en vue des problèmes particuliers à résoudre ; ce genre de *simulateur* d'étude est essentiellement une machine à calculer.

Le simulateur d'entraînement

Le sujet du présent article est le simulateur d'entraînement qui, tout en utilisant de nombreux principes de calcul analogique proprement dit, fait appel également à une grande diversité de circuits électriques et électroniques dans le but de réaliser la reproduction fidèle de tous les aspects fonctionnels d'un aéronef. Un simulateur d'entraînement au vol est conçu dans le but d'enseigner à un équipage ou à une partie d'un équipage, tous les procédés nécessaires à la prise en mains de l'aéronef considéré depuis la mise en route des moteurs au sol avant le décollage jusqu'à leur arrêt après l'atterrissage.

L'introduction des missions d'interception avec un ou plusieurs buts fictifs, des missions de bombardement ou de parachutage etc. peut être également envisagée ; il est possible d'introduire aussi un système de visualisation représentant un terrain d'aviation ou même un but en vol, un système de sonorisation capable de reproduire le bruit des moteurs pendant toutes les diverses phases de leur fonctionnement ainsi que le bruit de nombreux éléments tels que convertisseurs, pompes hydrauliques, portes de train, souffle aérodynamique, pluie, etc. qui font alors partie intégrante du simulateur.

La figure 1 montre l'organisation d'un simulateur d'intercepteur.

L'utilisation de calculatrices électroniques ou électromécaniques est un événement assez récent : les premiers entraîneurs employaient des dispositifs hydrauliques ou pneumatiques et souvent l'instructeur devait introduire à la main les effets appropriés dans l'équipement de radio et de navigation. Il n'était guère possible, dans ces entraîneurs, de simuler le fonctionnement des moteurs et des équipements auxiliaires, et la représentation des qualités de vol étaient fort approximatives.

En 1939, la Société LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE déposait une demande de brevet d'invention dans laquelle apparaissait pour la première fois l'idée d'appliquer des solutions électriques et électromécaniques aux appareils d'entraînement au vol ; en particulier, ce brevet décrivait des dispositifs électro-mécaniques pour la réalisation d'une partie de la mécanique du vol, des tables de tracé, une infrastructure d'aides-radio et un système de visualisation pouvant être adapté à l'entraînement en vue de l'approche et des missions de bombardement.

Puis ce fut la guerre, et en France plusieurs années d'interruption des études qui ne devaient être reprises que bien après la libération et aboutir à l'Entraîneur au pilotage sans visibilité L.M.T. type 141 dont soixante exemplaires environ ont été construits. (fig. 2).

Pendant ce temps, aux Etats-Unis, au Canada et en Angleterre, les techniques de simulation se développaient en un effort qui se traduit au moment présent par plusieurs centaines de simulateurs d'avions civils ou militaires en service dans le monde.

La complication extrême d'un avion moderne a pour effet de rendre le simulateur non pas nécessairement compliqué mais inévitablement complexe : c'est ainsi qu'un simulateur peut comprendre plus de 1000 lampes ou transistors et plus de 200 servomécanismes pour résoudre le très grand nombre de problèmes qui sont simultanément posés.

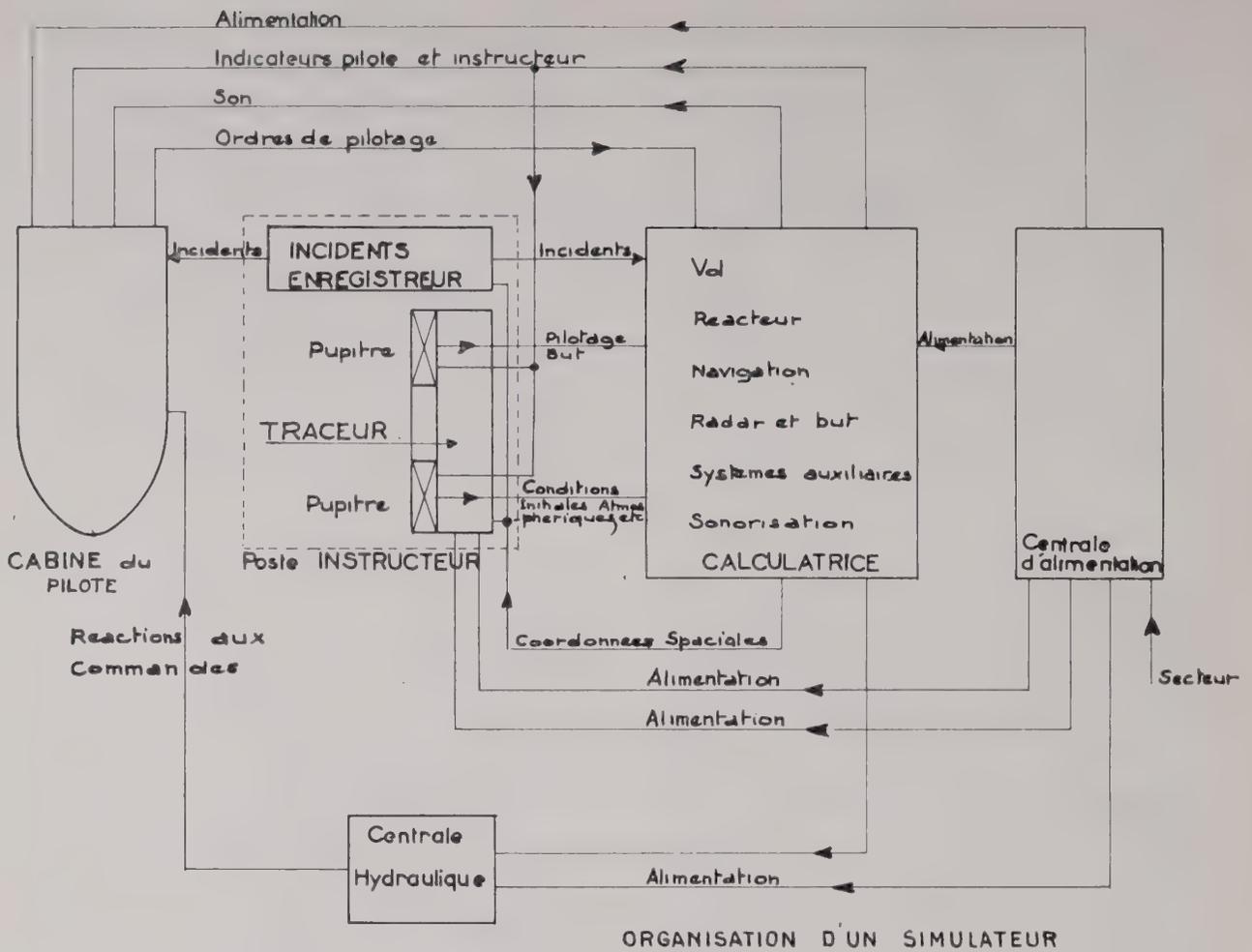


FIG. 1. — Organisation d'un simulateur.

De nos jours, on admet de classer les simulateurs d'entraînement au vol en deux groupes : d'une part, le *simulateur de vol* proprement dit, qui a pour but de simuler tous les aspects d'un avion bien défini dont il portera le nom ; et, d'autre part,

l'*entraîneur au sol* qui, tout en possédant des caractéristiques réalistes de vol, ne simule pas un avion particulier. Ce dernier genre d'appareil est utilisé principalement pour l'entraînement au pilotage sans visibilité mais, dans ce cas là, la simulation des performances des moteurs, des systèmes hydrauliques etc. est assez sommaire.

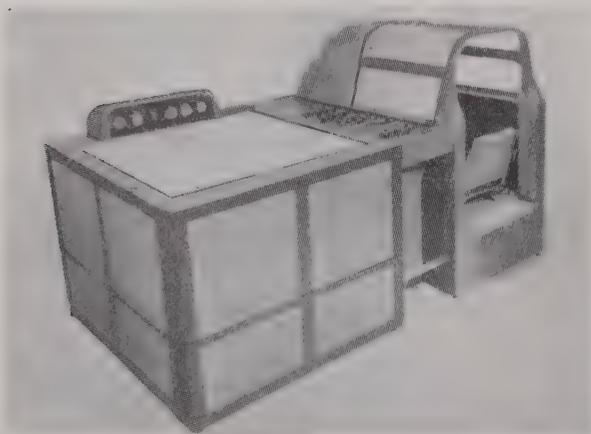


FIG. 2. — Entraîneur au PSV type 141.

Depuis deux ou trois ans, de tels entraîneurs au sol, dénommés TYPE TRAINERS par les Anglo-Saxons, ont été mis en utilisation avec beaucoup de succès ; mais il est bien entendu qu'il n'existe pas de ligne de démarcation précise entre ces deux groupes de simulateurs. C'est ainsi qu'un TYPE TRAINER peut parfaitement comprendre les caractéristiques de vol et de moteurs d'un avion particulier sans simuler les fonctions de tous les systèmes auxiliaires ni, parmi tous les régimes possibles des moteurs, ceux qui ne sont pas utilisés normalement. La cabine du TYPE TRAINER peut, de plus, reproduire plus ou moins fidèlement celle de l'avion considéré suivant les désirs et les possibilités de budget de l'utilisateur.

Sans analyser plus avant les différences entre les divers types de simulateurs on insistera sur leurs principes de fonctionnement et d'utilisation.

Aspects techniques

On peut considérer, à titre d'exemple, l'ensemble du simulateur d'intercepteur équipé d'un radar, et servant à l'enseignement pratique de l'interception d'un but fictif et à l'enseignement du pilotage de l'avion.

La figure 3 montre la disposition typique d'un simulateur monté sur semi-remorque : il s'agit d'une



Fig. 3. — Maquette du simulateur « Mirage III ».

maquette du simulateur pour l'intercepteur DASSAULT MIRAGE III en cours d'étude et de fabrication par la Société LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE, pour le compte du Ministère de l'Air.

Les principaux éléments sont :

- la cabine du pilote ;
- le poste de l'instructeur avec divers traceurs de route, enregistreurs, instruments répétés, commandes d'incidents de vol et de conditions extérieures ;
- la calculatrice de vol, des groupes propulsifs, des systèmes de servitudes de l'avion, des aides-radio, du radar, etc...
- les armoires d'alimentation fournissant les diverses tensions et courants nécessaires au fonctionnement de l'ensemble du simulateur ;
- les groupes de réfrigération et de climatisation.

Cette remorque n'a que 9,50 m de long et 2,50 m de large, ce qui résulte d'un progrès considérable en ce qui concerne l'organisation et la miniaturisation des organes de calcul.

CABINE DU PILOTE

L'aspect intérieur de la cabine du simulateur reproduit fidèlement celui de la cabine de l'avion mais il est bien certain que la majorité des éléments installés dans la cabine du simulateur sont profondément modifiés au point de vue interne par rapport à ceux de l'avion réel ; par exemple, on est obligé de remplacer les instruments gyroscopiques et manométriques par des servos de copie ou par des

moteurs synchrones. Les réactions aux commandes sont également à simuler et l'on reconstitue les efforts nécessaires à l'aide de ressorts agissant sur des leviers variables, des dispositifs hydrauliques ou pneumatiques ou des moteurs de couple ; de plus, il faut tenir compte des vibrations typiques de la cabine pour les conditions normales de décrochage, de roulement au sol, etc.

Pour reproduire tous les sons entendus normalement dans l'avion, on emploie habituellement des

haut-parleurs dissimulés à la vue de l'équipage. Pour réaliser, par exemple, le son du réacteur, on procède à une analyse harmonique des enregistrements sonores du réacteur dans tous les domaines d'utilisation depuis l'allumage au sol (ou en vol) jusqu'à pleine puissance à grande vitesse. La loi définissant chaque harmonique est déterminée en fonction du nombre de tours, de la vitesse de vol, de l'altitude, etc. et, par la suite, elle est reproduite dans le simulateur de façon que l'addition de tous les harmoniques calculés de cette manière reconstitue automatiquement le son véritable.

POSTE DE L'INSTRUCTEUR

Un poste d'instructeur est normalement prévu dans un simulateur pour permettre un contrôle du comportement du pilote et la possibilité de jouer le rôle de « tour de contrôle au sol », de l'opérateur de G.C.A., de piloter le but, etc. Les éléments principaux d'un poste instructeur pour simulateur d'intercepteur peuvent comprendre :

- Table traçante pour intercepteur et but,
- Table traçante à grande échelle pour approches G.C.A.,
- Enregistreur d'altitude,
- Scope de radar répété,
- Instruments de vol répétés,
- Panneaux groupant les commandes permettant à l'instructeur de produire des incidents de vol et des pannes des systèmes de servitudes (au nombre de 100 à 200),

— Panneaux d'affichage des aides-radio et des conditions atmosphériques,

— Commandes de vol du but.

Dans le but d'alléger la tâche de l'instructeur, après que toutes les caractéristiques ont été affichées, le fonctionnement des aides-radio est entièrement automatique et les multiples conséquences d'une panne quelconque, après son introduction par l'instructeur, se déroulent sans intervention.

CALCULATRICE

Dans une installation sur remorque où la place disponible est extrêmement réduite, on a trouvé très avantageux d'utiliser une baie « ouverte » ou « rack » plat, placée verticalement. Les éléments de calcul, tels que les servo-mécanismes, les amplificateurs, les relais, les pas-à-pas, etc., sont fixés sur chaque face du rack. Le rack lui-même a 1,80 m de haut, 80 cm de large et seulement 10 cm de profondeur. C'est à l'intérieur de ce mince parallélépipède que se trouve le câblage très complexe et varié ; par contre, les éléments de calcul sont fixés aux surfaces extérieures à l'aide d'attaches rapides ou de charnières afin d'éviter l'emploi classique de tiroirs ou de portes de visite que ne permet pas la faible place disponible. Cette disposition améliore également l'accessibilité des différents organes.

CENTRALE D'ALIMENTATION

Normalement, un simulateur doit pouvoir fonctionner à partir du secteur ou d'un groupe électrogène, et avec une grande tolérance de tension électrique en raison des fortes variations d'intensité qui se manifestent souvent sur les bases aériennes. Pour cette raison, un simulateur est normalement livré avec ses propres régulateurs de tension. La liste des tensions à fournir à la calculatrice ou aux autres éléments du simulateur est assez longue et comprend une douzaine d'alimentations diverses, en courant continu, en 50 Hz, en 400 Hz, etc.

Un système de signalisation automatique de pannes est à prévoir ainsi que des sécurités, aussi bien pour la centrale que pour les organes desservis par celle-ci.

RÉFRIGÉRATION ET CLIMATISATION

Si la climatisation est relativement aisée pour une installation fixe dans un bâtiment, elle pose des problèmes très particuliers dans le cas d'un simulateur monté sur remorque. La charge solaire subie par un véhicule exposé en plein soleil, devient le facteur prépondérant ; or, en raison des considérations de poids et d'encombrement, l'isolement thermique d'une remorque est nécessairement limité. La puissance installée d'un groupe climatique devant répondre à ces conditions extérieures, plus 4 kW de dissipation électro-thermique et la présence de trois hommes à l'intérieur du véhicule, peut atteindre une vingtaine de kVA.

Opérations de calcul

Les quantités variables sont représentées soit par la position d'un élément mécanique — par exemple la rotation d'un arbre — soit par une tension électrique. Le contenu d'un réservoir de carburant peut être ainsi représenté soit par la position angulaire d'un servo — laquelle peut être transmise aux jaugeurs par un moteur synchrone — soit par une tension qui peut être prise parmi les entrées d'un circuit de sommation déterminant le poids total de l'avion.

ADDITION ET SOUSTRACTION

Ces opérations peuvent être réalisées à l'aide d'un circuit de résistances en série ou en parallèle. Les quantités ayant un signe positif ou négatif, sont représentées respectivement par une tension positive ou négative dans le cas d'une calculatrice à courant continu, ou par une tension dont la phase est respectivement de 0° ou de 180° , dans le cas d'une calculatrice à courant alternatif.

En utilisant, de cette façon des polarités opposées, on ramène tout simplement le problème de soustraction à un problème d'addition. La méthode d'addition en série est peu utilisée sauf pour un simulateur très simplifié car la source d'un signal quelconque ne peut guère être utilisée qu'une fois.

Le schéma montré dans la figure 4 représente un circuit d'addition en parallèle.

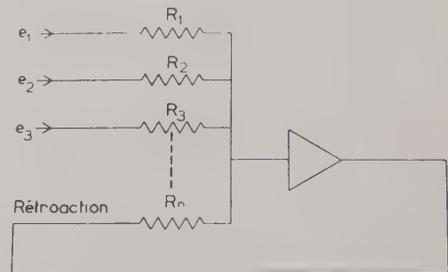


FIG. 4. — Addition par circuit en parallèle.

Dans le cas particulier où l'addition est effectuée sans changement d'échelle, quelle que soit l'entrée considérée, les résistances sont égales et le gain du circuit est de $1/N$ où N égale le nombre des entrées.

Dans le cas général où chaque entrée possède une échelle indépendante, on utilise le circuit déjà vu où la conductance de chaque résistance est proportionnelle à l'échelle voulue.

Comme il est indiqué sur cette vue, le circuit est souvent associé à un amplificateur de haut gain dont le circuit de contre-réaction devient l'une des entrées.

Un amplificateur convenable doit avoir un gain en tension se situant entre 100 et 1000. Comme exemple de cette méthode, l'addition de 2 tensions à échelles égales est effectuée en utilisant 2 résistances égales.

Si l'une des tensions doit avoir 2 fois l'effet de l'autre, la résistance associée à la première est 2 fois plus petite que la résistance associée à la seconde tension.

Pour obtenir un gain de sortie égal à 1 par rapport à la première entrée, on utilise une résistance de contre-réaction égale à celle qui est associée à cette entrée.

MULTIPLICATION ET DIVISION

La multiplication de deux signaux, par une méthode entièrement électronique, est très difficile et ne peut pas être très exacte sans l'utilisation d'un certain nombre de transistors ou de lampes. A titre d'exemple on peut considérer le multiplicateur qui utilise comme principe de base l'effet de Hall, et dont la figure 5 donne le schéma.

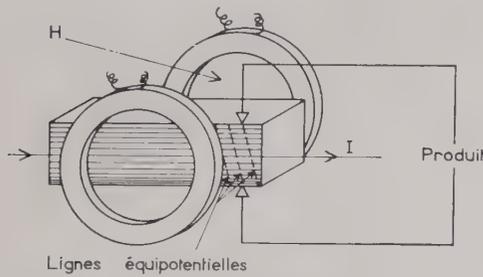


FIG. 5. — Effet de Hall.

Un barreau parcouru dans un sens par un courant continu proportionnel à une des variables est soumis à un champ magnétique proportionnel à l'autre variable. Entre deux points opposés sur une ligne perpendiculaire au courant, on mesure une tension proportionnelle au produit des deux variables.

Il est toutefois difficile d'aligner les points d'attache au cristal pour avoir 0 comme produit, dans le cas où l'une des variables a une valeur importante et l'autre une valeur nulle.

Une autre méthode consiste à utiliser les générateurs de fonction électronique, à diodes par exemple, reproduisant le carré de la variable. En appliquant les tensions $(x + y)$ et $(x - y)$ aux entrées de 2 générateurs indépendants, les sorties sont :

$$x^2 + 2xy + y^2 \text{ et } x^2 - 2xy + y^2$$

dont la différence donne $4xy$.

En créant l'inverse d'une variable, l'opération de division peut être effectuée à l'aide d'une multiplication.

Si le diviseur se présente sous forme d'un déplacement linéaire ou angulaire, une méthode décative peut être utilisée.

La figure 6 montre le principe de cette méthode. L'entrée principale vaut x . En admettant que la sortie de l'amplificateur vaille z , l'entrée de la contre-réaction, provenant d'un potentiomètre linéaire

entraîné par le mouvement représentant le diviseur y , et alimenté par l'amplificateur lui-même, vaut donc zy , c'est-à-dire $x = zy$, ou $z = \frac{x}{y}$.

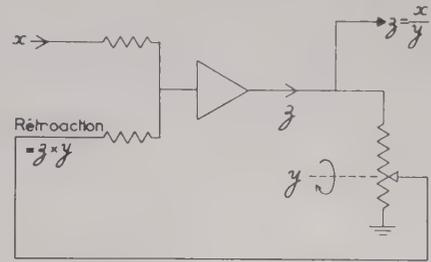


FIG. 6. — Circuit de division.

Les potentiomètres non linéaires

On peut considérer les potentiomètres non linéaires, utilisés pour la multiplication de fonctions, comme mémoire d'une fonction.

En général, pour obtenir une fonction quelconque, on se sert de potentiomètres spéciaux bobinés sur des mandrins en matière isolante. Ces mandrins ont une largeur variable, avec un rebord droit que le collecteur vient frotter. Sur toute la longueur du mandrin, la largeur est égale à la dérivée de la fonction voulue. Dans certains cas, il est préférable d'utiliser des prises multiples le long du bobinage et d'obtenir la fonction voulue au moyen de résistances extérieures.

La figure 7 fournit un exemple. Il est également possible de relier chaque prise du potentiomètre à

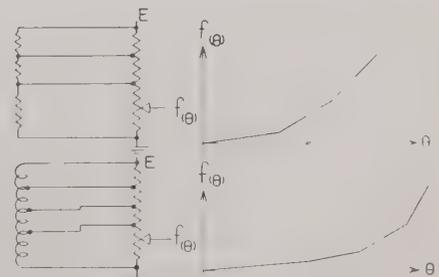


FIG. 7. — Génération de fonctions non-linéaires.

une prise de transformateur. Il est évident que la précision est fonction du nombre de prises et de leur position angulaire. Avec les potentiomètres de fort diamètre (80 mm) on peut réaliser une quarantaine de prises mais il est possible, dans la plupart des cas, d'engendrer une fonction avec suffisamment de précision à l'aide de la douzaine de prises qui peuvent être admises pour un potentiomètre de 30 mm de diamètre.

Il est parfois nécessaire de tenir compte de la déformation d'une fonction ainsi engendrée, déformation qui est due à une charge trop élevée par

rapport à l'impédance du potentiomètre. Le pourcentage maximum d'erreur est, dans ce cas :

$$25 \times \frac{\text{résistance du potentiomètre}}{\text{résistance de charge}}$$

c'est-à-dire que, pour obtenir moins de 1 % de déformation, la résistance de charge doit être 25 fois celle du potentiomètre. En tout cas, il est possible de compenser ces erreurs en ajustant la forme de la fonction.

INTÉGRATION

Il existe deux méthodes d'intégration applicables à la calculatrice analogique. Elles consistent à utiliser un servo-moteur dont la vitesse est contrôlée par un signal représentant la fonction intégrée soit un moteur à vitesse constante lié à un réducteur variable et asservi. Comme exemples connus, nous avons le vélodyne et l'intégrateur Rayleigh.

La figure 8 montre le schéma d'un vélodyne courant alternatif.

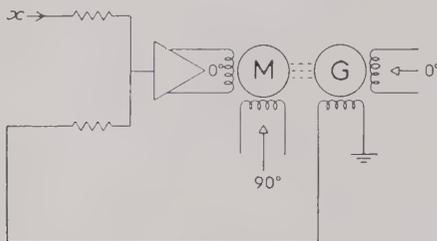


FIG. 8. — Intégrateur électromécanique.

La fonction intégrée fait accélérer le moteur jusqu'à ce que sa vitesse produise un signal tachymétrique égalant celui de la fonction intégrée. Le système maintient cette vitesse, et la position de l'arbre de sortie du servo indique l'intégrale. L'erreur transitoire, due à l'inertie du système, doit être faible ce qui exige un rapport couple/inertie très élevé. Il existe, à toutes les vitesses, une erreur due au bruit de fond de la génératrice qui est fonction de sa position instantanée. On introduit un signal de compensation moyenne qui élimine cette erreur sauf pour les faibles vitesses. Dans ce cas, si la variation du bruit de fond, selon la position de la génératrice, est supérieure à la fonction à intégrer le moteur cesse de tourner.

On obtient normalement une gamme de vitesse 1-2000 avec une précision de $\pm 2\%$ pour le cas du courant alternatif. L'amplificateur doit sortir 4 à 30 Watts à une tension de 25 à 100 volts selon le type du moteur utilisé. En général, par suite d'un rapport couple/inertie supérieur, le vélodyne à courant continu est préférable à l'intégration.

L'autre méthode d'intégration qui peut être appliquée s'il s'agit d'une calculatrice à courant continu, consiste à utiliser un amplificateur dont la boucle en contre-réaction est fermée par une capa-

cité. Il est évident que l'amplificateur ne doit avoir aucune dérive qui fausserait le résultat.

DIFFÉRENTIATION

Lors du projet d'une machine à calculer, en particulier dans le cas du courant alternatif, on élimine normalement toute nécessité de différentiation. Pour cela, on intègre plusieurs fois les équations de base de façon à éliminer les coefficients différentiels. Cependant, lorsqu'il n'est plus possible de résoudre le problème de cette façon, on se sert des circuits passifs de R-C. S'il s'agit du courant continu, on peut introduire directement un tel circuit mais s'il s'agit du courant alternatif, il faut d'abord faire passer le signal par un détecteur biphasé et moduler le résultat après le circuit de différentiation.

Éléments de calcul

Plus importantes que la façon d'aménager l'ensemble de la calculatrice sont les performances des éléments de calcul. Il est donc intéressant de passer en revue quelques-uns des éléments de base.

SERVOMÉCANISMES

Les servomécanismes sont généralement utilisés à deux fins : soit en recopie, soit en intégration. Si l'on veut représenter fidèlement la dynamique d'un chasseur moderne, il est impératif que chaque servomécanisme ait une constante de temps très réduite par rapport à celle du phénomène simulé, ce qui implique une réponse en fréquence atteignant 30 ou 40 Hz pour un déphasage de 45°.

Pour la majeure partie des applications de servomécanismes dans un simulateur, une dynamique, c'est-à-dire un rapport entre les vitesses maximum et minimum, de deux ou trois mille suffit. Dans certains cas cependant, par exemple dans le cas de l'élaboration de l'angle de tangage, une dynamique de vingt ou trente mille est nécessaire. En effet dans le cas d'un chasseur moderne, le simulateur doit pouvoir cabrer à 30°/s, mais il doit pouvoir résoudre également un mouvement phygoïde ayant une période de 300 secondes et une amplitude très faible.

Dans ces cas spéciaux où il faut tenir compte de tensions inférieures au seuil des moteurs des servomécanismes, on peut être conduit à les intégrer électriquement jusqu'à une valeur permettant le démarrage du moteur.

Les servomécanismes entraînant des potentiomètres fonctionnels permettent d'effectuer des multiplications et, à l'aide de transmetteurs, de faire tourner les instruments de bord du pilote et de l'instructeur.

AMPLIFICATEURS

Bien que les amplificateurs ne présentent pas de difficultés particulières, il est intéressant de noter

que, dans le cas d'une calculatrice à courant continu, ils doivent être stabilisés par chopper ou par tout autre moyen pour avoir une dérive très faible, dans le cas d'un intégrateur, ou un décalage très faible du zéro dans le cas d'un amplificateur de sommation. Il est bien évident que ces difficultés n'existent pas pour un système à porteuse alternative. La tendance moderne est la transistorisation, qui, tout en réduisant l'encombrement du matériel, diminue, en même temps, la dissipation thermique de l'ensemble du simulateur — avantage précieux dans le cas d'un équipement mobile et climatisé.

POTENTIOMÈTRES

Les potentiomètres linéaires ou fonctionnels jouent un rôle primordial dans l'ensemble de la calculatrice. Ils sont le plus souvent entraînés par les servomécanismes et le nombre de potentiomètres ainsi associés à chaque servomécanisme peut varier entre un et (dans le cas par exemple du servo élaborant le Nombre de Mach) cinquante. Une longue durée de vie, une robustesse très poussée et parfois une grande précision (5 pour 10 000) sont nécessaires.

Les potentiomètres associés au servomécanisme qui élabore, par exemple l'angle d'incidence, peuvent avoir, dans le cas d'un chasseur moderne, à repasser deux fois par seconde sur la même position. Si l'on considère qu'un simulateur est utilisé pendant un minimum de huit heures par jour et que, pendant cette période, le simulateur « vole » pendant la moitié du temps à des vitesses supérieures à 300 nœuds, les potentiomètres considérés peuvent faire jusqu'à 200 000 passages sur le même secteur du bobinage pendant une semaine. Il est donc évident qu'un potentiomètre doit pouvoir subir au moins 10 000 000 de passages sans détérioration sensible en ce qui concerne sa linéarité (jusqu'à 1 pour mille) ou sa résistance de contact (jusqu'à 1 pour mille de son impédance propre). De telles exigences sont difficilement réalisables mais les négliger entraîne presque inévitablement des ennuis continus dans le fonctionnement du simulateur.

SYNCHROS ET RÉSOULVEURS

Il existe un certain nombre d'éléments pour le téléaffichage et pour le calcul ; de plus, il est très commun d'utiliser les moyens classiques de synchrodétection. Les résolveurs sont utilisés soit pour déterminer les composantes d'un vecteur dans deux ou trois directions connues, soit pour faire une transformation de coordonnées. La figure 9 indique

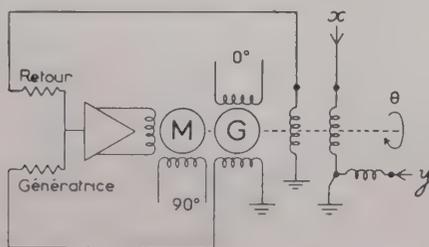


FIG. 9. — Transformation de coordonnées rectangulaires en coordonnées polaires.

le circuit susceptible de déterminer la direction de la résultante de deux vecteurs x et y .

Le circuit indiqué dans la figure 10 montre comment, à partir des signaux représentant les vitesses de l'avion et du vent, et à partir des arbres représentant le cap Ψ de l'avion et la direction du vent, on peut obtenir, sur une carte, un tracé du trajet de l'avion par rapport au sol. Avec tous ces systèmes utilisant des synchros ou des résolveurs, il y a lieu de corriger la phase des signaux appliqués à chaque élément.

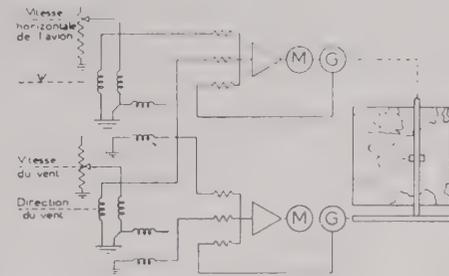


FIG. 10. — Traceur de route.

RELAIS ÉLECTRO-MAGNÉTIQUES

Un assez grand nombre de relais (300 par exemple) est utilisé dans un simulateur pour définir les conditions aux limites du calcul. Pour illustrer l'utilisation des relais, on peut considérer le problème du décollage simulé d'un avion.

Pendant le décollage, la calculatrice doit logiquement pouvoir résoudre des systèmes d'équations comportant tous les degrés de liberté nécessaires à l'envol. Voici quelques exemples de discontinuités : supposons que l'avion possède un train avant orientable et commandé :

- lorsque la vitesse est supérieure à zéro, un contacteur associé au servo de vitesse, actionne un relais qui met en marche le servo de direction Ψ .
- à cause de la faible vitesse horizontale de l'avion, le servo de vitesse de tangage q se met dans une position négative ; cette condition ajoutée à celle d'être encore au sol, permet d'actionner le relais verrouillant le servo de tangage θ à zéro.
- au fur et à mesure que la vitesse longitudinale s'accroît, le signal provenant de la commande de profondeur relève le servo en vitesse de tangage et, au moment où ce dernier dépasse la position zéro en allant vers sa zone positive, le système de tangage est déverrouillé et le train avant se soulève. Dès que la portance dépasse le poids, un contacteur électronique déverrouille les systèmes d'altitude et de roulis et le simulateur *décolle*.

PORTEUSE

La *porteuse* est la tension électrique utilisée pour transmettre les diverses informations dans la calculatrice. Les deux solutions, porteuse en tension continue (positive ou négative, modulée en amplitude) et porteuse en tension alternative (à 0° ou 180° de phase, également modulée en amplitude) sont utilisées. Le choix entre ces deux possibilités est depuis dix ans matière à de nombreuses discussions et controverses mais il faut dire qu'il y a un penchant très net en faveur de la porteuse alternative.

En effet, elle présente un assez grand nombre d'avantages par rapport au système en tension continue : les amplificateurs en courant alternatif, de construction simple, peuvent sortir le signal en *plus* et *moins* (0° et 180°) et n'ont aucunement besoin d'être stabilisés contre une dérive ou contre un décalage de zéro quelconque ; les moteurs et les génératrices sont à induction ce qui évite ainsi tout frottement dû aux balais ; un transformateur suffit pour changer d'échelle ou faire une adaptation d'impédance entre deux circuits ; il est possible d'utiliser les synchros et les résolveurs sans avoir à moduler le signal et, ensuite, démoduler le résultat.

Pour les systèmes à 400 Hz, de nombreux éléments de l'avion réel peuvent être plus aisément adaptés aux besoins du simulateur. Par contre, il y a lieu de prendre des précautions contre la diaphonie et la quadrature et de s'assurer d'un filtrage particulièrement efficace des alimentations.

La figure 11 donne un aperçu général du système de vol d'un simulateur. Les angles formés par les axes de l'avion et ceux d'un trièdre lié à la terre sont représentés par Ψ , θ et \varnothing qui symbolisent respectivement le cap, le tangage et le roulis. Pour obtenir ces trois angles, il faut les calculer en trois étapes en partant des trois couples L , M et N autour des trois axes de l'avion.

Les quantités L , M et N sont amplifiées et alimentent des potentiomètres de fonctions inverses entraînés par les servos qui représentent les inerties A , B et C autour de chaque axe de l'avion. On obtient ainsi les quantités $\frac{L}{A}$, $\frac{M}{B}$ et $\frac{N}{C}$.

Si l'on néglige les inerties croisées, les quantités ci-dessus représentent les accélérations angulaires autour des trois axes, accélérations qui sont intégrées par les servos intégrateurs p , q et r pour obtenir les vitesses angulaires correspondantes. Ces vitesses angulaires sont naturellement relatives aux axes de l'avion et, pour obtenir les angles \varnothing , θ et Ψ liés au sol, il faut effectuer les intégrations suivantes :

$$\dot{\varnothing} = p \cos \varnothing + (q \sin \varnothing + r \cos \varnothing) \operatorname{tg} \theta$$

$$\dot{\theta} = q \cos \varnothing - r \sin \varnothing$$

$$\dot{\Psi} = \frac{(q \sin \varnothing + r \cos \varnothing)}{\cos \theta}$$

Egalement dans la salle des calculatrices se trouvent les systèmes simulant le fonctionnement du réacteur et du réseau hydraulique de l'avion, la génération et la distribution des courants continu et alternatif, le fonctionnement du train d'atterrissage et des aérofreins, les systèmes simulant la climatisation et la pressurisation de l'avion.

Visualisation

Le simulateur ordinaire est utile pour l'entraînement au pilotage sans visibilité mais l'obligation pour un pilote de décoller et d'atterrir sans visibilité n'est pas toujours du domaine de la réalité. L'introduction de systèmes de visualisation dans les simulateurs constitue un perfectionnement très important. Pour cette raison, des études poussées sont en cours pour mettre au point des systèmes de visualisation utilisant les procédés de télévision ; le paysage et, en particulier la piste sont réalisés sous forme de maquettes à une échelle donnée et une caméra de télévision « filme » cette maquette en suivant la position et l'assiette de l'avion simulé ; l'image obtenue est ensuite projetée sur un écran placé devant la cabine du simulateur donnant au pilote l'impression de la réalité.

Bien que le résultat soit convaincant et que l'idée de base soit simple, la réalisation d'un tel système n'est pas sans présenter de grandes difficultés pratiques principalement en ce qui concerne le champ de vision, la définition absolue de la vue projetée et l'asservissement critique d'une caméra de télévision. Cependant, ces problèmes sont en voie d'être résolus aux Etats-Unis et en Grande-Bretagne.

Un système cinématographique a également été proposé uniquement pour la phase de G.C.A. Dans ce système, les légers écarts du glide-path sont reproduits par les mouvements correspondants de l'image projetée.

Conclusions

Il est donc évident que, quelle que soit la complexité d'un problème, on peut le fragmenter en plusieurs problèmes moins ardu. La technique des simulateurs de vol est maintenant bien connue : les divers problèmes du simulateur de vol, de moteurs ou de systèmes auxiliaires diffèrent seulement en ampleur et en précision mais la technique est toujours la même.

Aujourd'hui, on insiste de plus en plus sur la simulation précise des aides-radio et de la navigation et c'est dans ce domaine que la plupart des progrès récents ont eu lieu. On y prévoit, de même que dans le reste du simulateur, la simplification et la normalisation du matériel et de la technique.

La simulation complète d'un avion exige une connaissance approfondie de ce dernier tant au point de vue des caractéristiques géométriques, mécaniques, aérodynamiques et de stabilité qu'au point de vue de son équipement, de ses caractéristiques de pilotage, de son maniement et de ses performances.

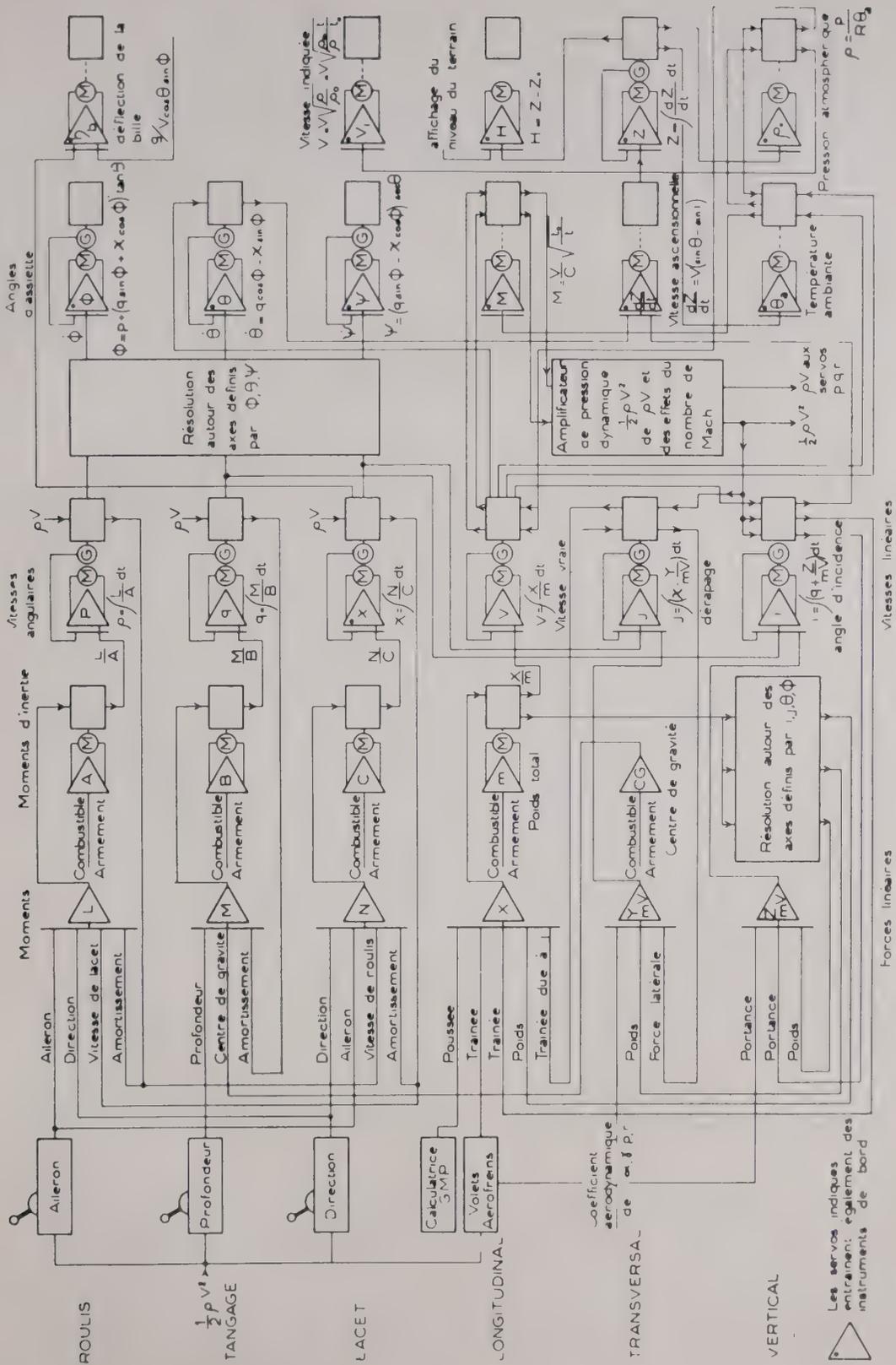


Fig. 11. — Calculatrice de vol.

Un simulateur ne peut être conçu qu'à partir des performances indiquées par le constructeur de l'avion nécessitant, de ce fait, une liaison très étroite entre l'avionneur et le constructeur du simulateur.

Il a été parfois proposé que le constructeur de l'avion soit lui-même le constructeur du simulateur correspondant. Les avantages sont évidents mais les difficultés qui en résultent sont considérables et le bilan est nettement négatif car le constructeur de l'avion serait alors obligé de former une équipe de spécialistes et un laboratoire n'ayant pratiquement aucun rapport avec l'ensemble de ses activités. Il s'en suivrait une dispersion de moyens qui n'est jamais rentable. Si, d'autre part, le constructeur ne fabrique que les simulateurs de ses propres avions, il ne pourra en construire qu'un nombre relativement restreint et il lui sera pratiquement impossible d'employer son équipe d'une façon continue.

Par contre, le spécialiste de simulateurs est à même de pouvoir fabriquer peut être une douzaine d'appareils par an ; il acquiert ainsi une grande expérience et une grande habileté. Il est reconnu que tous les simulateurs sont fondamentalement semblables mais ce n'est qu'avec une grande expérience que le constructeur peut réaliser des simulateurs dans les brefs délais normalement exigés aujourd'hui tant par les autorités militaires que par les exploitants civils.

L'utilisation des simulateurs ne conduit, en fait, à de grandes économies que si le simulateur est pris en mains par l'utilisateur quelques mois avant le commencement de l'exploitation de l'avion. Un constructeur de simulateurs ayant acquis de l'expérience dans ce domaine peut, à l'heure actuelle, étudier et construire un prototype dans un délai de 12 à 18 mois. Par rapport au programme d'étude

et de construction d'un nouvel avion, ce délai est relativement court et donc facilement prévisible.

Considérations économiques

Il a déjà été démontré à maintes reprises que les économies réalisées par l'utilisation d'un simulateur peuvent atteindre un chiffre très élevé. Il suffit de rappeler que les frais d'exploitation d'un avion de transport civil varient selon le type entre 1 800 et 3 000 Nouveaux Francs par heure et, dans le cas des nouveaux quadri-réacteurs géants, ils dépassent largement ces chiffres. Par contre, le montant des frais horaires d'exploitation d'un simulateur est de l'ordre de 500 NF, ce chiffre comprenant l'entretien, les salaires des instructeurs, la consommation électrique et l'amortissement du prix du simulateur pendant une période de 8 ans pour une utilisation de 2000 heures par an.

En dehors de ces considérations financières, le simulateur permet l'entraînement à des exercices dangereux, voir impossible à effectuer en vol ; incendie de moteur, panne de deux moteurs au décollage (pour un quadrimoteur), emballement d'un moteur, certaines pannes hydrauliques et électriques, atterrissage sans train, etc. ; pour un avion monoplace, le simulateur permet un contrôle direct de toutes les actions et décisions du pilote en face des multiples difficultés qui peuvent surgir en vol réel.

Il est reconnu, en toute certitude que le pilote a atteint la rapidité de décision et l'habileté indispensables, seulement lorsque la plupart des opérations qu'il doit effectuer — principalement celles qui doivent être faites dans un temps très court en cas d'urgence — sont exécutées d'une façon automatique.

C'est là le rôle du simulateur.

NOUVEAU SYSTÈME MULTIPLEX DE TRANSMISSION DES INFORMATIONS (1)

PAR

M. SOUBIES-CAMY

Compagnie Industrielle des Téléphones

Le système multiplex TMSC de la COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES, décrit ci-après, a été conçu pour assurer la transmission sur les lignes à grande distance des télémesures, des télésignalisations, des télécommandes et, éventuellement, des télé réglages.

I — Caractéristiques générales du système

Les principales caractéristiques du système sont les suivantes :

1 — Les informations, quel que soit leur objet : télémesure, télésignalisation, télécommande, télé réglage, sont transmises sous forme codée dans un système de numération série.

2 — Les différents termes de télémesure, de télésignalisation, de télécommande et de télé réglage sont transmis cycliquement, dans un ordre déterminé, avec retour au premier après achèvement du cycle ainsi décrit. La durée d'une exploration cyclique telle qu'elle résulte des normes en vigueur en télégraphie harmonique, est d'environ 2 secondes pour une capacité de 12 termes de télémesure.

3 — Chaque terme de télémesure à 6 moments peut être remplacé par un groupe de 6 télésignalisations. De même, chaque terme de télé réglage peut être remplacé par un groupe de 6 télécommandes à double position.

Dans ces conditions, le système peut assurer avec les mêmes organes généraux la transmission, soit de 12 termes de télémesure (ou de télé réglage) soit de 72 télésignalisations (ou télécommandes), soit de toutes combinaisons mixtes dans les limites qui viennent d'être fixées.

4 — La liaison entre deux postes distants peut être monolatérale dans le cas de transmission cyclique de télémesures et de télésignalisations. Elle doit

être bilatérale dans le cas de transmission de télécommandes.

5 — Entre deux postes éloignés, la liaison peut être constituée par une ligne téléphonique ordinaire ou par une voie unique de télégraphie harmonique normalisée qui n'exige qu'une bande passante de 120 Hz.

L'emploi de la télégraphie harmonique permet de bénéficier des avantages bien connus des systèmes multiplex à modulation de fréquence, normalisés par l'Administration française des P.T.T., notamment en ce qui concerne la protection à l'encontre des bruits de circuits et les variations d'équivalent en ligne, qui peuvent atteindre ± 2 Népers sans aucune incidence sur la distorsion des signaux.

6 — La largeur de bande précédente a fixé la durée du cycle d'exploration. Il est à noter, toutefois, que sur la mise en œuvre des mêmes principes, la durée du cycle peut être augmentée ou réduite suivant les possibilités et les performances de la ligne de transmission. En particulier, l'emploi d'une liaison galvanique permettrait d'obtenir aisément des cadences de fonctionnement 100 fois plus élevées.

7 — La précision atteinte dans la transmission des télémesures et des télé réglages est meilleure que ± 1 %.

8 — Du fait de l'exploration cyclique, l'exploitation du système permet, dans le cas de télésignalisations et de télécommandes, une mise à jour permanente et automatique du tableau synoptique, en sorte que le dispatcher est constamment renseigné sur l'état des appareils télésignalés, et qu'il n'est plus nécessaire d'envoyer une commande spéciale de supervision générale pour tester l'état des divers organes, comme cela est généralement le cas dans les systèmes classiques. D'autre part, le système assure l'indépendance des organes télésignalés, dont les changements de position peuvent être simultanés.

(1) Communication présentée à la 3^e section de la Société des Radio-électriciens le 26 octobre 1959.

9 — Le système est transistorisé à 100 %. Il présente de ce fait des caractéristiques particulièrement intéressantes pour ce qui concerne son encombrement et la consommation des organes généraux communs, cette dernière étant inférieure à 20 watts à chacune des extrémités de la liaison.

10 — Il fonctionne à partir d'une alimentation unique de 24 volts continus pouvant être constituée, soit par une batterie d'accumulateurs, soit par un dispositif redresseur de la tension alternative du secteur local.

Le système continue à fonctionner correctement pour des variations pouvant atteindre $\pm 30\%$ par rapport à la tension nominale.

11 — La conception du système TMSC électronique de la COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES permet une réalisation sur la base d'éléments fonctionnels interchangeables, qui fait appel à la technique des circuits imprimés.

II — Principes de fonctionnement

2.1. EMISSION (Fig. 1)

Les informations binaires à transmettre sont élaborées en permanence, à l'extrémité émettrice de la liaison, dans des organes individuels, caractérisant, suivant le cas, un terme de télémesures ou un groupe de 6 téléseñalisations. Il y a douze organes individuels et un jeu d'organes généraux.

Toutefois, un seul terme à la fois est sélectionné, et chaque terme l'est à tour de rôle dans un ordre immuable. La sélection des termes est obtenue à partir d'un commutateur électronique appelé le distributeur-codes (DC), auquel est associé un organe séparateur (Sép.) qui ne joue aucun rôle du point de vue fonctionnel, et a seulement pour but de réaliser une adaptation d'impédances entre le distributeur et les organes individuels.

Après sélection, le code sélectionné (s'il s'agit d'une télémesure) — ou le groupe des téléseñalisations — est mis en mémoire dans un organe commun, qui a reçu le nom d'adaptateur (Ad), et cela pendant un temps suffisant pour permettre son analyse digit par digit.

L'analyse proprement dite du code sélectionné est effectuée dans l'analyseur séquentiel (An Sq), sous le contrôle d'un second commutateur électronique de même type que le distributeur-codes et qui, par opposition à ce dernier, a reçu le nom de distributeur-moments (DM). L'analyseur séquentiel élabore, par ailleurs, des signaux de synchronisation dont le rôle sera précisé ultérieurement.

A la sortie de l'analyseur séquentiel, les signaux caractérisant, tant les digits d'information que les digits de synchronisation, sont régénérés dans un élément de mise en forme (MF) avant d'attaquer l'émetteur de télégraphie harmonique (Em Tg) qui

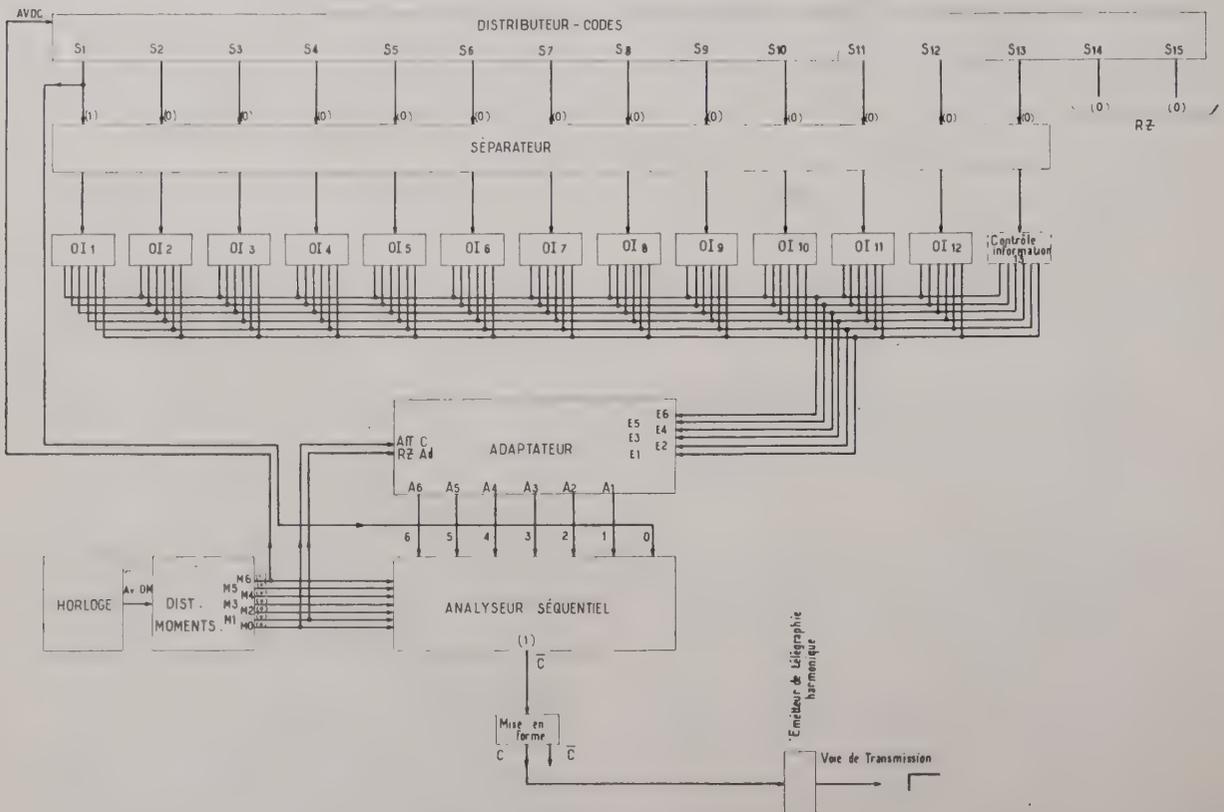


FIG. 1. — Principe général d'émission.

leur fait correspondre une fréquence de repos ou de travail suivant qu'il s'agit d'un digit 0 ou d'un digit 1, émise sur la voie de transmission (VT).

La cadence de fonctionnement du système est commandée par une base de temps ou *horloge* (H) qui délivre aux deux distributeurs, montés en cascade, des signaux rectangulaires à la fréquence 50 Hz.

Un organe de *contrôle de la distribution* (CD) signale les arrêts éventuels de la distribution pouvant affecter l'un ou l'autre des deux distributeurs DM et DC.

2.2. RÉCEPTION (Fig. 2)

Les signaux à fréquence variable reçus de l'émetteur par la voie de transmission (VT) sont appliqués aux *organes généraux*, après avoir été convertis en signaux binaires dans le *récepteur de télégraphie*

Les signaux d'information sont dirigés vers un organe appelé le *convertisseur de codes* (CC) qui, comme son nom l'indique, substitue aux codes reçus dans le cas des télémesures, des codes d'un autre type se prêtant mieux aux opérations de décodage. Cet organe comporte une unité arithmétique et un jeu de mémoires dont chacune enregistre successivement les digits issus de l'unité arithmétique, ceci sous le contrôle d'un *distributeur-moments* (DM) du même type que celui utilisé à l'émission.

Après conversion de codes, les informations enregistrées dans les mémoires sont transférées en bloc vers l'organe individuel récepteur auquel elles sont destinées. Le transfert est effectué successivement vers tous les organes individuels sous le contrôle d'un *distributeur-codes* (DC) semblable au distributeur homologue utilisé à l'émission.

La cadence de fonctionnement est commandée

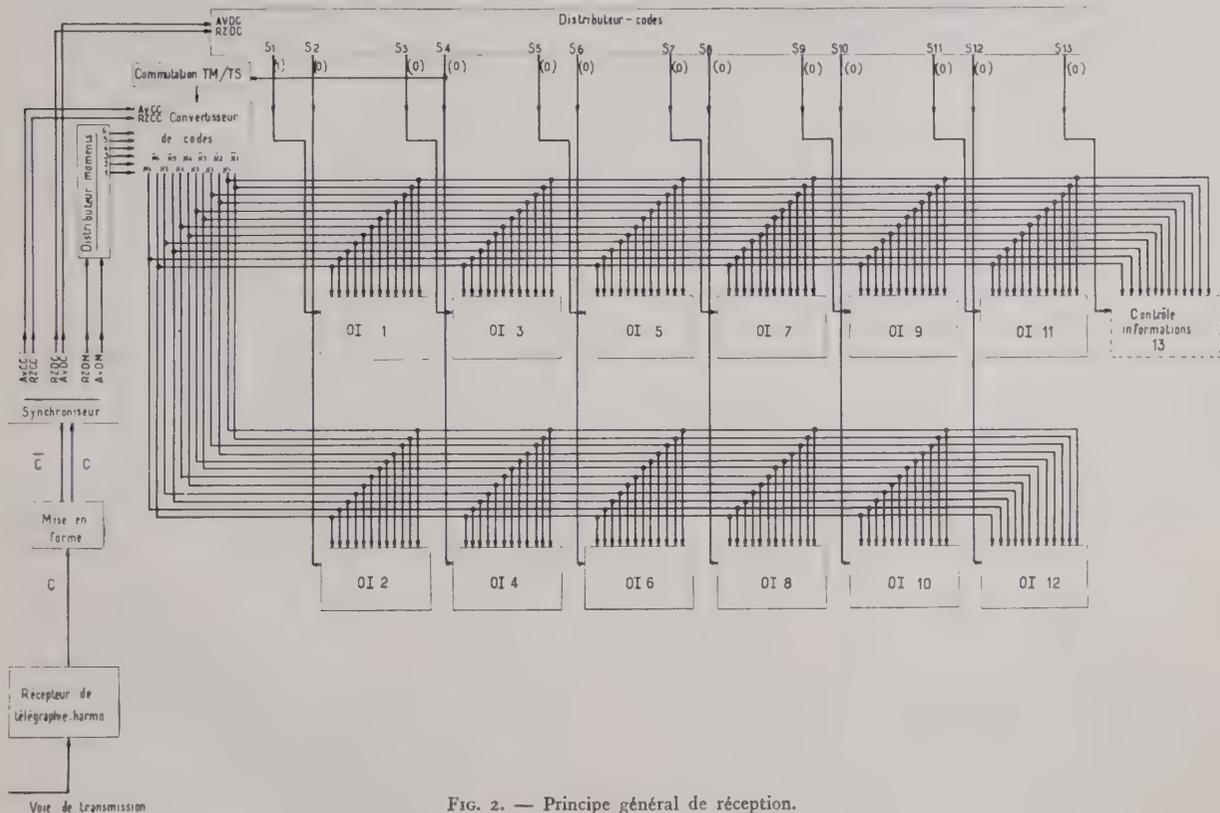


FIG. 2. — Principe général de réception.

harmonique (Rc Tg), puis régénérés dans un *élément de mise en forme* (MF), d'où ils émergent toujours sous forme série, suivant la séquence réalisée à l'émission.

Il convient alors de dissocier les signaux contenant les informations proprement dites et les signaux de synchronisation. C'est le but du *synchroniseur* (Sy), qui interprète les signaux appliqués à son entrée et les aiguilles en temps utile vers ceux des organes récepteurs communs auxquels ils sont destinés.

par une *horloge* asservie à l'émetteur et incorporée au synchroniseur. C'est cette horloge qui commande l'avance des deux distributeurs récepteurs montés en cascade. Cette avance s'effectue pas-à-pas, en synchronisme avec les distributeurs émetteurs homologues. Toutefois, pour rétablir ce synchronisme après une rupture accidentelle, il convient de munir les distributeurs récepteurs d'un circuit spécial de « remise à zéro » qui les ramène dans un état prédéterminé, et d'attendre la réception d'un signal particulier de start pour les autoriser à reprendre leur avance à partir de l'état prédéterminé considéré.

Un organe de *contrôle de la distribution* (CD) signale les arrêts éventuels de la distribution, tant au poste émetteur qu'au poste récepteur, ainsi que les coupures accidentelles pouvant affecter la voie de transmission.

Les *organes individuels* récepteurs, qu'il s'agisse de télémesures ou de télésignalisations, sont constitués par un jeu de mémoires qui gardent la mémoire des informations reçues jusqu'à la *mise à jour* suivante, mais différent par l'utilisation qui est faite de ces informations. Dans le cas des télémesures, un circuit de décodage fait correspondre à l'information codée enregistrée par les mémoires un courant continu proportionnel à la valeur quantifiée du terme. Ce courant est envoyé dans un appareil de mesure indicateur, reproduisant ainsi la valeur de la grandeur primaire à l'émission. Dans le cas des télésignalisations, au contraire, les informations binaires enregistrées par les mémoires sont utilisées pour commander autant de relais dont chacun est l'image de la position — ouverture ou fermeture — occupée par l'appareil télésigné correspondant. On notera que, si les informations transmises restent inchangées entre deux *misés à jour* consécutives, les indications affichées ne changent pas, ce qui est avantageux notamment en télémesure où l'aiguille de l'appareil de mesure à la réception ne subit, de ce fait, aucun déplacement.

III — Indications relatives aux codes utilisés

Les codes utilisés sont des codes binaires à six moments. Ils sont de deux types différents : code réfléchi à l'émission, code naturel à la réception. Le premier est utilisé pour des raisons de sécurité, mais il a l'inconvénient de n'être pas pondéré. Le second, obtenu par une opération de conversion très simple à partir du code réfléchi, a l'avantage d'être décodable par pondération.

3.1. CODE BINAIRE RÉFLÉCHI

Le code binaire réfléchi utilisé est le code GRAY des Américains. En considérant le cas de six moments, chacune des $2^6 = 64$ combinaisons codées réalisables est définie par la seconde colonne du tableau de la figure 3.

On observe les symétries suivantes :

a) Par rapport à un axe compris entre les niveaux 31 et 32 : identité des 5 digits des ordres inférieurs.

b) Par rapport à un axe compris entre les niveaux 15 et 16 pour les combinaisons situées dans la première moitié du tableau, et par rapport à un axe compris entre les niveaux 47 et 48 pour celles qui sont situées dans la seconde moitié : identité des 4 digits des ordres inférieurs.

c) Par rapport à des axes compris entre les niveaux 7 et 8 (premier quart), 23 et 24 (deuxième quart), 39 et 40 (troisième quart) 55 et 56 (quatrième quart) : identité des 3 digits des ordres inférieurs.

NIVEAU (1)	CODE RÉFLÉCHI (2)	CODE NATUREL (3)	NIVEAU (1)	CODE RÉFLÉCHI (2)	CODE NATUREL (3)
0	000000	000000	32	110000	100000
1	000001	000001	33	110001	100001
2	000011	000010	34	110011	100010
3	000010	000011	35	110010	100011
4	000110	000100	36	110110	100100
5	000111	000101	37	110111	100101
6	000101	000110	38	110101	100110
7	000100	000111	39	110100	100111
8	001100	001000	40	111100	101000
9	001101	001001	41	111101	101001
10	001111	001010	42	111111	101010
11	001110	001011	43	111110	101011
12	001010	001100	44	111010	101100
13	001011	001101	45	111011	101101
14	001001	001110	46	111001	101110
15	001000	001111	47	111000	101111
16	011000	010000	48	101000	110000
17	011001	010001	49	101001	110001
18	011011	010010	50	101011	110010
19	011010	010011	51	101010	110011
20	011110	010100	52	101110	110100
21	011111	010101	53	101111	110101
22	011101	010110	54	101101	110110
23	011100	010111	55	101100	110111
24	010100	010000	56	100100	111000
25	010101	010001	57	100101	111001
26	010111	010010	58	100111	111010
27	010110	010011	59	100110	111011
28	010010	011000	60	100010	111100
29	010011	011001	61	100011	111101
30	010001	011100	62	100001	111110
31	010000	011111	63	100000	111111

FIG. 3. — Tableau des combinaisons codées utilisées.

D'une façon générale, dans un code réfléchi à n moments, les symétries apparaissent par rapport à des axes situés entre les niveaux :

$$\begin{array}{l}
 (2^{n-1} - 1) \text{ et } 2^{n-1} \\
 (2^{n-2} - 1) \text{ et } 2^{n-2} \\
 \vdots \\
 (2^1 - 1) \text{ et } 2^1
 \end{array}$$

et ceux qui s'en déduisent par des symétries appropriées.

Le gros intérêt de ce code réside dans sa propriété de minimiser les erreurs de codage, propriété liée au fait qu'un seul digit à la fois varie lorsque l'on passe d'un niveau au suivant.

Pour bien comprendre cette propriété, nous supposons que le code est élaboré par un procédé photoélectrique, un élément photosensible étant placé dans l'obscurité s'il s'agit d'un digit 0 ou éclairé s'il s'agit d'un digit 1. Comparons les combinaisons codées obtenues avec les deux codes binaires à 6 moments pour les niveaux 31 et 32 :

	Code naturel à 6 moments	Code réfléchi à 6 moments
Niveau 31 :	011111	010000
Niveau 32 :	100000	110000

Lorsque le niveau est rigoureusement égal à 31 ou rigoureusement égal à 32, aucune ambiguïté n'est possible. Par contre, si l'on chevauche les deux niveaux 31 et 32, chaque digit du code naturel tend à être remplacé par son complément à 1, ce qui signifie qu'aucun élément n'est franchement dans l'obscurité ni franchement éclairé. Suivant la façon dont s'opérera la discrimination entre les niveaux de sortie des éléments photosensibles, le

codeur pourra délivrer, dans les cas les plus défavorables, soit la combinaison 000000, soit la combinaison 111111, c'est-à-dire les combinaisons qui caractérisent respectivement les niveaux 0 et 63. On commet ainsi une erreur grossière incompatible avec la précision demandée.

Par contre, avec le code binaire réfléchi, l'indétermination ne portera que sur le digit d'ordre supérieur, et c'est l'une ou l'autre des deux combinaisons 010000 ou 110000 qui sera élaborée.

L'erreur commise, par défaut ou par excès, est donc limitée au maximum à un demi-intervalle de quantification.

On conçoit que cette erreur pourra être rendue aussi petite qu'on le désire par simple accroissement du nombre des intervalles de quantification, donc du nombre des moments du code. Ainsi, le code binaire réfléchi, et avec lui tous les codes réfléchis d'une façon générale, sont bien les codes les mieux adaptés aux traducteurs analogiques-numériques.

L'inconvénient est que ces codes ne sont pas pondérés en sorte que, seul le groupement des digits — et non pas chaque digit considéré individuellement — a une signification.

3.2. CODE BINAIRE NATUREL

Les propriétés du code binaire naturel sont bien trop connues pour qu'il soit nécessaire d'insister sur ce point.

Rappelons seulement qu'à chaque digit du code binaire naturel — appelé encore conventionnel — peut être attribué un « poids » qui varie, en fonction de la position du digit dans le code, suivant les puissances successives de 2.

Le code binaire naturel se prête particulièrement bien aux opérations de décodage (traduction analogique — digitale), puisqu'il suffit de faire la somme pondérée des digits pour obtenir le niveau de quantification correspondant à la combinaison codée considérée.

3.3. PASSAGE DU CODE BINAIRE RÉFLÉCHI AU CODE BINAIRE NATUREL

Pour concilier la sécurité résultant de l'emploi du code binaire réfléchi à l'émission et la simplicité des opérations de décodage attachée à l'emploi du code binaire naturel à la réception, l'une des solutions possibles consiste à convertir le code réfléchi en code naturel, ce dernier étant facilement décodable par pondération. Aussi, importe-t-il de connaître les relations qui permettent de passer du code binaire réfléchi au code binaire naturel, étant entendu que le passage inverse du code binaire naturel au code binaire réfléchi pourrait être traité suivant des méthodes analogues.

Les relations qui suivent seront données à titre d'exemple non limitatif dans le cas où les deux codes considérés comportent six moments permettant de définir $2^6 = 64$ combinaisons différentes, ce qui correspond à une précision meilleure que $\pm 1\%$, généralement suffisante dans les mesures industrielles.

Pour obtenir une précision meilleure, il suffirait, ainsi que nous l'avons déjà montré, d'augmenter le nombre des moments des deux codes.

On désignera les digits des deux combinaisons codées équivalentes par $R_6, R_5, R_4, R_3, R_2, R_1$, pour le code binaire réfléchi, et par $N_6, N_5, N_4, N_3, N_2, N_1$, pour le code binaire naturel, le digit de rang 6 étant par ailleurs, dans les deux cas, celui qui correspond à l'ordre le plus élevé. Les relations entre les digits des deux codes peuvent se mettre sous des formes différentes ; soit qu'elles fassent appel à des relations d'addition binaire, soit qu'elles utilisent des relations logiques, soit encore qu'elles soient obtenues par une multiplication binaire. On se limitera dans ce qui suit, aux seules relations d'addition binaire.

On peut établir aisément les relations de congruence suivantes dans lesquelles figurent au second membre des additions binaires sans reports, et où l'indication « mod. 2 » (qui se lit « modulo 2 ») signifie que le digit du premier membre a la même parité que la somme binaire des digits du second membre.

On a successivement :

$$N_6 = R_6 \quad (1)$$

$$N_5 \equiv R_6 + R_5 \quad (\text{mod } 2) \quad (3)$$

$$N_4 \equiv R_6 + R_5 + R_4 \quad (\text{mod } 2) \quad (3)$$

$$N_3 \equiv R_6 + R_5 + R_4 + R_3 \quad (\text{mod } 2) \quad (4)$$

$$N_2 \equiv R_6 + R_5 + R_4 + R_3 + R_2 \quad (\text{mod } 2) \quad (5)$$

$$N_1 \equiv R_6 + R_5 + R_4 + R_3 + R_2 + R_1 \quad (\text{mod } 2) \quad (6)$$

Prenons un exemple. Le niveau 59 s'écrit :

— en code réfléchi : 1 0 0 1 1 0

en code naturel : 1 1 1 0 1 1

On a bien en effet :

$$N_6 = 1 \quad = 1 \quad = 1$$

$$N_5 \equiv 1 + 0 \quad = 1 \quad (\text{mod } 2) \quad = 1$$

$$N_4 \equiv 1 + 0 + 0 \quad = 1 \quad (\text{mod } 2) \quad = 1$$

$$N_3 \equiv 1 + 0 + 0 + 1 \quad = 2 \quad (\text{mod } 2) \quad = 0$$

$$N_2 \equiv 1 + 0 + 0 + 1 + 1 \quad = 3 \quad (\text{mod } 2) \quad = 1$$

$$N_1 \equiv 1 + 0 + 0 + 1 + 1 + 0 \quad = 3 \quad (\text{mod } 2) \quad = 1$$

On remarquera que les formules (1) à (6) peuvent encore se mettre sous la forme suivante dans laquelle le second membre ne contient plus au maximum que deux termes :

$$N_6 = R_6 \quad (7)$$

$$N_5 \equiv N_6 + R_5 \quad (\text{mod } 2) \quad (8)$$

$$N_4 \equiv N_5 + R_4 \quad (\text{mod } 2) \quad (9)$$

$$N_3 \equiv N_4 + R_3 \quad (\text{mod } 2) \quad (10)$$

$$N_2 \equiv N_3 + R_2 \quad (\text{mod } 2) \quad (11)$$

$$N_1 \equiv N_2 + R_1 \quad (\text{mod } 2) \quad (12)$$

IV — Constitution des séquences de signaux émises sur la voie de transmission

Le temps nécessaire entre deux sélections consécutives de même terme de télémesure ou du même groupe de télésignalisations définira un *cycle majeur*, par opposition au *cycle mineur* qui représente le temps nécessaire pour l'analyse du groupe d'informations sélectionné. Un cycle majeur comprendra autant de cycle mineurs qu'il y a de termes de télémesures ou de groupes de télésignalisations à transmettre, auxquels s'ajouteront un cycle mineur pour les opérations de contrôle (le 13^{me}) et, en fin de cycle majeur, deux cycle mineurs particuliers destinés à la remise à zéro générale des organes communs de réception.

4.1. CYCLES MINEURS D'INFORMATION

Les cycles mineurs d'information comportent autant de temps élémentaires qu'il y a de moments dans le code caractérisant la valeur quantifiée d'un terme de télémesure, auxquels s'ajoute, en fin de cycle mineur, un temps de synchronisation. Afin de faciliter la conversion des codes à la réception, les moments de code sont transmis dans l'ordre des rangs décroissants, en commençant par le plus élevé.

Dans le cas de codes à six moments, le cycle mineur comprendra donc 7 temps élémentaires se succédant dans l'ordre :

$$M_6, M_5, M_4, M_3, M_2, M_1 \text{ et } M_0$$

M_p désignant le moment de rang p du code considéré quand $1 \leq p \leq 6$, et le temps de synchronisation quand $p = 0$. En utilisant les mêmes notations pour désigner les valeurs correspondantes des digits binaires, on aura obligatoirement les conditions suivantes.

Chacun des digits d'information, M_6 à M_1 , peut prendre l'une des valeurs 0 ou 1 suivant le contenu de l'information à transmettre ; quant au temps de synchronisation M_0 , il sera conventionnellement caractérisé par un digit 1.

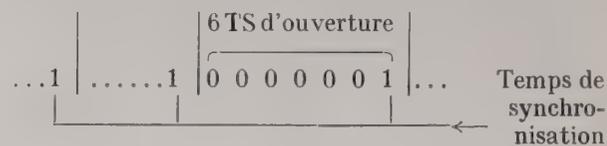
Dans le cas particulier des télésignalisations, on conviendra, par exemple, de représenter une télésignalisation d'ouverture par un digit 0 et une télésignalisation de fermeture par un digit 1. Contrairement à ce qui se passe en télémesure, où seul le groupement des digits binaires du code réfléchi utilisé a une signification, ici, en télésignalisation, chaque digit binaire a une signification qui lui est propre et est indépendante des autres.

4.2. CYCLES MINEURS DE REMISE A ZÉRO

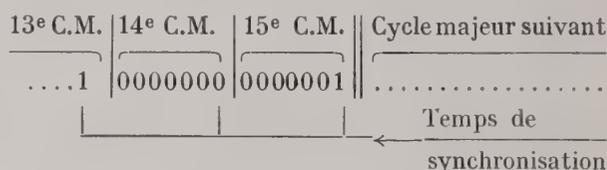
4.2.1. Identification de l'ordre de remise à zéro générale

Les conditions relatives à la constitution des cycles mineurs d'information montrent que, dans le cas le plus défavorable (cas de 6 télésignalisations

d'ouverture), le nombre de digits 0 consécutifs ne peut excéder 6, la séquence obtenue étant alors la suivante :



Pour différencier de cette séquence celle qui sera utilisée pour provoquer la remise à zéro générale des organes récepteurs communs, on consacra à cette dernière deux cycles mineurs particuliers que l'on transmettra en fin de cycle majeur, la séquence correspondante s'écrivant comme il suit :



Compte tenu de la valeur particulière 0 attribuée au digit de synchronisation séparant les deux combinaisons 000000 dont la juxtaposition représente l'ordre de remise à zéro générale, le nombre des digits 0 qui se succèdent est égal à treize. Dès lors, l'ordre de remise à zéro générale des organes communs de réception pourra être identifié à coup sûr en dénombrant un nombre de digits 0 consécutifs supérieur à 6. Pratiquement, il suffira d'en compter 8 (au moyen d'un compteur à 3 bascules binaires), ce nombre répondant à la condition $6 < 8 < 13$.

4.2.2. Signal de start

L'instant où l'ordre de remise à zéro générale des organes communs est identifié intervient alors au cours du premier temps M_6 du 15^e cycle mineur. Les organes communs à la réception sont mis au repos et ne pourront reprendre leur fonctionnement normal qu'en fin de cycle majeur, et, de façon plus précise, pendant le dernier temps de synchronisation M_0 .

Le signal émis à ce moment — dit signal de start — est obligatoirement caractérisé par un digit égal à 1.

Dans ces conditions, la base de temps qui, à l'extrémité réceptrice, commande l'avance des distributeurs, sera bloquée lors de l'identification de l'ordre de remise à zéro générale, puis libérée dès réception du premier digit égal à 1.

4.3. CYCLE MAJEUR

Il résulte des dispositions précédentes qu'un cycle majeur comporte un nombre de temps élémentaires égal à :

$$7 \times (12 + 1 + 2) = 105$$

Lorsque la voie de transmission utilisée est une voie de télégraphie harmonique à 50 bauds, la durée du temps élémentaire est de 20 ms ; celle du cycle majeur est, en conséquence, de 2,10 s.

Cette vitesse, relativement lente, suffit toutefois pour la plupart des problèmes d'exploitation rencontrés en pratique. On notera que cette limitation n'est pas imputable au système de télémesures et de téléseñalisations, qui, étant entièrement électronique, peut fonctionner à des cadences beaucoup plus élevées, mais seulement au choix de la voie de transmission. Si l'on peut disposer d'une bande passante plus large, il devient possible d'accroître également la vitesse de transmission des informations.

4.4. DIAGRAMMES DES SIGNAUX

La forme et la durée des principaux signaux élaborés par le système, ainsi que les relations de phases entre eux, sont précisées par les diagrammes des figures 4 (émission) et 5 (réception), en prenant pour unité de temps la durée du temps élémentaire.

Les circuits étant équipés de transistors du type PNP fonctionnant avec des tensions d'alimentation négatives, les digits 1 sont représentés par des niveaux plus négatifs que les digits 0. Les changements d'état des bascules — dont les circuits d'entrée sont montés de façon à ne transmettre que des impulsions positives — sont, par ailleurs, commandés uniquement à partir des échelons de tension positifs des signaux rectangulaires, soit par différentiation de ces signaux dans le circuit d'entrée, soit, lorsqu'il s'agit d'une remise à zéro, par application au circuit particulier prévu pour cette opération ; dans les deux cas, la partie utile du signal de commande est précisée par le diagramme.

4.4.1. Diagramme des signaux à l'émission

Le diagramme des signaux de la figure 4 représente les signaux suivants :

- (1) : les signaux d'horloge ;
- (2) à (8) : les signaux recueillis sur les sorties M_6, \dots, M_0 , du distributeur-moments ;

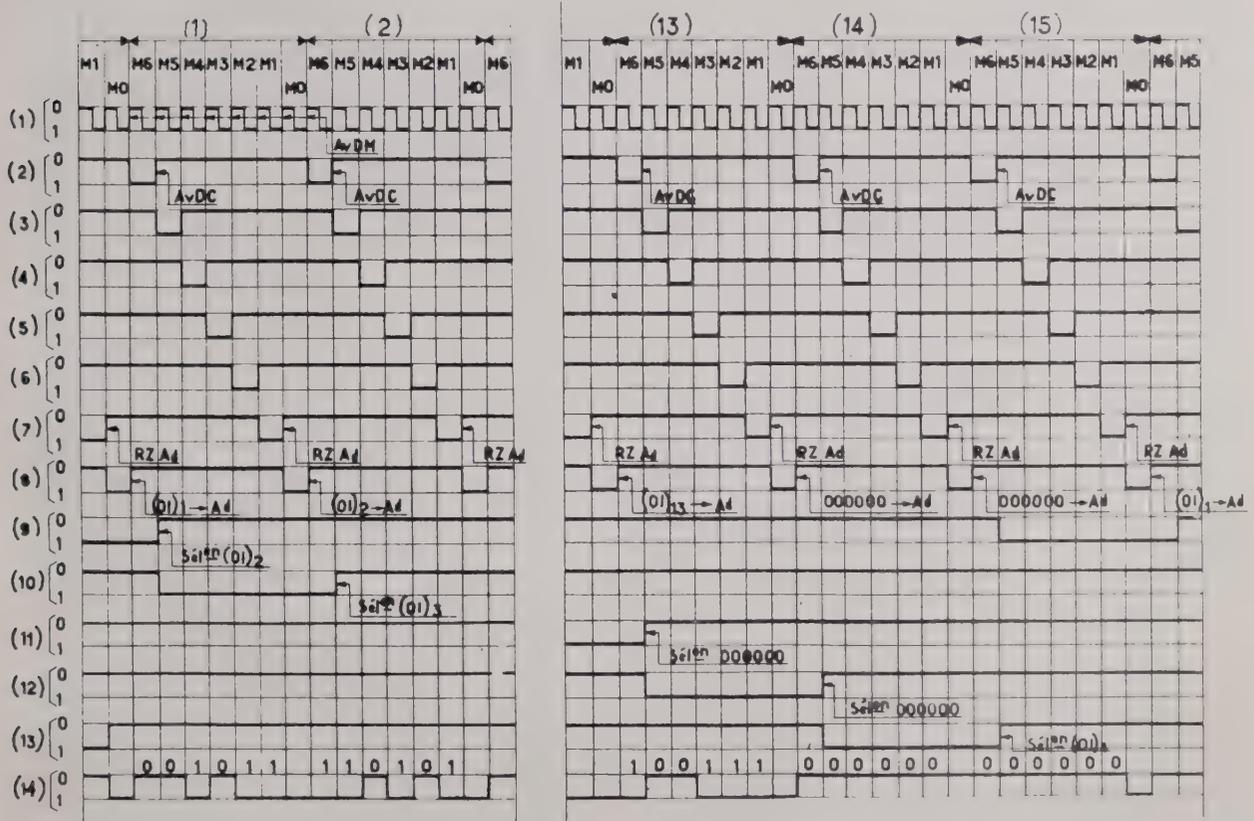


FIG. 4. — Diagramme des signaux à l'émission.

On a limité cette représentation à celle des premiers et des derniers cycles mineurs, en supposant que les codes transmis sont respectivement les suivants :

Cycle mineur n° 1 :	0 0 1 0 1 1
Cycle mineur n° 2 :	1 1 0 1 0 1
Cycle mineur n° 13 :	1 0 0 1 1 1

(9), (10), (11), (12), (13) : les signaux recueillis, respectivement, sur les sorties $S_1, S_2, S_{13}, S_{14}, S_{15}$ du distributeur-codes ; (14) : les signaux (C) transmis sur le canal reliant l'émetteur de télémesures et le récepteur (informations et synchronisation).

Les signaux rectangulaires d'horloge sont des signaux à 50 Hz dont la période est égale à la durée du temps élémentaire (20 ms). Les fronts ascendants,

seuls utilisés pour commander l'avance du distributeur-moments — ce qui est rappelé par la notation AvDM — coïncident avec l'origine de chacun des temps élémentaires.

Les signaux (9) à (13) illustrent, de la même manière, le fonctionnement cyclique du distributeur-codes dont l'avance est commandée à partir de l'échelon de tension positif recueilli, une fois par

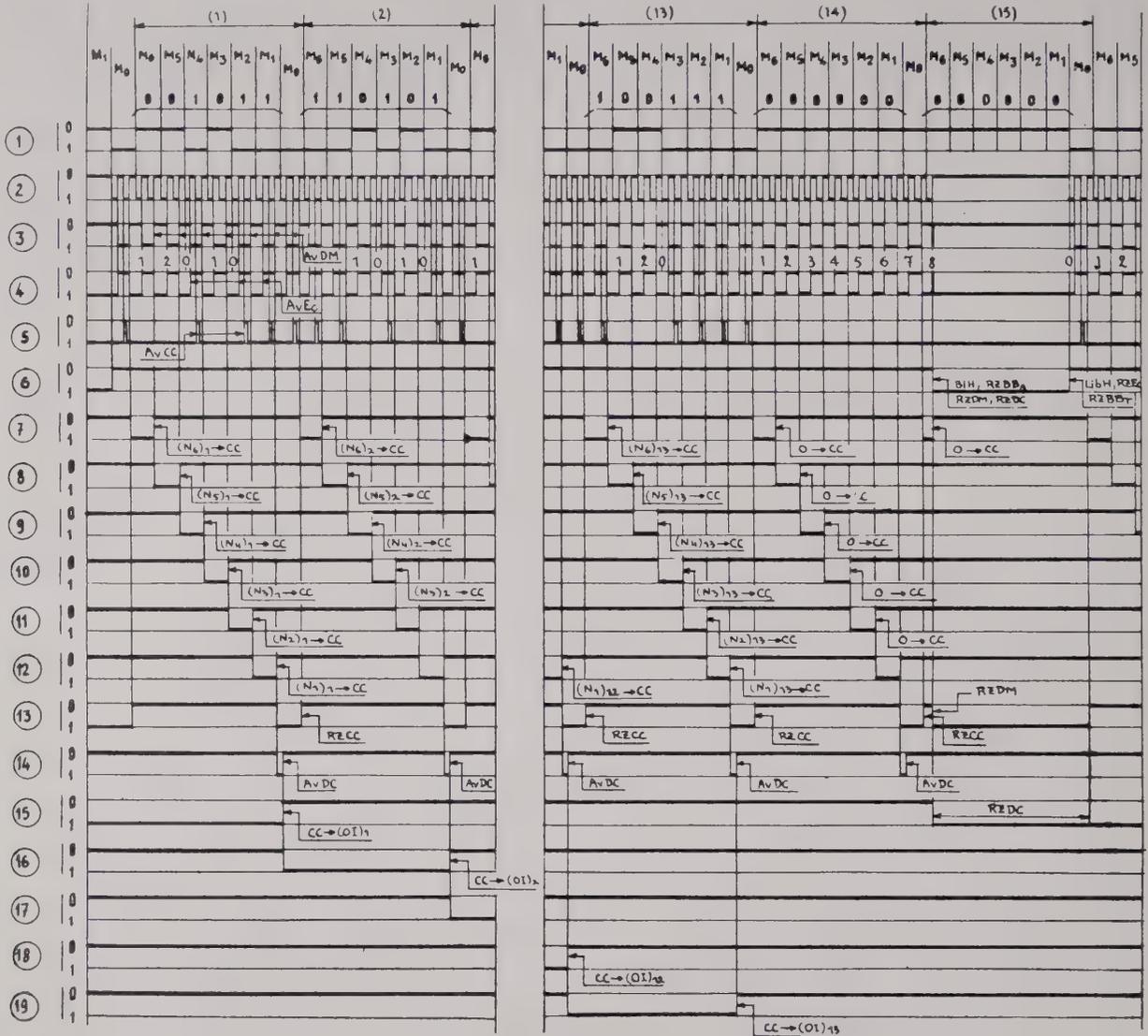


FIG. 5. — Diagramme des signaux à la réception.

Les signaux (2) à (8) illustrent le fonctionnement cyclique du distributeur-moments, dont la propriété essentielle est de faire apparaître successivement sur chacune de ses 7 sorties un état singulier caractérisé par un digit 1, toutes les autres sorties délivrant au même instant un digit 0. Le transfert de l'état singulier d'une sortie vers la suivante est obtenu par application d'un échelon de tension positif sur la ligne d'avance du distributeur-moments. Le distributeur constitue un anneau fermé, ce qui signifie que, lorsqu'un état singulier existe sur sa dernière sortie M₀, le premier signal appliqué sur la ligne d'avance détermine la réapparition de cet état singulier sur la première sortie M₆. Le fonctionnement de l'organe est donc cyclique, et le cycle décrit, d'une période égale à 7 temps élémentaires, définit un cycle mineur.

cycle mineur, sur la sortie M₆ du distributeur-moments, chaque fois que l'état singulier est transféré de cette sortie vers la sortie suivante M₅ (instant précisé par la notation AvDC). Le distributeur-codes comporte 15 sorties, S₁ à S₁₅, et l'anneau fermé qu'il constitue permet de faire réapparaître l'état singulier sur sa première sortie chaque fois qu'il disparaît sur la dernière.

C'est le distributeur-codes qui commande la sélection des codes, cependant que le distributeur-moments procède à leur analyse. La sélection d'un organe individuel déterminé, l'organe de rang *k* par exemple, marqué sur le diagramme par la notation « Sél^{on} (OI)_k », s'opère à l'instant précis où l'état singulier passe de la sortie (*k* - 1) du distributeur-codes à sa sortie (*k*), donc à la fin du temps M₆ du cycle mineur de rang (*k*-1) ; elle se prolonge

pendant 7 temps élémentaires, jusqu'à la fin du temps M_6 du cycle mineur de rang (k) où l'état singulier est transféré de la sortie (k) du distributeur-codes à sa sortie $(k+1)$, entraînant la sélection de l'organe individuel suivant.

Toutefois, lors de la sélection d'un organe individuel l'affichage du code correspondant par l'adaptateur n'est pas immédiat. Pour des raisons de sécurité, il est différé d'un laps de temps égal à la durée de 5 temps élémentaires. Ce décalage permet de tenir compte de la capacité répartie des lignes omnibus qui tend à déformer le signal rectangulaire de sélection et à en retarder la propagation. Ce n'est que lorsque le régime transitoire a complètement disparu que l'ordre est donné à l'adaptateur d'afficher le code sélectionné. Cet ordre est représenté par un échelon de tension positif synchrone de celui qui est recueilli sur la sortie M_0 du distributeur-moments lors du transfert de l'état singulier de cette sortie vers la suivante M_6 . L'opération est représentée, sur le diagramme de la figure 4, par la notation générale $(OD)_k \rightarrow Ad$ relative à l'affichage du code élaboré par l'organe individuel de rang (k) : on voit qu'elle coïncide avec l'origine du cycle mineur (k) .

L'analyse du code sélectionné après son affichage sous forme parallèle par l'adaptateur peut, dès lors, être effectuée, sous le contrôle du distributeur-moments, dans l'ordre des rangs décroissants. Les moments du code sélectionné émergent de l'analyseur séquentiel dans l'ordre R_6, R_5, R_4, R_3, R_2 et R_1 (les lettres R rappelant qu'il s'agit d'un code réfléchi), en synchronisme avec chacun des temps M_6, M_5, M_4, M_3, M_2 et M_1 du cycle mineur considéré. A la fin du temps M_1 , l'analyse séquentielle est terminée, et le contenu de l'adaptateur peut être effacé, afin qu'il puisse afficher, un temps élémentaire plus tard, le nouveau code sélectionné. L'ordre de remise à zéro de l'adaptateur (RZAd) est représenté par un échelon de tension positif synchrone de celui qui est recueilli sur la sortie M_1 du distributeur-moments lors du transfert de l'état singulier de cette sortie vers la suivante M_0 .

C'est pendant ce dernier temps M_0 que l'analyseur séquentiel élabore le signal de synchronisation, représenté par un digit 1 si le temps élémentaire considéré appartient à l'un quelconque des cycles mineurs autres que le 14^e, et par un digit 0 dans le cas particulier du 14^e.

Cette séquence d'opérations est résumée par la figure 6.

4.4.2. Diagramme des signaux à la réception

Le diagramme des signaux de la figure 5 représente les signaux suivants :

- (1) : les signaux (C) reçus de l'émetteur ;
- (2) : Les signaux rectangulaires (D) à 100 Hz de la base de temps locale (sortie du dispositif « start-stop ») ;
- (3) : Les signaux (H) d'horloge résultant de la division par 2 de la fréquence des précédents ;

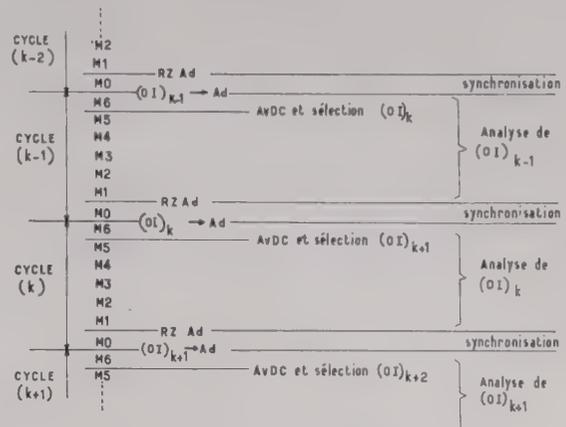


FIG. 6. — Enchaînement des opérations de sélection et d'analyse séquentielle des codes (émission).

- (4) : Les signaux (\bar{H}) , complémentaires des signaux (H) ;
- (5) : Les signaux appliqués sur la ligne d'avance du convertisseur de codes ;
- (6) : Les signaux qui, par inversion, commandent la remise à zéro des deux distributeurs à la réception ;
- (7) à (13) : Les signaux recueillis sur les sorties M_6, \dots, M_0 du distributeur-moments ;
- (14) : Les signaux appliqués sur la ligne d'avance du distributeur-codes ;
- (15) à (19) : Les signaux recueillis sur les sorties S_1, S_2, S_3, S_{12} et S_{13} du distributeur-codes.

Les signaux (1) définissent une séquence identique à celle qui est envoyée par l'émetteur (Cf. diagramme 4-14).

Les diagrammes (2) et (3) mettent en évidence l'asservissement de la base de temps locale aux signaux reçus de l'émetteur. En effet, la base de temps est bloquée dès que l'ordre de remise à zéro générale a été identifié ; elle n'est libérée qu'à la réception du signal de start (temps M_0 du 15^e et dernier cycle mineur).

Le diagramme (3) précise à chaque instant le contenu de l'échelle de 8 du synchroniseur, organe de comptage chargé d'identifier l'ordre de remise à zéro générale ; l'échelle de 8 avance d'une position chaque fois que les signaux (\bar{H}) lui appliquent un échelon de tension positif ; son contenu est effacé chaque fois que les signaux (C) définissent un digit 1. Le montage est tel que les signaux (\bar{H}) appliqués sur la ligne d'avance de l'échelle (Av Ec), sont inopérants aussi longtemps que $C = 1$. Par contre, dès que $C = 0$, l'avance peut reprendre normalement. On voit qu'il n'y a qu'un cas où le contenu de l'échelle peut atteindre sa valeur maximum 8 : celui où il y a réception de l'ordre de remise à zéro générale. Dès que cet ordre a été identifié ou cours du temps M_6 du 15^e cycle mineur), il entraîne le blocage de

l'horloge (BHI), la remise à zéro du distributeur moments (RZDM) et du distributeur-codes (RZDC), ainsi que celle (RZBB_A) de la bascule élaborant les signaux (H) et \bar{H} à partir desquels sont commandées respectivement, l'avance du distributeur-moments (AvDM) et celle de l'échelle de 8 (AvEc).

Il faut attendre la réception du signal de start, ainsi que le montre le diagramme (6), pour provoquer la libération de l'horloge (LibH), la remise à zéro de l'échelle de comptage (RZEc) et celle de la bascule qui, dans le synchroniseur, en teste le contenu (RZBB_T).

Le diagramme (5) montre que les signaux commandant l'avance du convertisseur de codes (AvCC) en vue de la substitution, au code binaire réfléchi reçu de l'émetteur, du code binaire naturel équivalent, sont constitués par des impulsions fines apparaissant au milieu de ceux des temps élémentaires pour lesquels le moment de code reçu a la valeur 1. Cette disposition autorise une distorsion des signaux de télégraphie harmonique de $\pm 50\%$, c'est-à-dire qu'elle permet un fonctionnement très sûr. On remarquera que les temps de synchronisation M_0 pendant lesquels sont reçus des digits 1 donnent lieu également à l'élaboration d'une impulsion d'avance du convertisseur de codes, bien qu'il ne s'agisse plus d'un moment de code; mais cette impulsion n'est pas gênante puisqu'elle apparaît à un instant où le code naturel affiché par le convertisseur de codes a déjà été enregistré par l'organe individuel auquel il correspond, comme on le voit sur le diagramme (16) où l'opération est indiquée par la notation $CC \rightarrow (OI)_k$ pour ce qui concerne l'organe individuel de rang (k) et que, à la fin du même temps M_0 , l'unité arithmétique du convertisseur de codes qui a enregistré l'impulsion supplémentaire est remise à zéro avant une nouvelle opération de conversion — ainsi qu'on peut le voir sur le diagramme (13) où la remise à zéro est désignée symboliquement par la notation RZCC.

Les signaux (7) à (13) mettent en évidence une particularité du distributeur-moments, qui est monté en anneau fermé comme son homologue situé à l'extrémité émettrice de la liaison, ce qui assure son fonctionnement cyclique aussi longtemps que les signaux de commande sont appliqués sur sa ligne d'avance AvDM, mais dont le fonctionnement est stoppé dès que l'ordre de remise à zéro générale a été identifié. L'état singulier est alors ramené sur sa sortie M_0 par l'envoi, sur sa ligne RZDM de remise à zéro, d'une impulsion positive résultant de la différentiation du signal complémentaire de celui représenté en (6), et il reste dans cet état jusqu'au déblocage de l'horloge, lequel est commandé, ainsi qu'il a été vu, par la réception du signal de start.

En fonctionnement normal, les signaux recueillis successivement sur les sorties M_6 (fig. 5-7), M_5 (fig. 5-8), M_4 (fig. 5-9), M_3 (fig. 5-10), M_2 (fig. 5-11) et M_1 (fig. 5-12), commandent le transfert du contenu de l'unité arithmétique du convertisseur de codes respectivement vers chacune des mémoires

Mm_6 (digit N_6), Mm_5 (digit N_5), Mm_4 (digit N_4), Mm_3 (digit N_3), Mm_2 (digit N_2), Mm_1 (digit N_1), en sorte qu'à la suite du dernier transfert le code binaire naturel équivalent au code binaire réfléchi reçu de l'émetteur est affiché sous forme parallèle sur les sorties du convertisseur de codes. Ces transferts, qui sont notés symboliquement $(N_p)_k \rightarrow CC$ pour ce qui concerne le digit p du code de rang (k) interviennent chacun au cours du temps élémentaire considéré (temps M_p du cycle mineur k), à un instant qui est postérieur au fonctionnement de l'unité arithmétique du convertisseur de codes, mais qui est antérieur — pour le dernier d'entre eux — à l'instant où le contenu des mémoires du convertisseur de codes est transféré en bloc vers l'organe individuel $(OI)_k$ auquel il est destiné. Cette dernière opération, qui est représentée symboliquement par la notation $CC \rightarrow (OI)_k$, est suivie à son tour par la remise à zéro de l'unité arithmétique du convertisseur de codes (RZCC), qui est commandée par le signal recueilli sur la sortie M_0 du distributeur-moments.

Les signaux (15) à (19) illustrent le fonctionnement cyclique du distributeur-codes dont l'avance est commandée à partir du signal (12) recueilli sur la sortie M_1 du distributeur-moments, avec un léger retard destiné à tenir compte du temps nécessaire au transfert du digit N_1 de l'unité arithmétique du convertisseur de codes vers la mémoire Mm_1 de ce convertisseur. Le retard est visible sur le diagramme (14); il est mesuré par la largeur de l'impulsion dont le flanc arrière détermine l'avance du distributeur-codes (AvDC) et, par voie de conséquence, le transfert en bloc du contenu des mémoires du convertisseur de codes vers l'organe individuel $(OI)_k$ qui est commandé par celle des sorties S_k du distributeur-codes sur laquelle l'état singulier 1 est remplacé par l'état non singulier 0.

Contrairement à son homologue utilisé à l'extrémité émettrice, le distributeur-codes à la réception est du type *en anneau ouvert*, ce qui signifie que l'état singulier, lorsqu'il a quitté la dernière sortie, ne peut réapparaître sur la première qu'après l'application d'un signal sur sa ligne de remise à zéro (RZDC). C'est ce qui est illustré par le diagramme (15) où l'on voit que l'état singulier réapparaîtra sur la première sortie S_1 seulement après identification de l'ordre de remise à zéro générale; il y a donc bien asservissement du distributeur aux signaux reçus de l'émetteur.

V — Problèmes posés par l'exploitation des informations codées

Nous nous proposons d'examiner, dans ce qui suit, quelques-uns des principaux problèmes posés par l'exploitation des informations codées, en précisant dans chaque cas les principes des solutions qui leur ont été apportées.

Ces problèmes se rapportent aux fonctions suivantes, qui seront examinées dans l'ordre :

- Traduction analogique-digitale des informations.
- Distribution cyclique des informations codées.

- Sélection cyclique des informations codées.
- Analyse séquentielle d'un code affiché sous forme parallèle.
- Conversion de codes.
- Traduction digitale-analogique des informations

5.1. TRADUCTION ANALOGIQUE-DIGITALE DES INFORMATIONS

Il existe plusieurs modes de réalisation de traducteurs analogiques-numériques qui font appel, soit à l'effet photoconducteur, soit à des effets de capacité, soit encore aux propriétés des tubes cathodiques, à celles des servo-mécanismes ou aux combinaisons de fréquences multiples.

Dans les organes individuels de télémétrie du système TMSC 59, c'est l'effet photoconducteur qui est utilisé pour faire correspondre un code à 6 moments à la position angulaire occupée à chaque instant par un équipage galvanométrique recevant une intensité de courant continu proportionnelle à la grandeur primaire.

Le traducteur analogique-numérique comporte à cet effet six photodiodes au germanium — à raison d'une photodiode par moment de code — dont chacune reçoit un flux lumineux qui est modulé en fonction de la position angulaire de l'équipage galvanométrique. La modulation est obtenue en montant un secteur codé sur l'axe de l'équipage galvanométrique et en réalisant ce secteur de façon qu'il puisse, suivant la combinaison à élaborer, intercepter tout ou partie de la lumière émise par une lampe disposée radialement, à l'extérieur de l'appareil. La lumière émise par la lampe traverse une lentille semi-cylindrique dont le but est d'obtenir sa focalisation dans le plan du secteur codé sous-jacent avant de donner naissance à 6 pinceaux lumineux élémentaires — réels ou virtuels suivant que la piste considérée sur le secteur est transparente (digit 1) ou opaque (digit 0) — qui iront ensuite exciter les photodiodes correspondantes. Cette disposition permet d'assurer avec le maximum de discontinuité dans les caractéristiques des photodiodes les passages d'une zone transparente du secteur codé à une zone opaque.

L'effet utile obtenu est une variation de résistance des photodiodes sous l'effet de la lumière reçue. Les conditions d'utilisation sont telles que, pour un digit 0 du code réfléchi, la photodiode correspondante soit bloquée (résistance d'obscurité de l'ordre de plusieurs mégohms), alors que pour un digit 1, elle soit saturée (résistance de quelques centaines d'ohms).

Toutes les précautions sont prises pour que la précision des mesures ne soit pas affectée par le couple de frottement du secteur codé, qui est réalisé avec un matériau léger lui assurant néanmoins une

bonne rigidité mécanique et une bonne tenue en température.

5.2. DISTRIBUTION CYCLIQUE DES INFORMATIONS

La succession cyclique des signaux d'échantillonnage relatifs aux différents termes ou informations à transmettre avec les mêmes organes communs — ou distribution cyclique — est obtenue au moyen de dispositifs que nous avons appelés les *distributeurs-codes*. Il est évident que, dans un système de transmission cyclique d'informations entre deux postes distants, il faut prévoir deux distributeurs-codes, l'un à l'émission, l'autre à la réception, ces deux distributeurs fonctionnant pas-à-pas et connectant aux organes communs chacun des organes individuels pris successivement dans le même ordre.

La sélection des termes sous le contrôle d'un distributeur s'obtient, d'une manière générale, en constituant un distributeur comportant autant de sorties qu'il y a de termes à transmettre, toutes les sorties, sauf une, étant à chaque instant dans un même état électrique que nous appellerons *état non singulier* par opposition à l'*état singulier* qui apparaît sur la dernière sortie, celle qui correspond au terme sélectionné. Le transfert de l'état singulier d'une sortie sur la suivante, grâce auquel on obtient la transmission cyclique des termes, s'effectue sous l'effet des impulsions récurrentes appliquées à l'entrée.

Une première solution consiste, pour obtenir ce résultat, à associer un *compteur* d'une capacité égale au nombre n des termes à transmettre et des *circuits logiques* à sorties multiples.

Dans une seconde solution, celle qui a été retenue pour le système TMSC, le distributeur est du type en *anneau*. Il comporte alors autant de bascules binaires qu'il y a de termes à transmettre, une bascule étant à chaque instant dans l'état singulier, et son rang caractérisant le nombre des impulsions d'avance appliquées à l'entrée de l'anneau ; au même instant, toutes les autres bascules occupent l'état non singulier.

L'anneau peut être fermé, comme à l'émission, ou ouvert, comme à la réception. Dans le premier cas, l'application de la dernière impulsion d'avance transfère l'état singulier de la dernière bascule à la première. Dans le cas de l'anneau ouvert, au contraire, l'état singulier disparaît à la dernière impulsion d'avance et, pour le faire réapparaître sur la première bascule, il faut opérer une remise à zéro du distributeur.

Les dispositions précédentes, applicables aux distributeurs-codes, le sont également aux distributeurs-moments qui, rappelons-le, ont respectivement pour fonctions de contrôler l'analyse séquentielle des codes sélectionnés à l'émission et la conversion des codes à la réception. Dans les deux cas, les distributeurs sont constitués par des anneaux fermés.

5.3. SÉLECTION CYCLIQUE DES INFORMATIONS CODÉES

5.3.1. Principe

La sélection cyclique des informations élaborées par chacun des organes individuels est commandée à partir du distributeur-codes, par l'intermédiaire du séparateur qui lui est associé.

Du point de vue logique, à chacune des photodiodes d'un organe individuel de télémètre peut être attachée une variable binaire P pouvant prendre l'une ou l'autre des valeurs $P = 0$ (photodiode dans l'obscurité) ou $P = 1$ (photodiode éclairée). Soient k le rang de l'organe individuel considéré ($1 \leq k \leq 12$), et S_k la valeur du digit recueilli sur la sortie de même nom du distributeur-codes, c'est-à-dire celle à laquelle est affecté l'organe individuel (k); on a $S_k = 0$ lorsque l'organe n'est pas sélectionné et $S_k = 1$ lorsqu'il vient à être sélectionné.

Considérons alors les 6 produits logiques à deux variables binaires qu'il est possible de former pour caractériser, d'une part la sélection ou la non-sélection des 6 photodiodes de l'organe individuel (k), d'autre part l'état d'obscurité ou d'éclairement de chacune d'elles. Ces produits logiques s'écrivent :

$S_k P_{k1}$	pour la photodiode de rang 1	
$S_k P_{k2}$	d°	2
$S_k P_{k3}$	d°	3
$S_k P_{k4}$	d°	4
$S_k P_{k5}$	d°	5
$S_k P_{k6}$	d°	6

Lorsque l'organe (k) n'est pas sélectionné, $S_k = 0$ quelles que soient les valeurs des termes P_{kp} ($1 \leq p \leq 6$) en sorte que ces produits logiques sont nuls quel que soit l'état des photodiodes. Au contraire, lorsque l'organe (k) est sélectionné, $S_k = 1$, en sorte que chaque produit logique prend la même valeur 0 qu'en l'absence de sélection si la photodiode P_{kp} qu'il caractérise est dans l'obscurité, mais la valeur 1 si cette même photodiode est éclairée.

En d'autres termes, chacun des 6 produits logiques à deux variables considérés précédemment ne peut prendre la valeur 1 que si les deux conditions suivantes sont satisfaites simultanément :

- l'organe individuel (k) est sélectionné par le distributeur-codes ;
- la photodiode de rang (p) de cet organe est éclairée (moment de code égal à 1).

Dans tous les autres cas, ces mêmes produits logiques prendront la valeur 0.

Les circuits de sélection utilisés dans le système TMSC combinent les produits logiques de mêmes rangs relatifs à chacun des 12 organes individuels pour former les 6 sommes logiques à 12 termes de la forme :

$$\Sigma_1 = S_1P_{1,1} + S_2P_{2,1} + \dots + S_kP_{k,1} \dots + S_{12}P_{12,1}$$

(photodiodes de rang 1)

$$\Sigma_2 = S_1P_{1,2} + S_2P_{2,2} + \dots + S_kP_{k,2} + \dots + S_{12}P_{12,2}$$

(photodiodes de rang 2)

.....

$$\Sigma_6 = S_1P_{1,6} + S_2P_{2,6} + \dots + S_kP_{k,6} + \dots + S_{12}P_{12,6}$$

(photodiodes de rang 6)

Dans chacune de ces sommes, un seul produit à deux variables à la fois sur les douze peut prendre la valeur 1 — celui qui répond aux deux conditions rappelées précédemment ; tous les autres produits sont nuls. Ce qui signifie que lorsqu'une somme Σ_p (avec $1 \leq p \leq 6$) prend la valeur 1, alors que la sélection porte sur l'organe individuel (k), c'est que la photodiode P_{kp} de cet organe est éclairée ; la valeur de la somme logique caractérise ainsi le digit de rang p de la combinaison codée sélectionnée.

D'autre part, le fonctionnement cyclique du système confère successivement la valeur 1 à chacun des digits $S_1, S_2, \dots, S_k, \dots, S_{12}$, ce qui signifie que les valeurs 1 prises successivement par la somme Σ_p caractériseront, dans l'ordre, l'état d'éclairement des photodiodes $P_{1p}, P_{2p}, \dots, P_{kp}, \dots, S_{12,p}$, à moins que l'un de ces photodiodes soit dans l'obscurité, auquel cas la valeur correspondante de la somme Σ_p sera 0.

Finalement, les combinaisons codées transmises à distance au cours d'un cycle majeur seront représentées par les valeurs des douze suites ($\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3, \Sigma_4, \Sigma_5, \Sigma_6$). On voit que ces sommes Σ_p s'identifient avec les digits R_p du code réfléchi.

5.3.2. Réalisation

L'élaboration de chacun des produits logiques à deux variables ne requiert que la mise en série des sorties du circuit délivrant les digits tels que S_k (distributeur-codes) et de chacune des 6 photodiodes de l'organe individuel affecté à cette sortie, ce qui correspond, pour un organe donné, à réaliser 6 conditions ET distinctes — ou encore, compte tenu de la présence, dans les 6 produits logiques élaborés d'un facteur commun S_k — à alimenter les six photodiodes de l'organe individuel par un fil commun relié à la sortie S_k du distributeur — codes (ou mieux du séparateur), l'organe présentant 6 sorties distinctes.

L'élaboration des 6 sommes Σ_1 à Σ_6 requiert six conditions OU que l'on réalise, suivant une disposition connue, en réunissant en parallèle, par l'intermédiaire de diodes de séparation, les sorties homologues des 12 organes individuels, et disposant à la suite, dans chacun des 6 circuits ainsi formés, une résistance commune. Si les diodes de séparation sont considérées comme appartenant aux organes individuels, les sorties des circuits OU sont constituées par la mise en parallèle des sorties homologues des organes individuels, et forment ce que nous appellerons, dans ce qui suit, les *lignes omnibus* (voir figure 1).

Les fonctions de commutation Σ_1 à Σ_6 sont mises en mémoire dans l'adaptateur, constitué par 6 bascules classiques, en vue de leur analyse séquentielle. Compte tenu de la capacité des lignes omnibus entre elles, qui peut ne pas être négligeable dès que les distances entre organes individuels dépassent quelques centaines de mètres, il importe de ménager un intervalle de temps suffisant entre l'instant où la commutation d'organe est commandée par le distributeur-codes et celui où le code sélectionné est affiché pour analyse par l'adaptateur ; ceci pour être sûr que le régime transitoire qui suit la commutation, et qui est caractérisé par une altération de la forme des signaux, a complètement disparu lorsque l'ordre est donné à l'adaptateur d'afficher le code sélectionné. D'autre part, il importe que, lorsque l'analyse de ce code est terminée, on efface le contenu de l'adaptateur et l'on affiche le nouveau code sélectionné.

L'enchaînement entre ces diverses opérations est commandé par le distributeur-moments suivant

5.4. ANALYSE SÉQUENTIELLE D'UN CODE AFFICHÉ SOUS FORME PARALLÈLE

L'analyse séquentielle du code binaire réfléchi affiché, à un instant donné, sur les bascules de l'adaptateur, s'effectue dans un ordre immuable, qui est celui des digits $R_6, R_5, R_4, R_3, R_2, R_1$ de rangs décroissants. L'organe qui procède à cette analyse est l'analyseur séquentiel, lequel élabore également les digits de synchronisation.

Il est constitué par des circuits logiques qui élaborent une fonction F égale à la somme logique de 7 produits à deux variables binaires, six relatifs aux moments de code à analyser et le septième correspondant au digit de synchronisation. Cette fonction a pour expression :

$$F = M_6R_6 + M_5R_5 + M_4R_4 + M_3R_3 + M_2R_2 + M_1R_1 + M_0S_1$$

Dans cette expression, S_1 désigne le digit recueilli sur la sortie de même nom du distributeur-codes.

Temps Elémentaire	Digits							F		
	M_6	M_5	M_4	M_3	M_2	M_1	M_0	Cycles mineurs (1) à (13)	Cycle mineur (14)	Cycle mineur (15)
M_6	1	0	0	0	0	0	0	R_6	0	0
M_5	0	1	0	0	0	0	0	R_5	0	0
M_4	0	0	1	0	0	0	0	R_4	0	0
M_3	0	0	0	1	0	0	0	R_3	0	0
M_2	0	0	0	0	1	0	0	R_2	0	0
M_1	0	0	0	0	0	1	0	R_1	0	0
M_0	0	0	0	0	0	0	1	$S_1 = 0$	$S_1 = 0$	$S_1 = 1$ (start)

la séquence de la figure 6. Les notations employées dans cette figure ont les significations suivantes :

RZAd : Remise à zéro de l'adaptateur ;

AvDC : Avance du distributeur-codes ;

$(OI)_k \rightarrow$ Ad : Transfert du code élaboré par l'organe individuel (k) vers l'adaptateur.

Les autres notations M_6, M_5, \dots, M_0 , désignent, comme précédemment, les valeurs des digits recueillis sur les sorties de mêmes noms du distributeur-moments au cours des différents cycles majeurs.

Les ordres qui commandent les diverses opérations sont représentés, en pratique, par les impulsions positives obtenues en différenciant les signaux rectangulaires recueillis respectivement sur les sorties M_6 (avance du distributeur-codes), M_1 (remise à zéro de l'adaptateur) et M_0 (affichage du code sélectionné sur l'adaptateur).

Les valeurs prises par les variables binaires et la fonction pendant les 7 temps élémentaires d'un cycle mineur sont données dans le tableau ci-dessus.

On constate que les valeurs prises par la fonction F s'identifient avec les valeurs devant caractériser les signaux (C) en vertu de la séquence à obtenir.

Les valeurs 0 qui caractérisent les digits transmis au cours de chacun des 6 premiers temps M_6 à M_1 les deux derniers cycles mineurs (cycles de « remise à zéro »), résultent du fait que les deux dernières sorties S_{14} et S_{15} du distributeur-codes ne sont reliées à aucun organe individuel.

Pour déterminer les valeurs prises par le digit S_1 sur la sortie de même nom du distributeur-codes, il faut se souvenir que la sélection de l'organe individuel n° 1 est commandée dès la fin du temps M_6 du 15^e et dernier cycle mineur, et qu'elle cesse à la fin du temps M_6 du cycle mineur suivant. Ce qui justifie les valeurs attribuées à la fonction F dans la dernière ligne du tableau.

5.5. CONVERSION DE CODES

En télémesures, la conversion de codes est caractérisée par l'introduction, sous forme série, des six digits du code binaire réfléchi en commençant par le digit d'ordre le plus élevé, et par l'affichage sous forme parallèle, des six digits homologues du code binaire naturel correspondant (et des digits complémentaires). Il comporte une unité arithmétique particulièrement simple et six éléments de mémoire enregistrant successivement, sous le contrôle du distributeur-moments, chacun des digits du code au fur et à mesure de leur conversion. En fin de cycle mineur, le contenu de la mémoire-tampon est transféré en bloc vers la mémoire de l'organe individuel auquel il est destiné, cependant que l'unité arithmétique est remise à zéro en vue de la conversion de code suivante.

En télésignalisation et en télécommande, où l'on n'utilise pas de codes, mais seulement des suites d'informations binaires indépendantes, l'unité arithmétique assurant en télémesure la conversion du code est supprimée et, seules, les mémoires sont conservées pour l'affichage des informations d'un même groupe.

Lorsqu'on transmet successivement des télémesures, puis des télésignalisations, l'unité arithmétique est conservée, mais son contenu est effacé après réception de chaque information binaire caractérisant une télésignalisation. Cette opération est effectuée automatiquement sous le contrôle d'un organe de commutation qui reste au repos aussi longtemps que la transmission porte sur les télémesures, mais qui passe en position de travail dès qu'il s'agit de télésignalisations (Cf fig. 2).

5.6. TRADUCTION DIGITALE-ANALOGIQUE DES INFORMATIONS

La traduction digitale-analogique des informations est l'opération par laquelle, à une combinaison codée déterminée, on fait correspondre une grandeur analogique proportionnelle à la valeur quantifiée définie par le code. On se limitera, dans ce qui suit, au cas d'un code binaire naturel affiché à l'entrée du traducteur (appelé encore décodeur), sous forme parallèle, la grandeur analogique de sortie étant supposée être, de plus, une intensité de courant continu.

Le principe de la traduction digitale-analogique est alors le suivant :

Une source de courant continu à tension rigoureusement constante alimente, en parallèle, un certain nombre de circuits élémentaires en nombre égal à celui des moments du code et dont la résistance peut être, soit infinie (circuit ouvert), soit finie et proportionnelle au poids du moment de code dans la combinaison codée considérée (circuit fermé). Un milliampèremètre mesure à chaque instant la somme des courants débités par l'ensemble des circuits élémentaires, laquelle est donc proportionnelle à la somme pondérée des digits du code.

Les résistances de pondération sont introduites dans chacun des circuits élémentaires par des organes de commutation qui sont des diodes, mais qui pourraient être aussi bien des transistors ou d'autres éléments, et dont l'état — passant ou bloqué — est placé sous le contrôle de la combinaison à décoder. Ces résistances de pondération varient suivant les puissances successives de 2, soit, en prenant pour exemple un code à six moments, suivant la progression :

$$\begin{aligned} R & \text{ pour le digit } N_6 \\ 2 R & \text{ pour le digit } N_5 \\ 4 R & \text{ pour le digit } N_4 \\ 8 R & \text{ pour le digit } N_3 \\ 16 R & \text{ pour le digit } N_2 \\ 32 R & \text{ pour le digit } N_1 \end{aligned}$$

Supposons qu'à un instant donné, les organes de commutation contrôlés par N_6 , N_3 et N_1 soient fermés, cependant que les autres organes sont ouverts. La résistance équivalente ρ du circuit de décodage est telle que l'on ait :

$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{R} + \frac{1}{8R} + \frac{1}{32R} = \frac{32 + 4 + 1}{32 R} = \frac{37}{32R}$$

Il lui correspond une intensité de courant :

$$I = \frac{U}{\rho} = \frac{37}{32} \cdot \frac{U}{R}$$

U désignant la tension, supposée constante, de la source d'alimentation.

Mais le courant débité est maximum lorsque toutes les résistances sont en service. Il a alors la valeur :

$$I_{\max} = \frac{U}{\rho_{\min}} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \frac{1}{8R} + \frac{1}{16R} + \frac{1}{32R} \right) U = \frac{63}{32} \cdot \frac{U}{R}$$

Par suite :

$$I = \frac{37}{63} \cdot I_{\max}$$

Le numérateur et le dénominateur de la fraction qui figure au second membre représentent, respectivement, les valeurs décimales des nombres binaires 1 0 0 1 0 1 et 1 1 1 1 1 1 appliqués aux organes de commutation dans les deux cas considérés précédemment, lesquels correspondent aux valeurs quantifiées de la grandeur primaire (cas des télémesures). On a donc bien proportionnalité entre le courant mesuré et la grandeur primaire.

La réalisation ne soulève pas de difficultés particulières. Dans le système TMSC, on s'est surtout

attaché à résoudre le problème de la compensation en température des caractéristiques de la diode ZENER à partir de laquelle est obtenue la tension stabilisée appliquée au circuit de décodage.

VI — Problèmes particuliers de sécurité posés par la transmission des télésignalisations et des télécommandes

Les problèmes de sécurité présentent une importance considérable lorsque les informations transmises concernent des télésignalisations ou des télécommandes. Aucune erreur ne peut être admise dans l'exécution des ordres.

Dans le cas où les ordres sont transmis au moyen du système TMSC, ces problèmes peuvent recevoir plusieurs solutions qui sont actuellement à l'étude.

Une première solution consiste à répéter purement et simplement les ordres et à s'assurer de leur concordance avant de les exécuter. Dans les cas où la totalité des informations concernent, par exemple, des télésignalisations à l'exclusion de télémesures, la répétition des ordres conduit à doubler pratiquement le temps nécessaire à leur transmission : cette solution offre toutefois une très grande sécurité.

L'inconvénient précédent est évité si l'on compare les sommes arithmétiques des digits transmis au cours des 12 cycles mineurs d'information, ces sommes étant évaluées à l'émission d'une part, et à la réception d'autre part, et étant, en principe, égales entre elles. La comparaison se fait, dans ce cas, à l'extrémité réceptrice, à la fin du 13^e cycle mineur — réservé jusqu'à présent — ce cycle étant affecté à la transmission sous forme codée de la somme élaborée à l'extrémité émettrice. Ce principe qui équivaut à transmettre plusieurs digits de contrôle, comme dans la technique des calculateurs numériques, permet de mettre en évidence les impulsions parasites ou les digits manquants, sauf dans les cas où il y a compensation au cours d'un même cycle, une impulsion ou plusieurs étant transmises en excédant dans une certaine partie du cycle. Il est assez difficile d'évaluer la probabilité caractérisant une telle circonstance, mais elle est certainement très faible. On notera que ce procédé de contrôle, s'il n'est pas absolument rigoureux en ce qui concerne le contrôle des informations transmises, permet, par contre, de vérifier en même temps le synchronisme des distributeurs à l'émission et à la réception, tout décalage accidentel se traduisant par une pondération anormale des moments du code de contrôle et l'affichage d'une somme arithmétique erronée : la somme affichée est alors multipliée ou divisée par 2^n , suivant que le décalage entre les deux distributeurs a lieu dans un sens ou dans l'autre, en désignant par n la valeur absolue du décalage, exprimée en nombre de positions binaires.

VII — Maintenance

Les opérations de maintenance du système multiplex TMSC sont conçues pour pouvoir être effectuées par un personnel non spécialisé. Le caractère

digital du système et son fonctionnement cyclique permettent de vérifier le fonctionnement des divers organes au moyen d'un simple voltmètre, par l'observation des battements de l'aiguille : la fréquence et l'amplitude des battements dépendent de la cadence à laquelle fonctionne l'organe analysé, mais, dans tous les cas, l'arrêt des battements permet de localiser un défaut.

La présentation des organes sous forme de plaquettes à circuits imprimés facilite les opérations de maintenance à un double point de vue. D'une part, les points de test, ramenés sur la face avant de la plaquette, sont aisément accessibles. D'autre part, chaque plaquette étant enfichable par l'arrière peut être déconnectée du coffret et remplacée par une plaquette semblable assurant les mêmes fonctions, ce qui permet une localisation rapide du défaut par substitution.

Certaines dispositions prévues en exploitation normale peuvent être utilisées pour les opérations de maintenance. C'est ainsi qu'une signalisation d'incident se traduisant par l'allumage d'un voyant est prévue sur le bâti des organes récepteurs. L'allumage du voyant signale, après une temporisation de l'ordre de 3 secondes, soit une coupure de la ligne de transmission, soit un arrêt de la distribution consécutif à un défaut des bases de temps ou des distributeurs, défaut pouvant affecter aussi bien l'émission que la réception.

De même, les incidents résultant d'une coupure accidentelle du circuit d'éclairage des appareils de mesure primaires à l'émission ou d'une diminution du flux lumineux émis par les lampes de ces appareils peuvent être télésignalés au dispatching au moyen d'un dispositif très simple, sans nécessiter pour autant l'affectation d'une télésignalisation particulière à ce genre d'incident.

Dans ce cas, cependant, il faut renoncer à utiliser en fonctionnement normal la combinaison codée 0 0 0 0 0 correspondant au niveau 0 et remplacer cette dernière, lorsqu'elle se présente par la combinaison 0 0 0 0 1 correspondant au niveau 1 (ceci au moyen d'une modification mineure de la dernière piste du secteur codé servant à la traduction analogique-digitale de la grandeur primaire). Si le filament vient à être coupé, la combinaison élaborée par l'organe individuel émetteur auquel il appartient s'écrit 0 0 0 0 0. Dès que cette combinaison est identifiée sur les mémoires de l'organe individuel récepteur, une lampe s'allume localement et signale l'incident.

Pour les opérations de maintenance courante, il est utile de pouvoir élaborer des codes prédéterminés que l'on substitue aux codes normalement élaborés par les organes individuels d'émission, afin de s'affranchir de l'erreur propre aux appareils de mesure primaires et de l'erreur de quantification. Il est évident que ce sont les niveaux de quantification correspondants qui doivent être affichés à l'extrémité réceptrice. Une telle disposition a été prévue dans les équipements TMSC où un premier jeu de cavaliers permet de passer de la position de

fonctionnement normal à la position de contrôle, et où un second jeu permet, dans cette dernière position, de transmettre à volonté des digits 0 ou des digits 1.

Enfin, bien qu'il ne s'agisse plus d'une opération de maintenance courante, il est utile de pouvoir analyser les codes prédéterminés élaborés à l'extrémité émettrice en n'importe quel point de la chaîne de transmission. Un équipement de contrôle très simple a été étudié dans ce but : il permet d'analyser les codes par sélection et mise en mémoire, en visualisant les digits par des tubes indicateurs fluorescents, et ceci quel que soit le mode de numération — série ou parallèle — dans lequel les codes sont définis. Le même équipement permet de contrôler également la distribution en visualisant le transfert de l'état singulier successivement sur les différentes sorties du distributeur analysé.

* *

Pour terminer, on trouvera ci-joint quelques vues du système TMS version 1958, qui ne diffère de celui décrit précédemment que par le nombre des téléseñalisations pouvant être transmises au cours du même cycle majeur : 60 au lieu de 72. Ce

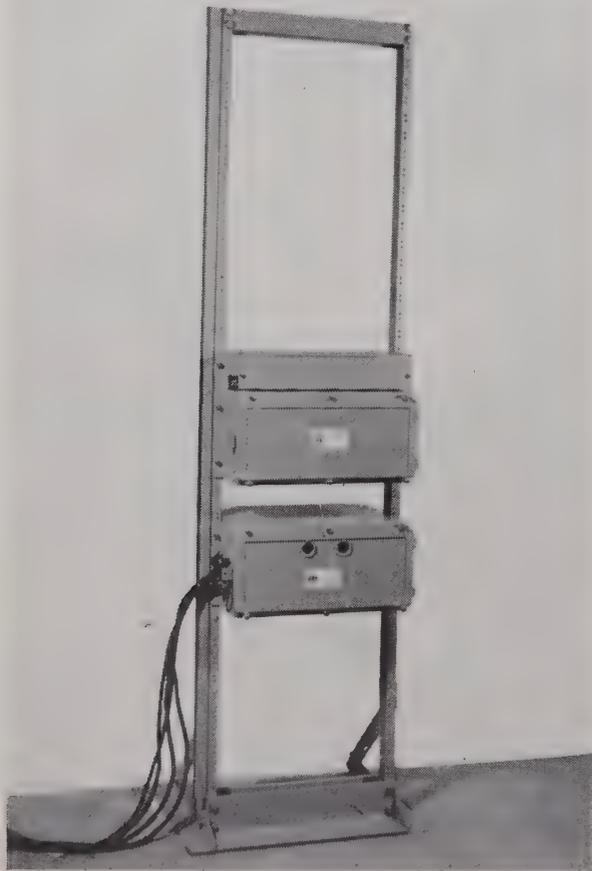


Fig. 7. — Bâti émetteur.



Fig. 8. — Bâti récepteur.

matériel devait satisfaire à des normes assez sévères particulièrement en ce qui concerne l'étanchéité.

Les équipements sont montés sur deux bâtis, l'un pour l'émission, l'autre pour la réception. Ils sont répartis dans des coffrets étanches munis dans leur partie supérieure de répartiteurs que l'on aperçoit très bien sur la figure 7, en ce qui concerne l'émission (coffret d'organes généraux, coffret d'alimentation), ainsi que sur la figure 8, pour ce qui a trait à la réception (coffret d'organes individuels, coffret d'organes généraux, coffret d'alimentation).

Les organes individuels émetteurs de téléseñales — au nombre de 4 par équipement dans l'exemple considéré — sont groupés dans une armoire étanche que l'on voit très bien sur la figure 9 et qui est normalement placée à l'intérieur du bâti émetteur, au-dessus du coffret d'organes généraux. Les 40 téléseñalisations que comporte chaque équipement sont commandées par des contacts appartenant aux appareils contrôlés et ne faisant pas partie de la fourniture.

A la réception, les téléseñales sont affichées sur des appareils indicateurs montés sur le tableau du poste central, cependant que les téléseñalisations sont données par des voyants disposés sur le même tableau.



FIG. 9. — Armoire des organes individuels émetteurs de télémesures : vue extérieure.

La figure 10 représente une autre vue du bâti des organes de réception avec quelques plaquettes fonctionnelles sorties de leur logement. On remarque

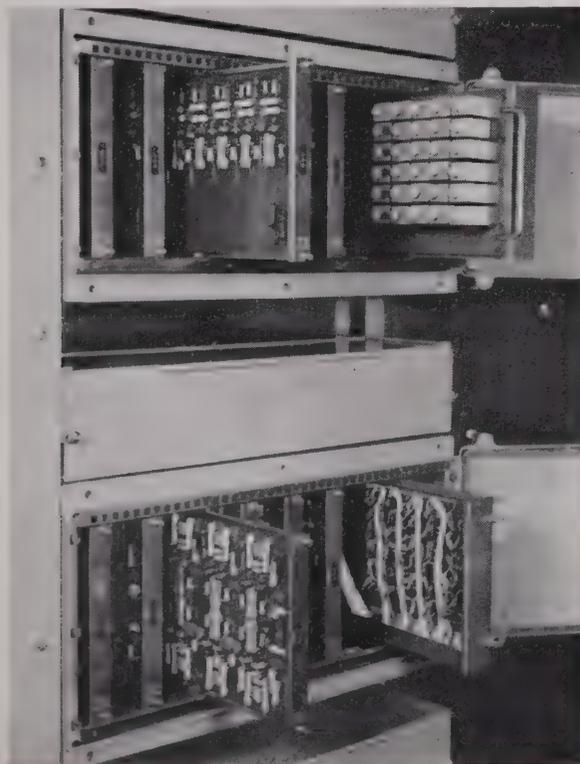


FIG. 10. — Bâti récepteur : vue montrant le montage des plaquettes fonctionnelles dans les coffrets.

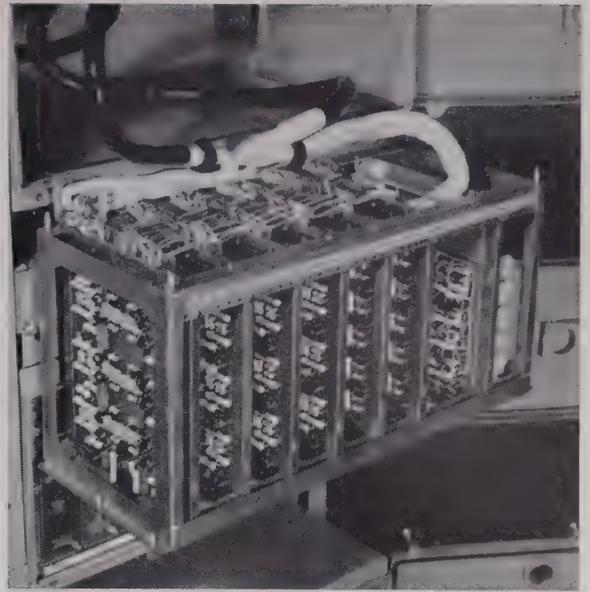


FIG. 11. — Coffret des organes individuels récepteurs : vue montrant les facilités d'accès au peigne.

en particulier, à droite des deux coffrets d'organes individuels, les plaquettes supports de relais vues respectivement côté relais et côté câblage.

Dans la fig. 11, l'un des deux moutings d'organes individuels récepteurs a été extrait de son coffret pour montrer les facilités d'accès au peigne.

La fig. 12 montre le détail de l'alimentation à l'émission. On voit nettement les deux commutateurs arrêt-marche et secteur-batterie, avec les voyants correspondants, ainsi que les fusibles protégeant les circuits d'utilisation 24 V non régulés et 24 V régulés. La régulation est obtenue par un montage classique dans lequel la tension de référence est fournie par des diodes Zener.

Les plaquettes à circuits imprimés utilisées dans les divers organes comportent un enfichage arrière et, sur l'avant, un certain nombre de points de test destinés à faciliter les opérations de maintenance.

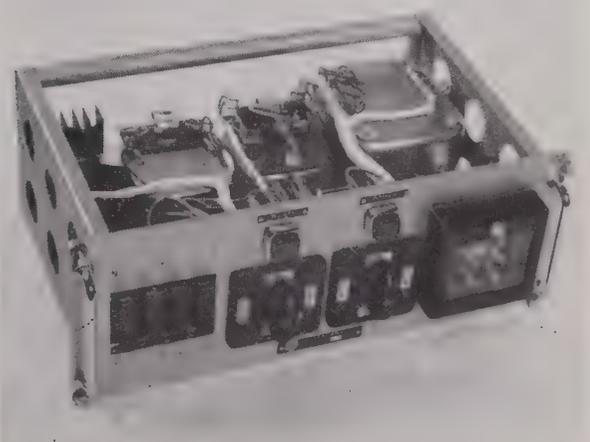


FIG. 12. — Coffret d'alimentation (émission).

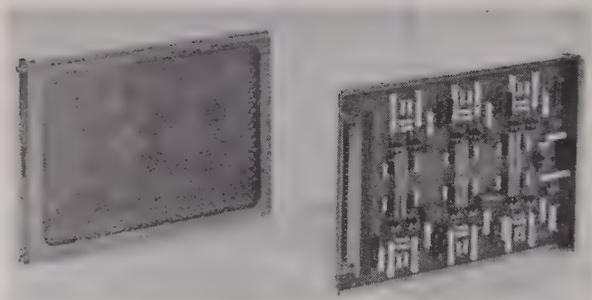


FIG. 13. — Vue de détail d'une plaquette d'organe individuel récepteur (côté éléments et côté circuit imprimé).

La figure 13 montre le détail d'une plaquette d'organe individuel récepteur de télémessure comportant 6 éléments de mémoire à transistors et un circuit

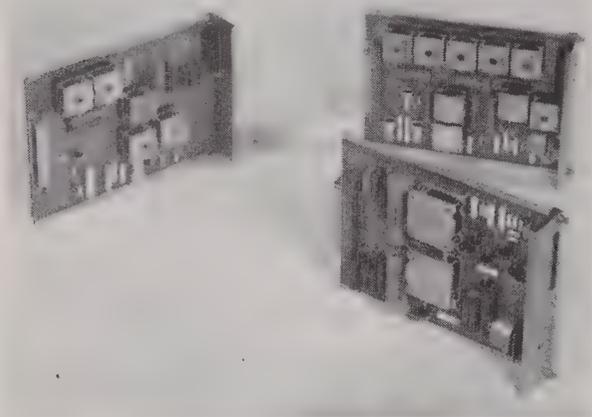


FIG. 14. — Vue de détail de l'émetteur de télégraphie harmonique (plaquette de gauche) et du récepteur de télégraphie harmonique (plaquettes de droite).

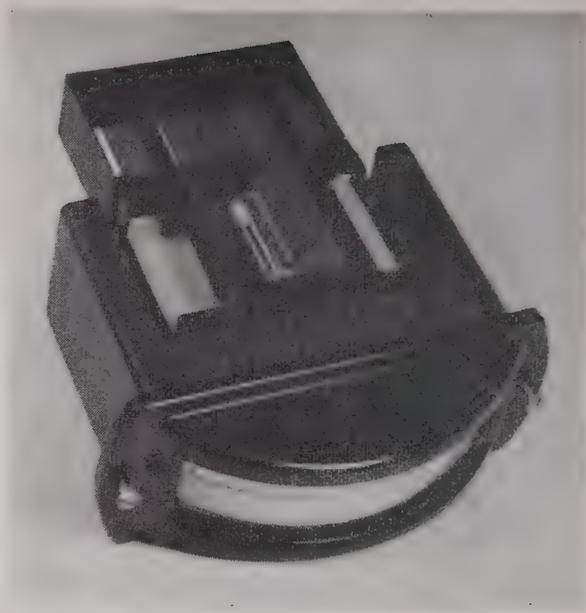


FIG. 15. — Organe individuel émetteur de télémessure : vue générale.

de décodage, la plaquette étant vue côté éléments et côté circuit imprimé. La figure 14 se rapporte aux plaquettes supportant, celle de gauche l'émetteur de télégraphie harmonique, et les deux de droite le récepteur de télégraphie harmonique ; on reconnaît sur ces plaquettes les pots utilisés, notamment, pour la constitution des filtres.

La figure 15 montre un organe individuel émetteur de télémessure muni de son radiateur, [dont le but est de dissiper la chaleur rayonnée par la lampe qui excite les photodiodes du traducteur analogique-digital associé.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

PREMIÈRE OPÉRATION DE DÉCENTRALISATION ADMINISTRATIVE

Le Centre National d'Etudes des Télécommunications construit une annexe à Lannion (Côtes-du-Nord).

Le 19 mai 1960, en présence de M. Pierre MARZIN, ingénieur Général des Télécommunications, Directeur du Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.), de M. René PLEVEN, Président du Conseil Général des Côtes du Nord, et de nombreuses personnalités de ce Département, M. Michel MAURICE-BOKANOWSKI, Ministre des Postes et Télécommunications a posé la première pierre de l'annexe de Lannion du C.N.E.T. Cette annexe sera construite sur un terrain de 24 hectares de la commune de Brelevenez, près de l'aérodrome de Lannion-Servel, où est déjà installé depuis plusieurs mois le service « Essais en Vol » du C.N.E.T., avec son avion « Beechcraft » et ses quatre hélicoptères. Il est prévu un ensemble de bâtiments (voir fig. 1), dont l'un à deux étages d'une surface totale de 4 800 mètres carrés pour les laboratoires et une tour d'une hauteur de 60 mètres, située à la partie la plus élevée du terrain, comportant à la fois un réservoir d'eau et une station hertzienne (fig. 2) ; l'ensemble de ces constructions doit être terminé pour juillet 1962 et pourra recevoir 500 personnes : ingénieurs, techniciens et services administratifs.

Cependant, dès l'été de 1960, le C.N.E.T. doit installer sur le terrain de Lannion, près de l'emplacement prévu pour la tour, un émetteur de 10 kW associé à une antenne parabolique de diamètre 12 mètres qui va permettre d'étudier les conditions de propagation au-delà de l'horizon des ondes de la gamme des 2 000 MHz ; le récepteur, associé à une antenne identique, sera installé dans la région parisienne, sur l'ancien aérodrome de Conches (Eure-et-Loir). Si les premières recherches conduites à Lannion concerneront ainsi la propagation dans la troposphère, les activités de la future annexe du C.N.E.T. seront orientées, en particulier, vers la « recherche spatiale », c'est-à-dire, du point de vue des télécommunications, la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace extra-terrestre : d'une part, étude des conditions de propagation, et par là meilleure connaissance de la structure des différentes couches traversées ; d'autre part, utilisation de cette « propagation spatiale » pour échanger



FIG. 2. — Maquette du château d'eau formant tour pour faisceaux hertziens du C.N.E.T. à Lannion.

des informations soit entre un point de la terre et un véhicule spatial, par exemple liaison avec les fusées VÉRONIQUE, dont les installations radioélectriques sont déjà vérifiées à Lannion par le Service « Essais en Vol » du C.N.E.T., soit entre deux points de

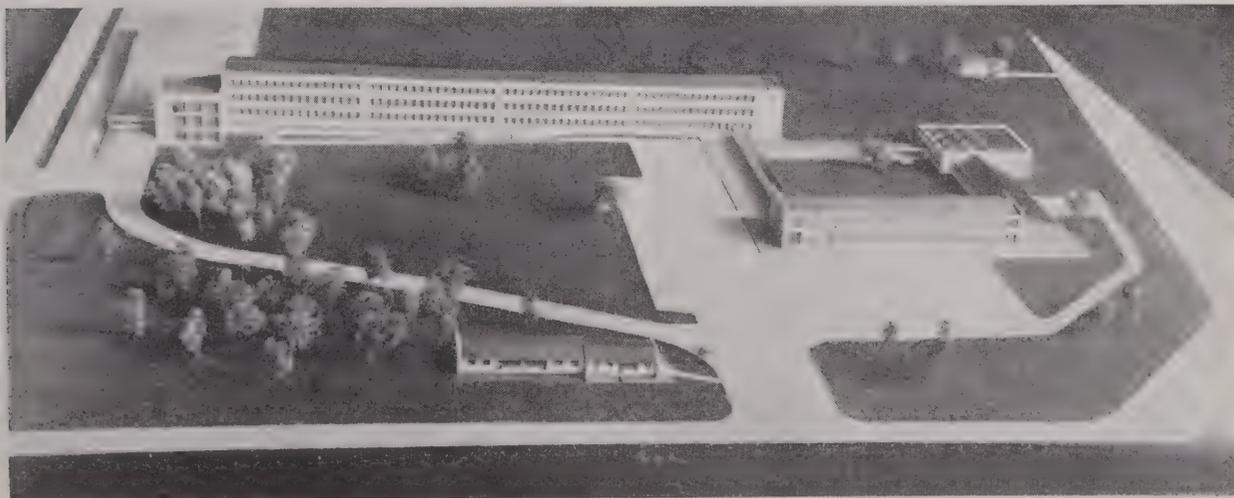


FIG. 1. — Maquette des laboratoires du Centre National d'Etudes des Télécommunications à Lannion (C.-du-N.).

la terre par l'intermédiaire d'une réflexion, ou même d'une réémission à l'aide d'un satellite ou d'une chaîne de satellites.

Le Ministre des Postes et Télécommunications a insisté sur le fait qu'il s'agit là de la première opération effective de décentralisation administrative réalisée dans le cadre du programme du « Comité de décentralisation ». Espérons qu'elle sera accompagnée par des décentralisations analogues effectuées par l'industrie des télécommunications dans le département des Côtes-du-Nord, qui verra ainsi s'accroître son potentiel économique, et pourra retenir sur place l'excédent de main-d'œuvre disponible.

VISITE DES INSTALLATIONS DE LA S.N.C.F. SUR LA LIGNE PARIS-LILLE

La S.N.C.F. a organisé, le 13 juin 1960, un voyage d'étude à l'intention des représentants de la presse technique sur la ligne Paris-Lille, électrifiée en 25 000 V monophasé depuis janvier 1959.

Par son numéro d'avril, l'Onde Electrique nous avait révélé l'importance acquise par l'électronique au Service des Chemins de fer. Ce voyage d'étude nous a confirmé cette tendance. A 13 h, à la gare du Nord, nous prenons place dans le wagon-laboratoire spécialement équipé pour l'essai en service réel des locomotives électriques. La table d'enregistrement qui inscrit la vitesse instantanée (en dérivant l'espace parcouru par rapport au temps), la force appliquée au crochet de traction, le travail total (en intégrant la puissance), etc., utilise à peu près exclusivement des dispositifs électro-mécaniques, fort intéressants d'ailleurs ; par contre le fonctionnement des locomotives contrôlées fait largement appel à l'électronique : redresseurs à ignitron, vaprotrons, redresseurs au silicium et bientôt thyatron au silicium, dispositif équipé de transistors pour déceler et supprimer le patinage, etc. En dehors des essais systématiques, le wagon-laboratoire permet de réaliser n'importe quel programme de mesures spéciales, de nombreux circuits le reliant à la locomotive. Il est en particulier possible d'alimenter la locomotive en courant pour la traction, par l'intermédiaire du wagon-laboratoire qui est équipé à cet effet d'un pantographe.

Pendant le bref arrêt en gare de Douai nous devons visiter deux intéressantes installations, trop sommairement d'ailleurs à cause de la rigueur de l'horaire. La salle de commande du poste d'aiguillage nous a tout d'abord été présentée. Tout le trafic de la gare, où plus de 400 itinéraires peuvent être constitués, est contrôlé et commandé par ce poste unique du type « tout à relais à transit souple ». L'aiguilleur compose les itinéraires selon les exigences du trafic, ayant sous les yeux le tableau de contrôle. Toutes les manœuvres sont commandées par l'intermédiaire de relais et contacteurs, beaucoup plus rapides que les organes hydropneumatiques antérieurement utilisés ; les opérations qui ne peuvent pas être exécutées immédiatement sont « mises en mémoire » et, dès que les conditions de sécurité sont réalisées, effectuées automatiquement. Une telle installation comprend environ 6 000 relais et utilise 600 km de fil électrique, mais avec un personnel trois fois moins nombreux elle donne une sécurité accrue.

Nous devons ensuite entendre un intéressant exposé sur le problème de l'alimentation à l'aide de sous-stations télécommandées à partir des postes centraux. Il existe deux postes centraux pour le réseau du Nord, celui de Paris-Nord et celui de Douai. Les équipements de télécommande et de télécontrôle utilisent des codes de fréquences vocales acheminées par les quartes des câbles téléphoniques. Les équipements électroniques sont entièrement transistorisés. Les 3 exploitants voient sur un immense panneau lumineux le schéma d'utilisation du réseau.

A peine étions-nous initiés aux secrets d'une exploitation très complexe que le rapide venant de Lille entrait en gare. Pendant qu'il nous ramenait vers Paris à 140 km/h nous entendions la très intéressante présentation des équipements radioélectriques reliant la cabine téléphonique du wagon-bar au réseau téléphonique général des Postes et Télécommunications. Ces équipements, mis en service en juin 1959, ont été réalisés par la C.S.F. Onze stations fixes ont été installées le long de la voie ; tous les émetteurs sont modulés en parallèle à partir du poste de liaison au réseau situé à Paris. De même toutes les sorties BF de réception sont multipliées. Les liaisons radioélectriques sont établies sur les fréquences de la bande 156 - 174 MHz.

Dans le sens mobile-fixe une seule fréquence radioélectrique est utilisée. Dans l'autre sens tous les émetteurs des stations

païres émettent sur une fréquence et ceux des stations impaires sur une autre fréquence.

Une telle installation bénéficie les jours ouvrables de la faveur des hommes d'affaires ; outre l'extrême commodité qu'elle offre, la qualité technique, ainsi que la modicité de la surtaxe demandée, expliquent cette faveur.

Cependant, l'encombrement de la bande de fréquences utilisée a amené la S.N.C.F. à expérimenter des systèmes 12 + 12 voies dans la bande 60 à 156 kHz, la liaison étant assurée par une ligne rayonnante posée sur le support de caténaire, couplée aux circuits des équipements mobiles.

En résumé les ingénieurs de la S.N.C.F. n'utilisent pas l'électronique pour sacrifier à une mode, mais ils lui demandent son aide dès qu'elle apporte, à coup sûr, un avantage par rapport à l'état antérieur : simplification des équipements, réduction de consommation énergétique, simplification des méthodes d'exploitation et de maintenance, et par dessus tout augmentation de la sécurité. Qu'ils trouvent ici l'expression de nos vifs remerciements pour l'organisation de cet intéressant voyage d'étude.

G. R.

INAUGURATION DE LA LIAISON HERTZIENNE EXPÉRIMENTALE PARIS - NANCY DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ

La Compagnie Générale d'Electricité a présenté le 15 juin 1960 à Nancy (Cher) la liaison expérimentale par faisceau hertzien transhorizon qu'elle a établie entre Paris et Nancy, à un groupe de personnalités importantes des Administrations Civiles et Militaires, parmi lesquelles on remarquait en particulier MM. Ivan CABANNE, Secrétaire Général du Ministère des Postes et Télécommunications, le Général GUÉRIN, Président du Comité d'Action Scientifique de la Défense Nationale, l'Amiral CONGE, Président du Comité de Coordination des Télécommunications, CROZE, Directeur Général des Télécommunications, MARZIN, Directeur du Centre National d'Études des Télécommunications, l'Ingénieur Général COMBAUX, etc.



FIG. 1. — Aérien de la station d'émission (Paris).

Rappelons que la propagation des ondes radioélectriques au-delà de l'horizon ⁽¹⁾, grâce à des phénomènes de diffusion dans la

⁽¹⁾ Voir l'Onde Electrique, janvier 1960, numéro spécial entièrement consacré aux faisceaux hertziens transhorizon.

troposphère dont la théorie n'est pas encore connue avec certitude, permet de réaliser, dans l'état actuel de la technique, des liaisons de plusieurs centaines de kilomètres. Ces liaisons nécessitent l'emploi de puissances d'émission élevées (supérieures au kilowatt) d'aériens de grandes dimensions (5 à 10 m), de récepteurs très sensibles et de dispositifs de réception en diversité. Ces techniques nouvelles ont fait l'objet d'études importantes au cours des dernières années, notamment en France sous l'impulsion du Centre National d'Études des Télécommunications.

La Section « Télécommunications » du Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Électricité, sous la direction de M. P. MANDEL, a notamment étudié pour l'équipement des faisceaux hertziens transhorizon un matériel fonctionnant dans la bande des 900 MHz ⁽¹⁾, qui est actuellement en cours de fabrication et sera installé sur la liaison Alger-Sétif-Constantine-Bône en 1961. Pour pouvoir procéder aux essais des matériels fabriqués dans des conditions réelles d'exploitation, la C.G.E. a installé dans la région parisienne une liaison expérimentale ; pour que



FIG. 2. — Station de réception (Nançay).

cette liaison puisse également être utilisée pour les études concernant la propagation, on a choisi un trajet typique de liaison hertzienne transhorizon, dont la longueur est 180 km. La station d'émission est installée au Centre Technique de la Compagnie Industrielle des Téléphones à Paris ; elle comprend un émetteur de puissance 2 kW, l'amplificateur de puissance étant un klystron à 4 cavités, et une antenne parabolique de diamètre 10 m (voir fig. 1). La station de réception est implantée sur le terrain de la station de Mesures Astrophysiques de l'Observatoire de Meudon, situé près de Nançay (Cher) ; elle comporte deux antennes identiques à l'antenne d'émission (voir fig. 2), permettant de recevoir en diversité double d'espace, et même en diversité quadruple, en utilisant deux fréquences à l'émission. La liaison dont la capacité est de 84 voies téléphoniques est actuellement équipée en diversité double et les démonstrations, effectuées en modulant une voie soit avec de la parole, soit avec un programme musical, avec et sans diversité, ont permis de montrer que les pointes de bruit, causées par les fluctuations instantanées inhérentes au mode de propagation utilisé, sont considérablement réduites par le dispositif de diversité.

VISITE AU CENTRE DE PHYSIQUE ÉLECTRONIQUE ET CORPUSCULAIRE DE LA C.S.F.

Il y a cinquante ans, en 1910, était créée par M. Emile GIRARDEAU la Société Française Radioélectrique. Depuis, la Radioélec-

⁽¹⁾ P. MANDEL. L'équipement de la C.G.E. pour les faisceaux hertziens transhorizon dans la bande des 900 MHz, *Onde Électrique*, janvier 1960, pages 58 à 64.

tricité, avec une vitalité extraordinaire, s'est ramifiée devenant indispensable à la plupart des techniques ; elle est devenue l'électronique, alors même que, dans une évolution parallèle la S.F.R. donnait naissance au puissant groupe C.S.F. que deux chiffres suffisent à situer dans le cadre économique de notre pays :

- effectif de plus de 15 000 personnes dont 1 400 ingénieurs,
- chiffre d'affaire annuel près de 500 millions de NF.

Si l'activité du groupe s'étend principalement aux secteurs suivants :

- construction de matériels professionnels,
 - construction de tubes électroniques,
 - fabrication des pièces détachées,
 - fabrication des matériels destinés au grand public,
 - exploitation de liaisons radioélectriques,
- la recherche y tient une place fondamentale.

Aussi la direction de la C.S.F. a-t-elle choisi l'occasion du cinquantième de la plus ancienne Société du Groupe, la S.F.R., pour présenter à la presse technique le Centre de Physique Électronique et Corpusculaire. Installé à Corbeville dans un magnifique domaine, à proximité immédiate des grands laboratoires du C.E.A. à Saclay et de la Faculté des Sciences de Paris, à Orsay, le C.E.P.E.C. emploie près de 800 personnes, parmi lesquelles une centaine d'ingénieurs et physiciens de grande valeur, dont certains ont attaché leur nom à d'importants progrès de la physique moderne.

Si le centre procède aux recherches qui permettront les développements industriels de demain à l'intérieur du groupe C.S.F., il est parvenu à assurer financièrement son existence en « vendant de la recherche ». Son chiffre d'affaires annuel de 30 millions de NF résulte pour près de 50 % de marchés d'études étrangers. Des licences ont été échangées avec les plus importantes firmes mondiales de l'électronique : Bell Laboratories, R.C.A., Marconi, G.E.C. britannique, Siemens, Telefunken, etc. Le centre ayant été créé en 1956, de tels résultats ont été obtenus en 4 ans, grâce à son haut niveau technique.

Après l'exposé général de M. AUBERT, Directeur Général Technique du Groupe, les divers départements et leurs activités

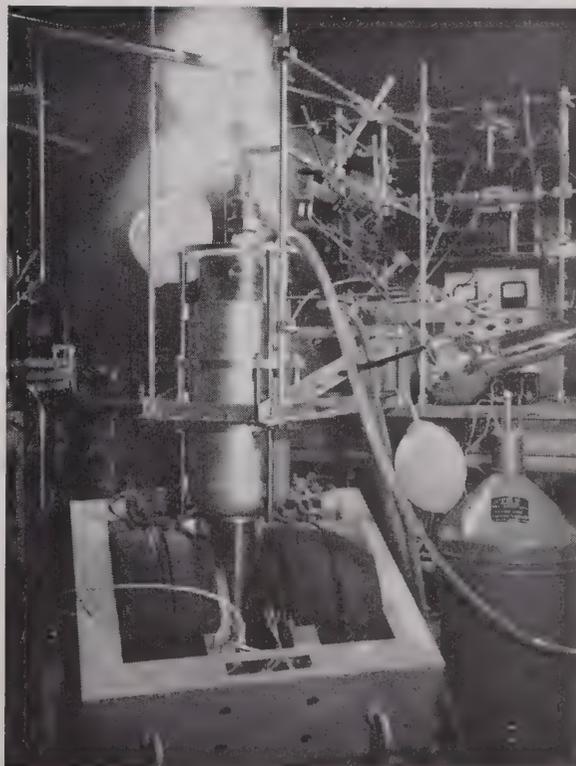


FIG. 1. — « Maser » en cours d'expérimentation au Département de Physique Appliquée de la CSF (Centre de Corbeville). (Cliché C.S.F. — René Bouillot).

sont présentés aux journalistes techniques sous forme d'exposés, de présentation d'expériences, de visites des laboratoires.

Les laboratoires de physique appliquée, sous la direction de M. SIMON, travaillent des questions extrêmement variées, parmi lesquelles nous citerons : brouillage du radar, diffusion troposphérique et application aux faisceaux hertziens transhorizon, acoustique sous-marine, antennes spéciales, « maser » et applications aux récepteurs à très grande sensibilité, radiométrie, application de l'effet gyromagnétique des ferrites à la commande de la direction de rayonnement des antennes de télécommunications spatiales.

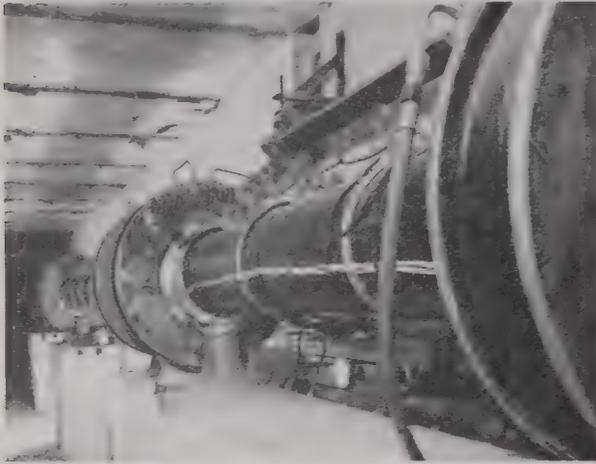


Fig. 2. — Le tube à Masers pour l'accélérateur d'Orsay. Cliché C.S.F. — Roger Villet.

Le système utilisant la diffusion troposphérique imaginé et mis au point à Corbeville doit permettre de s'affranchir des systèmes de diversité actuellement nécessaires à l'exploitation de faisceaux hertziens transhorizon. Il repose sur l'hypothèse, vérifiée depuis, qu'à l'intérieur d'une certaine bande de fréquences (bande de 200 MHz centrée à 3 400 MHz pour le matériel en cours d'expérimentation) il existe à tout moment une ou plusieurs bandes de fréquences dans lesquelles l'affaiblissement de propagation est inférieure à une valeur donnée, le déplacement des bandes de fréquences privilégiées étant relativement lent.

C.S.F. expérimente actuellement ce principe sur une liaison de 300 km établie entre Cholet et Corbeville. La bande de fréquences de 200 MHz est balayée dans chaque sens à vitesse constante et en synchronisme par l'émetteur et le récepteur. Dans les équipements qui seront construits sur ce principe il est raisonnable de prévoir que l'exploration de la gamme de fréquences demandera 1 ms ce qui est possible grâce à l'emploi du carcinotron comme oscillateur pilote d'émission et oscillateur local de réception, la transmission étant ensuite assurée dans la bande de fréquences choisie, pendant 100 ms.

Si un tel dispositif permet de tirer le meilleur parti d'un récepteur classique, c'est sur le « maser » que C.S.F. compte pour réaliser les récepteurs à très haute sensibilité qu'exigent la radiométrie et les télécommunications spatiales.

C.S.F. a réalisé en laboratoire un « maser » à large bande dans la gamme des 3 cm, en utilisant un cube de rubis (monocrystal artificiel d'alumine avec traces de chrome ; cette étude tend vers les buts suivants :

- expérimentation destinée à étayer les études théoriques afin de mieux connaître le fonctionnement intime du phénomène,
- développement dans les gammes d'ondes millimétriques,
- étude des circuits électromagnétiques associés pour bénéficier intrinsèquement des qualités du « maser »,
- recherche de corps gazeux, liquides ou solides capables de donner un fonctionnement satisfaisant à la température ambiante. Le « maser » réalisé fonctionne en effet dans une circulation d'hélium liquide uniquement pour augmenter la durée de vie des phénomènes utilisés et non pas dans le but d'améliorer le facteur de bruit puisque les électrons mis en jeu sont liés à

l'atome et non pas libres ; ils sont donc dépourvus d'agitation thermique. C'est une augmentation de sensibilité de 40 dB par rapport aux meilleurs récepteurs réalisés que permet le maser dans les domaines des communications spatiales, du radar et de la radiométrie.

Dans le domaine de la radiométrie une intéressante expérience nous a ensuite été présentée ; un récepteur à 8 mm de longueur d'onde est alimenté par une antenne orientable en site et en azimut. Il suffit de pointer celle-ci sur la lune, pour provoquer une importante augmentation du courant détecté due à la réception des ondes électromagnétiques émises par notre satellite et qui sont liées à sa température. Cet équipement détecte aussi facilement les avions. On peut prévoir l'apparition de systèmes de radiolocalisation basés sur ce principe, moins exposés aux brouillages que les radars actuels ; de tels équipements pourront, par l'emploi du maser, avoir de très grandes sensibilités.

M. WARNECKE, qui dirige à la fois le C.E.P.E.C. et la division « Tubes Electroniques » du groupe C.S.F., nous expose ensuite l'organisation des services de recherche « Tubes » ; les principaux résultats obtenus nous sont ensuite présentés par M. GUENARD avant la visite des laboratoires.

Les activités se répartissent entre un certain nombre de divisions :

- tubes de petite puissance : klystrons et TPO pour télécommunications, carcinotrons,
- tubes de grande puissance : nouveaux tubes pour « radars » pour brouilleurs de « radars » et accélérateurs de particules,
- physique atomique,
- études spéciales,
- technique et technologie : étude du « haut » vide,
- chimie.

La division « tubes de grande puissance » développe 2 klystrons pour accélérateurs linéaires d'électrons qui fonctionnent à 3 000 MHz et fournissent respectivement 5 et 20 mW de puissance de crête. Rappelons que le C.E.P.E.C. est chargé de la réalisation du grand accélérateur linéaire d'électrons de la faculté des sciences à Orsay qui sera constitué de 20 sections et délivrera une énergie de 1,3 milliard d'électron-volt. Le cliché ci-dessous permet de se rendre compte de l'importance d'une telle instal-

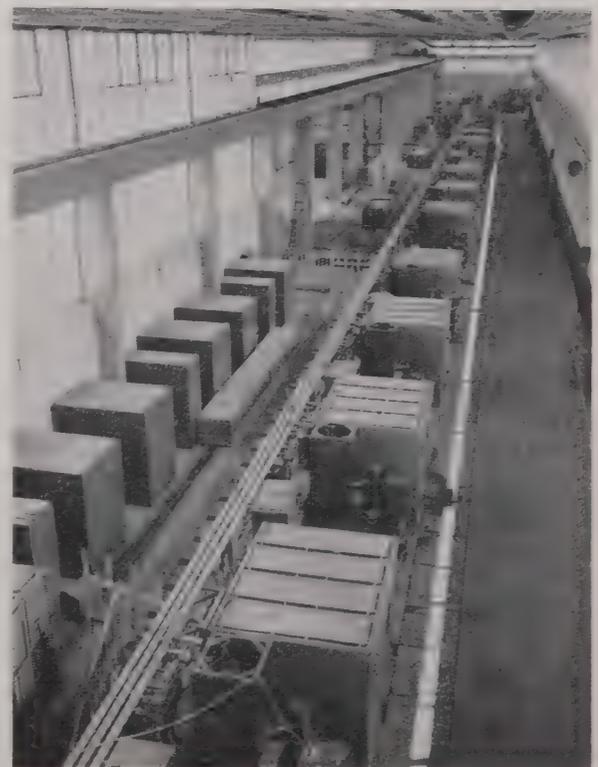


Fig. 3. — Ensemble des modulateurs de l'accélérateur linéaire d'Orsay. (Cliché C.S.F. — René Bouillot).

lation, où les éléments du guide doivent être usinés individuellement avec une précision de l'ordre du μm , et s'aligner rigoureusement sur 130 m de longueur, où les klystrons exigent chacun une puissance d'alimentation de crête de 6 mW (250 A sous 250 kV).

D'autre part, la combinaison des principes du TPO et du magnétron a permis d'obtenir le TPOM alliant la bande passante importante du TPO (20 %) au bon rendement du magnétron (60 à 70 %) ; le TPOM ainsi que le carcinotron, qui peuvent tous les deux être conçus pour fonctionner soit en régime continu soit en régime impulsif, sont en train de modifier profondément la technique du radar. Les puissances croissantes demandées aux carcinotrons ont conduit à l'étude de circuits de retard multidimensionnels à l'aspect souvent inattendu.

Les différents types de carcinotrons « M » couvrent maintenant la gamme 200 à 40 000 MHz alors que les différents types « O » couvrent de 1 000 à 200 000 MHz. Les modèles de petite puissance couvrent chacun un octave. Cette variation est divisée par $\sqrt{2}$ pour les tubes de puissance.

Le Département de Physique Atomique prépare la production d'énergie par fusion thermonucléaire, en étudiant très sérieusement les « plasmas » : leur production et les moyens de les confiner.

Le Département « Technologie » cherche des solutions à tous les problèmes de matériaux posés par les autres départements ; citons les très intéressants résultats obtenus dans l'obtention de vides poussés à l'aide de pompes à titane, dans l'usinage de très haute précision par photoformage, etc. ; le Département « Technologie » a récemment abordé le problème de la conversion directe de l'énergie thermique en énergie électrique. Nous avons pu voir en fonctionnement une diode thermoionique expérimentale débitant plusieurs ampères avec un rendement dépassant 10 %.

Pour compléter ce tour d'horizon de la recherche au groupe C.S.F., M. DUGAS devait nous exposer les résultats obtenus par le Centre de Recherches Physico-chimiques de Puteaux ainsi que les buts qui y sont poursuivis.

Ce centre, avec un effectif de 250 personnes dont 50 ingénieurs, est composé de 3 départements :

— le Département « Métallurgie » chargé des problèmes de métallurgie des poudres, frittage, obtention de métaux spéciaux avec un degré élevé de pureté,

— le Département « Céramique-verrerie » qui étudie les problèmes d'isolants, diélectriques, matériaux ultra-réfractaires, etc. ; son activité s'étend à l'étude des pièces détachées à base de céramique et verre, pièces dont le développement a été extrêmement rapide au cours des dernières années,

— le Département « Semi-conducteurs » chargé à la fois de recherches de base et de l'étude des pièces nouvelles dont il prépare le développement à l'usine de St-Egrève.

A l'heure actuelle l'effort principal porte sur les points suivants :

— Extension du domaine des puissances ; les jonctions au silicium tiennent des tensions inverses de 150 V et des courants directs de 100 A.

— Étude de matériaux nouveaux. Les solutions solides des corps des groupes 2 et 4 permettront d'obtenir une variation continue de l'état métal conducteur à l'état isolant.

Le centre a également obtenu de très intéressants résultats dans le domaine des diodes à effet tunnel et des dispositifs à effet de champ, ainsi que dans celui de la transformation de l'énergie lumineuse et calorifique en énergie électrique ; l'utilisation des phénomènes thermoélectriques et de l'effet Peltier conduit d'ores et déjà à des rendements appréciables.

Au cours de cette journée du 19 mai passée à Corbeville il ne nous a pas été possible de visiter tous les laboratoires, certaines études ne nous ont pas été présentées et cela pour une double raison : d'une part il était difficile dans le temps imparti de réaliser un programme plus complet, d'autre part de nombreuses études font l'objet de prescriptions impératives de discrétion de la part des organismes français ou étrangers auxquels elles sont destinées. Nous n'en remercions pas moins très vivement les ingénieurs de la C.S.F., tant pour la concision et la clarté de leurs exposés que pour la simplicité et la courtoisie de leur accueil.

G.R.

LE SIMULATEUR DE VOL DE LA CARAVELLE

Le 21 Juin dernier, le Simulateur de vol de l'avion CARAVELLE a été inauguré dans les locaux de la Section de Formation du personnel navigant d'Air-France à Orly.

Cette manifestation a réuni autour des dirigeants d'Air-France et de la Société d'Electronique et d'Automatisme, constructeur du Simulateur, plus de 200 personnalités du monde industriel et aéronautique.

Ce matériel présenté en fonctionnement comporte trois éléments principaux : le poste d'équipage, le poste moniteur et la calculatrice, auxquels s'ajoute un ensemble d'alimentation et de conditionnement d'air.

L'intérieur du poste d'équipage présente une identité complète avec celui de l'avion CARAVELLE, mais les indications des cadrans, au lieu d'être les résultats de mesures réelles, sont déterminées par la calculatrice qui travaille en fonction de l'action de l'équipage et des données affichées au poste moniteur.

Le poste moniteur comporte des enregistreurs qui indiquent le cheminement de l'avion simulé, des meubles d'affichage qui permettent, avant ou pendant la mission, d'utiliser 8 éléments choisis parmi divers moyens de navigation radio balises, radio phares à 4 axes, VOR, ILS), et de simuler 150 pannes dont 24 peuvent être simultanées.

La calculatrice, dont la complexité est évidemment très grande, a pu être réalisée grâce à des asservissements électroniques et des matériels de calcul analogique dans lequel la SEA est spécialisée depuis sa fondation.

Cette machine compte 300 éléments de calcul environ, dont une centaine de servomécanismes intégrateurs ou de recopie.

Pour fixer les idées, le Simulateur CARAVELLE comporte :

- 600 potentiomètres de précision,
- 1 200 relais,
- 250 cames,
- 250 km de fil.

La puissance totale est d'environ 40 kW.

L'utilisation de matériels aussi importants est justifiée, car l'heure de vol de « Caravelle » coûte très cher. Sans qu'ils puissent remplacer intégralement l'avion, il est bien évident que les simulateurs permettent d'exécuter, au sol, certaines parties de l'instruction de façon très efficace. Toujours disponibles, ils permettent d'accumuler des heures d'entraînement à bon marché. Ils placent, sans risque, les équipages dans des situations délicates et même dangereuses. Un contrôle rigoureux de l'automatisme des réflexes acquis par l'entraînement, dans ces circons-



tances, donne la certitude que, si des conditions identiques se produisaient en vol, ces mêmes équipages réagiraient au mieux.

Enfin, dans un autre ordre d'idées, ce même matériel doit permettre de dégrossir certaines études opérationnelles.

Ainsi, le simulateur permet un entraînement économique qui peut être poussé jusqu'aux circonstances les plus dramati-

ques, sans danger. Le nombre des heures de vol, pour qualification, est réduit dans de grandes proportions et le contrôle s'effectue aisément. L'homogénéité de l'équipage, facteur essentiel de la sécurité et de l'efficacité du vol, peut être acquise et poussée au plus haut degré, moyennant une mise de fonds évidemment importante mais sans grande dépense d'exploitation.

BIBLIOGRAPHIE

Programmation des calculatrices numériques, par D.D. McCracken (traduit de l'américain par P. PEPE). Un vol. 16 × 25 cm, 264 pages, 23 figures (Dunod, Paris 1960). Relié toile : 36 NF.

La mise en œuvre des calculatrices électroniques modernes exige la rédaction préalable de programmes qui sont enregistrés dans leur mémoire.

Jusqu'ici les programmeurs chargés de leur rédaction sont formés par les constructeurs de calculatrices au cours d'un stage strictement limité à l'enseignement des particularités d'emploi d'un matériel unique ; les utilisateurs sont eux, soucieux de poser aux programmeurs leurs problèmes sous une forme compatible avec le fonctionnement des machines et d'éviter ainsi des solutions défectueuses et inutilement compliquées.

On trouve dans ce livre un exposé des principes fondamentaux de la programmation, avec des exemples et des explications détaillées sans s'arrêter sur les détails ou particularités des calculatrices.

Ces exemples sont rédigés pour une calculatrice imaginaire, appelée CENY (initiales de calculatrice électronique numérique type), représentative des principales tendances de la construction actuelle des calculatrices et sous une forme qui rend possible de les étudier sans une connaissance détaillée des caractéristiques de la calculatrice illustrative.

Décrivant plusieurs techniques de programmation qui doivent être connues pour faire un emploi efficace de l'équipement, cet ouvrage peut donc se lire aussi bien comme complément d'un manuel de machines montrant les concepts généraux qui ont dicté des solutions particulières, que comme synthèse des connaissances de base nécessaires à une exploitation efficace et rentable des énormes possibilités du calcul électronique et de ses applications aux problèmes scientifiques et aux problèmes d'entreprise.

R.O.E.

Numerical methods for high speed computers, par G.N. LANCE. Un vol. 15 × 25,5 cm, 166 pages. (Iliffe & Sons, Londres 1960). Relié : 42 sh.

Pour pouvoir utiliser au mieux les possibilités de calculateurs électroniques, il est nécessaire que l'information leur soit fournie sous la forme qui leur est la mieux adaptée. Souvent les programmeurs trouvent que les méthodes classiques de calcul mathématiques ne permettent pas de tirer parti au maximum des possibilités qu'offrent les machines à calculer automatiques modernes à grande vitesse. Aussi, les chercheurs mathématiciens ont développé de nouvelles méthodes pour résoudre les problèmes compliqués, méthodes qui, pour beaucoup d'entre elles, seraient inapplicables sans l'aide de calculatrices électroniques. Aucun auteur, avant G.N. LANCE n'avait réuni ces nouvelles méthodes dans un ouvrage unique.

Le degré de précision, la capacité des mémoires nécessaires, le temps de calcul, autant de facteurs importants qui ne sont pas négligés dans cet ouvrage. Les formules et les méthodes mathématiques données sont générales, dans le sens qu'elles sont applicables à la plupart des calculateurs modernes et, par là, sont utilisables par tout programmeur quelle que soit la machine qu'il ait à sa disposition.

R.O.E.

Calcul matriciel, tome I, Application à la physique, par A. BLAQUIÈRE. Un vol. 13,5 × 21,5 cm, 218 pages, 66 figures (Hachette, Paris 1960). Broché : 12 NF.

Le but de cet ouvrage est de présenter sous une forme aussi élémentaire que possible (niveau de départ : classe de mathématiques élémentaires) quelques notions de calcul matriciel utiles en physique.

Le premier tome, présenté ici, est limité à l'étude des matrices carrées à quatre éléments, qui permettent d'aborder de nombreux problèmes de physique, tant en optique géométrique : — lentilles minces, doublets, dioptries sphériques, systèmes centrés — qu'en électricité : quadripôle et ses nombreuses applications.

Cet ouvrage, présenté d'une façon claire et agréable, est complété par de nombreux textes d'exercices.

R.O.E.

Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs (tome I), par J. QUINET. Préface de C. GUTTON. Un vol. 16 × 25 cm, 272 pages, 175 figures (Dunod, Paris 1960). Broché : 22 NF.

Dans le premier tome de la nouvelle édition de cet ouvrage est expliquée la théorie des imaginaires et son application aux circuits fondamentaux de la radio et des amplificateurs et, en général, aux circuits de l'électronique.

Un certain nombre de nouveaux théorèmes sur les circuits avec des applications et l'emploi des imaginaires facilitent l'étude des circuits complexes que l'on rencontre maintenant dans cette science en pleine évolution qu'est l'électronique et que l'on doit étudier désormais avec beaucoup plus de détails.

Des exemples numériques aident en outre à comprendre la théorie.

R.O.E.

Vers la maîtrise de la fusion thermonucléaire, par A.S. BISHOP (traduit de l'américain par M. GRÉNON). Un vol. 16 × 25 cm, 208 pages, 47 figures (Dunod, Paris 1960). Relié toile : 39 NF.

Domestiquer les processus énergétiques tels qu'ils se passent dans le soleil et les étoiles pour doter l'humanité d'une source inépuisable d'énergie, tel est le but des recherches actuelles sur la fusion contrôlée. Atteindre et maîtriser en laboratoire des températures de plusieurs dizaines ou centaines de millions de degrés centigrades, tel est le problème de l'énergie thermonucléaire.

Le but de cet ouvrage est de donner au lecteur un aperçu sur l'origine du programme des Etats-Unis dans le domaine des réactions thermonucléaires contrôlées (Projet Sherwood) depuis son début en 1951 jusqu'au premier trimestre 1958. L'auteur y présente les problèmes fondamentaux en cause, les modes d'approche poursuivis tels que la striction, la compression magnétique, le chauffage ohmique ou à fréquence cyclotronique de gaz complètement ionisés appelés plasmas, les ondes de choc dans les plasmas et les méthodes de diagnostic de ces plasmas. Il y retrace les difficultés rencontrées ainsi que l'état actuel de cet effort et les perspectives d'un succès éventuel.

En résumé, cet ouvrage, très bien présenté, donne une bonne vue d'ensemble des problèmes posés et des solutions qui tentent de les résoudre, encore qu'aucune n'y soit déjà parvenue.

R.O.E.

COMMUNIQUÉS

IBM TRANSFÈRE SON LABORATOIRE DE PARIS A LA GAUDE PRÈS DE NICE

Dans le cadre du nouveau programme de l'industrialisation des Alpes-Maritimes, la Compagnie IBM France vient de prendre une décision capitale : le transfert de son centre d'Études et de Recherches de Paris dans la commune de La Gaude (Alpes Maritimes) sur un terrain de 23 hectares. Les bâtiments occupant 5 000 m² de superficie s'élèveront sur un plateau de 280 mètres qui domine la vallée du Var, à 10 km de l'aérodrome de Nice.

IBM (95 000 employés dans le monde, dont 6 000 en France) qui se consacre depuis 1914 à trois productions : machines à cartes perforées et ordinateurs, machines à écrire électriques, systèmes d'enregistrement et de distribution de l'heure, recrutera sur place le personnel non spécialisé, qui sera encadré par des ingénieurs et des techniciens de la Compagnie.

La portée de cette initiative prise par IBM France n'est pas à démontrer. On peut souhaiter maintenant que ce premier exemple soit suivi par d'autres entreprises : les meilleures perspectives d'avenir, dans le domaine de l'économie, seront ainsi ouvertes à un département tout entier.

JOURNÉES D'ÉTUDE SUR LES MOYENS AUTOMATIQUES DE GESTION

Les Journées d'Étude 1960 des Moyens Automatiques de Gestion auront lieu en l'Hôtel de la Société des Ingénieurs Civils de France, 19 rue Blanche, Paris-9^e, du 19 au 22 octobre 1960. Elles sont organisées conjointement par l'Association Française de Calcul, la Société Française de Recherche Opérationnelle, et la Section Française de T.I.M.S.

Ces Journées d'Étude 1960 feront le point des problèmes de mise en place et des applications des matériels électroniques dans les domaines de l'organisation et de la gestion des entreprises. De plus, prenant place au moment du SICOB, elles permettront aux nombreux utilisateurs des ensembles électroniques de se réunir et de suivre les discussions consécutives aux communications inscrites au programme. Une synthèse de l'expérience acquise tant par les constructeurs que par les utilisateurs pourra donc s'en dégager.

Ces Journées constitueront aussi un prolongement du 6^e Congrès International du T.I.M.S. qui s'est tenu à Paris en

septembre dernier avec le succès que l'on sait. Mais les Journées d'Étude 1960 traiteront surtout de thèmes qui n'avaient été qu'effleurés lors de ce Congrès, à savoir :

— l'emploi et les applications des ensembles électroniques (avec des exposés par des entreprises sur des applications actuelles) ;

— la simulation des problèmes de gestion et les méthodes expérimentales dans l'entreprise et l'économie nationale ;

— les aspects économiques de l'emploi des ensembles électroniques ;

— les problèmes posés par la mise en service d'un ensemble électronique (avec des exemples vécus par diverses entreprises) ;

— les incidences de l'automatisation administrative.

Le Président des Journées d'Étude 1960 est M. l'Ingénieur Général P. SALMON, le Président du Comité Scientifique, le professeur J. VILLE, et le Secrétaire Général, le professeur M. VERHULST.

Tous renseignements au sujet des conditions de participation peuvent être obtenus en s'adressant au Secrétaire Général, 170 avenue Paul Doumer, Rueil-Malmaison (Seine-et-Oise). Tél. 967.25.21.

INTERKAMA 1960

Le congrès international et l'exposition technique consacrés à la mesure, au contrôle et à l'automatisme aura lieu à Dusseldorf du 19 au 26 octobre 1960 soit 3 ans après la première manifestation « Interkama ».

La technique de la mesure et de l'automatisme est devenue une branche indépendante des activités économiques et elle justifie l'importance de cette manifestation, à la fois exposition et congrès.

TRANSITRON ÉLECTRONIC

On nous prie de communiquer la nouvelle adresse de la filiale européenne de « Transitron Electronic Corp. »
M. KELTON, 35, rue Paul-Valéry, Paris 16^e (PAS. 92-20).

OFFRES D'EMPLOIS

O. 150. C. — Importante firme industrielle tourne-disques et électrophones en pleine extension recherche

REPRÉSENTANTS

très introduits clientèle revendeurs télévision, radio et disquaires Paris et région parisienne. Adresser curriculum vitae à P.C. Simonnet ;

Boîte Postale 99, Paris-17^e, qui transmettra.

O. 151. — Important Groupe Industriel recherche pour Usine de Province
3 Agents Techniques
Position 2 ou Position 3

Poste a) Electronicien qualifié désireux de se spécialiser dans l'utilisation des tubes de physique nucléaire faisant appel à des mesures de spectres d'impulsions.

Poste b) Technicien ayant de bonnes connaissances technologiques et des matériels.

Poste c) Electronicien confirmé pour mesures tubes professionnels et Hyperfréquences.

Ecrire à la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens qui transmettra.

O. 152. — Laboratoire Central de Télécommunications, 46, avenue de Breteuil, Paris-7^e, recherche : Ingénieurs, Agents Techniques, pour travaux de développement dans les domaines de commutation électronique, calculateurs arithmétiques et radar.

O. 153. — Importante Société REGULATION AUTOMATIQUE

recherche pour Paris Ingénieurs Electroniciens Grandes Ecoles pour postes avenir. Ecrire avec références et prétentions.

Le Moullec, 29, rue de Verdun, Le Vésinet (S.-et-O.) qui transmettra.

O. 154. — Important Service National d'Études recherche

INGÉNIEUR,

si possible expérience

CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES, pour groupe d'étude et de mise au point des diagrammes logiques de machines électroniques.

Ecrire avec curriculum vitae à C.N.E.T., R.M.E., 3, avenue de la République, Issy-les-Moulineaux (Seine).

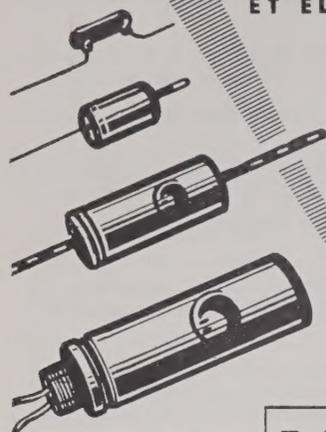


Revue affiliée au Syndicat
de la Presse Radioélectrique
Française - Paris



Condensateurs

CONDENSATEURS
ÉLECTROCHIMIQUES
ET ÉLECTROSTATIQUES



- MINIATURES pour postes transistors
- CONDENSATEURS papier métallisé Styroflex et Mylar.
- DÉMARRAGE
- FACTEUR DE PUISSANCE

HELGO

93, RUE OBERKAMPF — PARIS - XI
Téléphone OBE. 12-13 et 15-73

Agence PUBLÉDITEC - DOMENACH

GENERAL ELECTRIC



LA MARQUE DE RÉPUTATION MONDIALE

- ★ TUBES ÉLECTRONIQUES POUR USAGES SPÉCIAUX
- ★ TUBES INDUSTRIELS - « 5 ÉTOILES » ET RÉCEPTION
- ★ TUBES DE TRANSMISSION ET TÉLÉCOMMUNICATIONS
- ★ TUBES DE TÉLÉVISION
- ★ TRANSISTORS GERMANIUM ET SILICIUM
- ★ DIODES - REDRESSEURS GERMANIUM ET SILICIUM
- ★ APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES
- ★ CONDENSATEURS AU TANTALE
- ★ LAMPES FLUORESCENTES ET INCANDESCENTES
- ★ TÊTES DE PICK-UP
- ★ AMPLIFICATEURS ET PRÉ-
- ★ STRATIFÉS CUIVRE POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

DISTRIBUTEUR DIRECT (LAMPES - ÉLECTRONIQUE)

COMPTOIR COMMERCIAL D'IMPORTATION

S.A.R.L. AU CAPITAL DE 20.000.000 DE FRANCS

42, R. ÉTIENNE-MARCEL - PARIS-2° • CENTRAL 20-70 (3 lignes groupées)

CONCESSIONNAIRES AUTORISÉS BORDEAUX : Briaud et Cazenave, 12, rue du Ha • LYON : Chevallier, 7, rue Voltaire • MARSEILLE Lepp, 23 rue de Lodi • GRENOBLE : Bensaid, 1, rue Billerey • NANTES : Pleuchot, 4, rue Kervegan

22^e SALON ELECTRONIQUE RADIO TELEVISION

15-26 septembre 1960

OUVERT DE 10 H A 19 H

porte de Versailles Paris



revue du SON

Arts et techniques sonores

PREMIÈRE REVUE DE LANGUE FRANÇAISE TRAITANT DE TOUTES

LES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

de l'enregistrement (disques et bandes)

à la reproduction

(Hi-Fi, cinéma sonore, sonorisation)



★ Guide du "SERVICE"

Conseiller de l'utilisateur

publie chaque mois les meilleures études de circuits, les schémas d'appareils de mesures, les méthodes et conseils des meilleurs rédacteurs français

avec des extraits adaptés en français de

ELECTRONICS WORLD

★
ET LES MEILLEURS OUVRAGES DE
RADIO — TÉLÉVISION — ÉLECTRONIQUE
sont publiés aux

EDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-6°

C.C.P. Paris 53-35

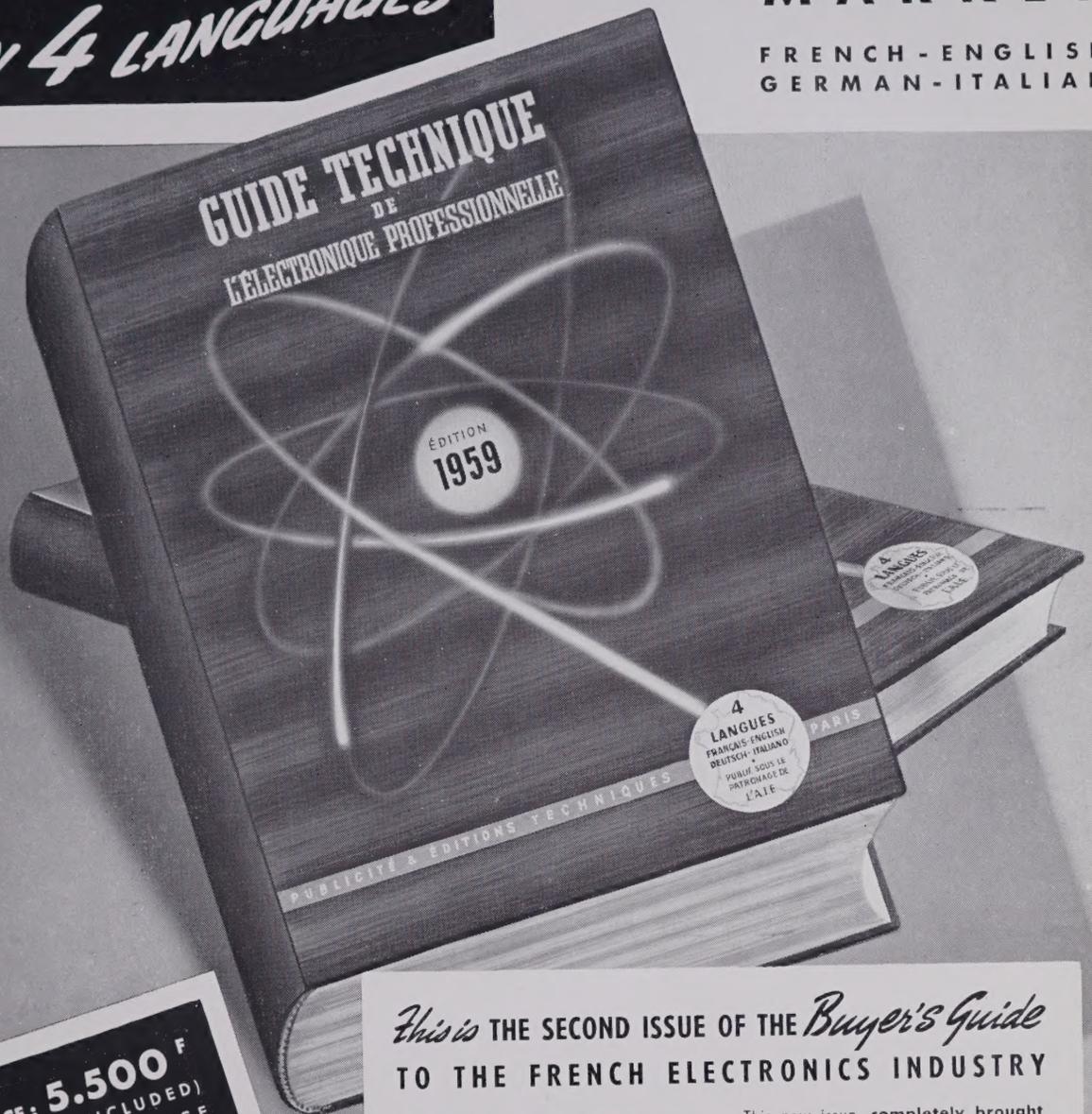
JUST OUT

IN 4 LANGUAGES

FOR THE

COMMON MARKET

FRENCH - ENGLISH
GERMAN - ITALIAN



PRICE: 5.500 F
 (TAXES INCLUDED)
 FRANCO - FRANCE
 AND FRENCH-UNION
 MAILED IN
 SPECIAL PACKING **6.100 F**

1.100 PAGES (AGAINST
 680 PAGES IN 1957)
 SOLID SERVICEABLE
 4-COLOUR, COVER.

750 COLOUR PAGES
 WEIGHT 4,250 kg

This is THE SECOND ISSUE OF THE *Buyer's Guide*
 TO THE FRENCH ELECTRONICS INDUSTRY

- COMPREHENSIVE DIRECTORY OF FRENCH ELECTRONIC ACTIVITIES : ADDRESSES OF ALL FIRMS AND ADMINISTRATIONS.
- OVER 100 PAGES DEVOTED TO MANUFACTURERS AND SUB-CONTRACTING FIRMS.
- 600-PAGES SHORT-FORM TECHNICAL CATALOGUE LISTING ALL AVAILABLE PRODUCTS.
- 2,000 GENERIC PRODUCTS SECTION.
- NEW FEATURES : ACHIEVEMENTS OF THE FRENCH ELECTRONICS INDUSTRY, PROFESSIONAL STRUCTURE, INFORMATION AND LITERATURE, ETC.

This new issue, completely brought up to date and considerably augmented, comes out on the eve of the Common Market. It provides, for our European Partners, the most comprehensive comparative source of information, and this, in their own language, constituting what is without any doubt, a complete summary of every industrial product manufactured by

the French Electronics and allied products Industries.

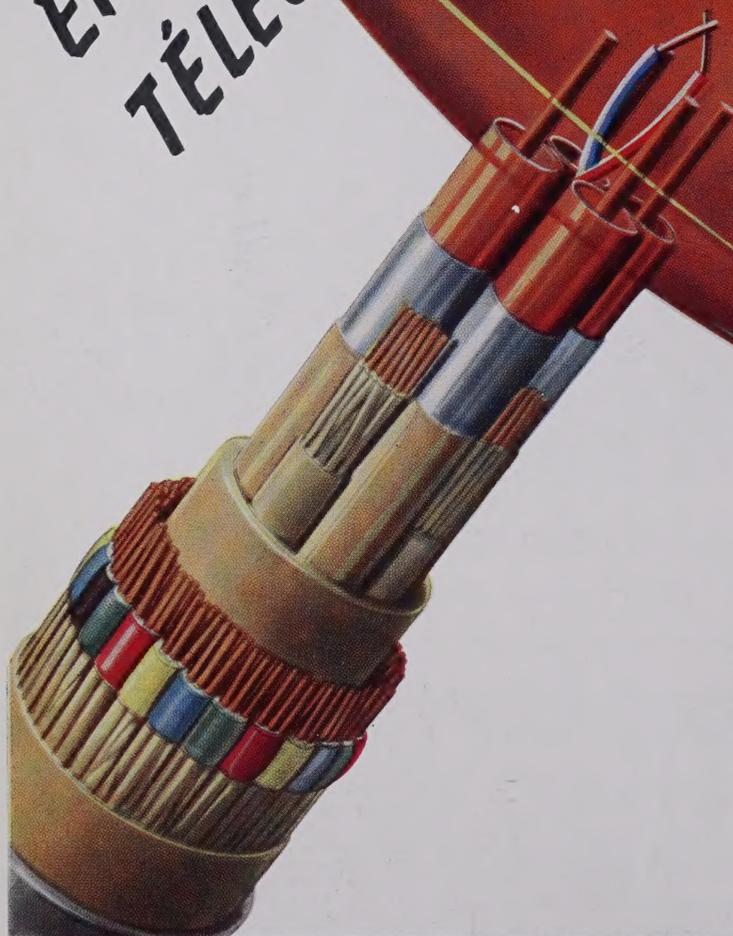
(Materials, Components, Equipment)

This major publication (the second issue is twice as considerable as the first one) is the first 4-language routine reference work, devoted to a single industry, to be specifically compiled on a Common Market basis, for the benefit of Engineers, procurement departments and Civil and Military users of electronic equipment.

GUIDE TECHNIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE

PUBLISHERS : PUBLICITE ET ÉDITIONS TECHNIQUES, 161, BOULEVARD SAINT-GERMAIN - PARIS-6^e • LIT. 79-53 and BAB. 13-03

**ÉNERGIE NUCLÉAIRE
TÉLÉCOMMUNICATIONS
ÉLECTRONIQUE**



SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉNERGIE NUCLÉAIRE • TÉLÉCOMMUNICATIONS • ÉLECTRONIQUE

69. RUE DE MONCEAU. PARIS 8^e. LAB. 60-50

Giorgi