

L'ONDE ÉLECTRIQUE

40^e ANNÉE - N° 394

numéro spécial

JANVIER 1960

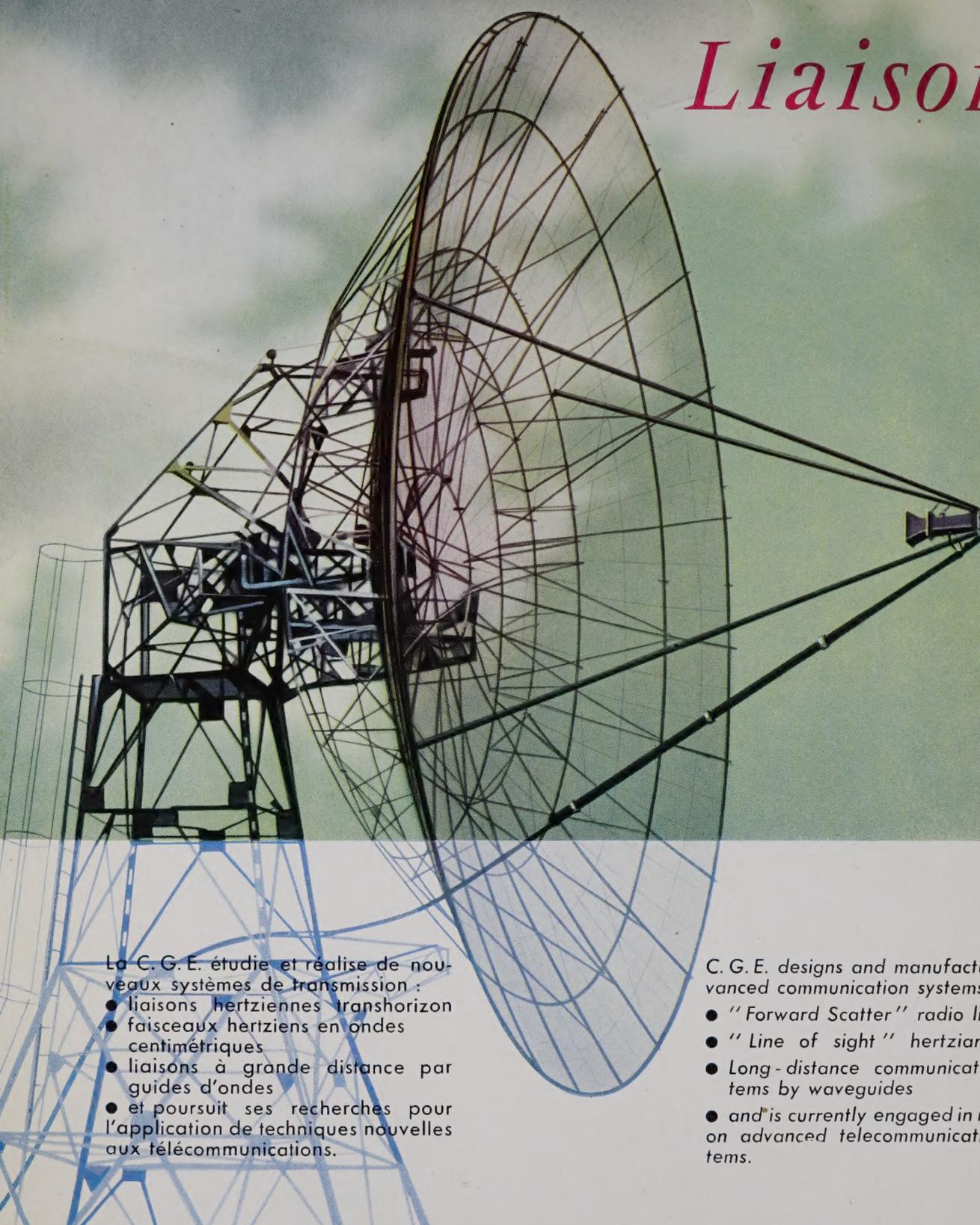
PRIX: 8 NF (800 F)

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6^e



LES SYSTÈMES
Français
DE FAISCEAUX
HERTZIENS
Transchiron.

Liaisons



La C. G. E. étudie et réalise de nouveaux systèmes de transmission :

- liaisons hertziennes transhorizon
- faisceaux hertziens en ondes centimétriques
- liaisons à grande distance par guides d'ondes
- et poursuit ses recherches pour l'application de techniques nouvelles aux télécommunications.

C. G. E. designs and manufactures advanced communication systems :

- "Forward Scatter" radio links
- "Line of sight" hertzian relays
- Long-distance communication systems by waveguides
- and is currently engaged in research on advanced telecommunication systems.



**CENTRE DE RECHERCHES DE LA
C'IE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ**

33, RUE ÉMERIAU - PARIS 15^e • TÉL. VAU. 38-70

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XL

JANVIER 1960

N° 394

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

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

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :

Voir au verso de cette page à "Extraits des Statuts"

LES SYSTÈMES FRANÇAIS DE FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

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

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, 37 NF , Etranger, 41 NF — Prix de ce numéro : 8 NF

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

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

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

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

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

Secrétaires

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

Mlle BARET, Ingénieur Contractuelle des Constructions et Armes Navales.

M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

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

Rédaction de l'Onde Electrique

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

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

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

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GRUPE D'ALGER

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

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

GRUPE DE L'EST

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

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'I.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. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-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. J. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIO ÉLECTRICIENS 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'étude:	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.

SOMMAIRE

Les faisceaux hertziens transhorizon. Situation actuelle et avenir	F. DU CASTEL	9
Le programme d'équipement en faisceaux hertziens transhorizon de l'Algérie et du Sahara	Cdt A. G. PLUCHARD	19
Les liaisons transhorizon. Conditions d'utilisation et performances réalisables	R. CABESSA	24
Le faisceau hertzien Medea-Laghouat-Ouargla	M. OLIVIER J. PELLERIN	32
Etude d'un faisceau hertzien transhorizon en Afrique Occidentale	L. BOITHIAS F. DU CASTEL	39
Faisceaux hertziens transhorizon THC 953	B. FOSTOFF J. ILTIS	46
L'équipement de la Compagnie Générale d'Electricité pour les faisceaux hertziens transhorizon dans la bande des 900 MHz	P. MANDEL	58
Un équipement pour faisceaux hertziens transhorizon dans la bande des 170 MHz	R. BAYOT A. FOREST	65
Equipement hertzien téléphonique pour propagation par diffusion troposphérique	G. ANDRIEUX J. CAYZAC C. DUCOT	74
Prototype de faisceau hertzien transhorizon dans la bande des 2 000 MHz		
Présentation	F. DU CASTEL	82
I. Un équipement prototype de faisceau hertzien transhorizon dans la bande des 2 000 MHz	G. BROUSSAUD L. MALNAR	83
II. Description du prototype d'amplificateur 10 kW dans la bande des 2000 MHz	R. BAUD	96
Liaisons hertziennes transhorizon dans la gamme 4 400-5 000 MHz	J. DOCKES W. KOREICHO	100
Essais de transmission au-delà de l'horizon d'images de télévision à 4 000 MHz	A. LAURENS J. D. KOENIG C. CARZAN	106
Un combineur de diversité pour liaison transhorizon	P. LEMOINE	112
Influences radioclimatiques sur les liaisons transhorizon	P. MISME	116
Informations :		
Bibliographie		124
Communiqués		124

Sur notre couverture :

Carte des faisceaux hertziens transhorizon installés ou projetés en Algérie et au Sahara.

SOCIÉTÉ DES RADIOELECTRICIENS

FONDATEURS

- † Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M. P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

- † R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

- MM.
1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926 † E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932 † P. CAILLAUX, Conseiller d'État.
1933 † L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Science.
1938 † P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946 † R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956 † R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.

MEMBRES D'HONNEUR

- Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e. r.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union et de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

MEMBRES DU CONSEIL

- MM. S. ALBAGLI, Chef du Laboratoire Radio-Radar de la Marine.
H. ANGLÈS d'AURIAC, Secrétaire Général du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. BERNIER, Ingénieur en Chef au Département de Recherches « Electronique et Atomistique » de la C.S.F.
E. COURTILLOT, Adjoint à la Direction du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. DASCOTTE, Chef du Service Electronique Industrielle à la Société L.M.T.
J. DUFOUR, Ingénieur au Laboratoire de Recherches de la Direction Générale des P.T.T. à Berne (Suisse).
H. FOREY, Directeur des Recherches Société LIP.
J. LABEYRIE, Chef de la Section d'Electronique Physique au C.E.A.
M. CHABROL, Ingénieur à la C.F.T.H.
P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications, Direction de Services Radioélectriques.
Ed. GEFFROY, Président Directeur Général de la Société Férisol.
G. GINIAUX, Directeur des Editions Chiron.
Général GUERIN, Président du Comité d'Action Scientifique de Défense Nationale.
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
J. POLONSKY, Directeur Technique du Département Etudes Télévision de la C.S.F.
M. VIDREQUIN, Président Directeur Général de T.R.T.
P. CHAVANCE, Chef du Service « Télécommunications » de la C.F.T.H.
C. DUMOUSSEAU, Chef de Service au L.C.T.
N. FELICI, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.
B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
Ch. GUILLAUD, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
P. HERRENG, Directeur des Laboratoires du Département « Energie Nucléaire, Télécommunications, Electronique » de la S.A.C.M.
J. LAMARCHE, Ingénieur Général de 2^e classe des Télécommunications, Directeur des Services techniques de la Société de Radiodiffusion de la France d'Outre-Mer.
R. de VERDIÈRE, Ingénieur en Chef des P.T.T.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

- MM. P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
H. NOZIÈRES, Directeur des Usines de Tubes Electroniques à Société La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Société L.T.T.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON, SITUATION ACTUELLE ET AVENIR, par F. DU CASTEL, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 9 à 18).

L'auteur rappelle en premier lieu les principales données sur la propagation au-delà de l'horizon des ondes ultracourtes : affaiblissements de propagation observés dans quelques cas concrets, caractéristiques des fluctuations, interprétation théorique du phénomène de propagation ; ainsi que le moyen pratique d'évaluer approximativement l'affaiblissement sur une liaison donnée.

Il étudie ensuite les principes directeurs à la base du calcul d'un projet de faisceau hertzien transhorizon, et les méthodes d'évaluation de la qualité téléphonique et télégraphique.

Il examine enfin les performances réalisables avec les équipements actuels et les perspectives d'avenir dans le domaine des liaisons multiplex transhorizon.

PROGRAMME D'ÉQUIPEMENT EN FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON DE L'ALGÉRIE ET DU SAHARA, par le Cdt A.G. PLUCHARD, *Chef du Groupe Algérie-Sahara du Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 19 à 23).

Après avoir exposé les besoins en télécommunications de l'Algérie et du Sahara et les raisons qui ont conduit à satisfaire ces besoins à l'aide de faisceaux hertziens transhorizon, l'auteur indique la structure du réseau en cours d'installation, les suggestions particulières imposées tant aux matériels qu'aux infrastructures, et la nécessité d'effectuer des essais de propagation.

LES LIAISONS TRANSHORIZON, CONDITIONS D'UTILISATION ET PERFORMANCES RÉALISABLES, par R. CABESSA, *Directeur de la Division « Systèmes Electroniques » à la Société Le Matériel Téléphonique*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 24 à 31).

Le mode de propagation des ondes UHF au-delà de l'horizon dit « par diffusion troposphérique » a conduit dès maintenant à des réalisations. Cette technique ouvre de nouvelles perspectives pour la construction de réseaux téléphoniques dans des régions peu sûres ou d'accès difficile. Les caractéristiques des circuits ainsi procurés sont compatibles avec les recommandations du C.C.I.T.T. et du C.C.I.R., malgré les difficultés dues à l'énorme affaiblissement de propagation entre émetteur et récepteur. L'obtention de telles performances conduit à des méthodes particulières pour l'établissement de projets d'ensemble, pour le choix des sites, pour la conduite des essais de propagation et pour l'installation des réseaux téléphoniques utilisant les liaisons transhorizon.

Des données économiques et des exemples de réalisation permettent de préciser les perspectives d'avenir de ces liaisons.

LE FAISCEAU HERTZIEN MEDEA - LAGHOUAT - OUARGLA, par M. OLIVIER et J. PELLERIN, *Département Télécommunications, Compagnie Française Thomson-Houston*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 32 à 38).

Description et particularités d'une nouvelle liaison hertzienne établie en Algérie dans la bande des 450 MHz, comportant plusieurs tronçons utilisant la propagation transhorizon. L'article présente les solutions adoptées en matière d'infrastructure et les dispositions prises pour la sécurité de fonctionnement.

ÉTUDE D'UN FAISCEAU HERTZIEN TRANSHORIZON EN AFRIQUE OCCIDENTALE, par L. BOITHIAS et F. DU CASTEL, *Ingénieurs des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 39 à 45).

Des essais de propagation aux fréquences 100 et 430 MHz ont été effectués par le C.N.E.T. entre Dakar et Conakry de novembre 1957 à avril 1958. Les liaisons étudiées avaient pour longueur 270, 280 et 170 km.

On étudie les résultats obtenus au point de vue des variations des affaiblissements moyens. On constate en particulier un important effet diurne. On tente de rattacher les variations mensuelles des affaiblissements à un paramètre caractéristique et la situation climatique de la région des essais.

On étudie ensuite les fluctuations des champs. L'analyse en amplitude fait apparaître des lois caractéristiques. L'analyse en durée fournit quelques renseignements intéressants.

Ces résultats sont utilisés pour le calcul d'un projet de faisceau hertzien transhorizon entre Dakar et Conakry. Quelques conclusions générales sont formulées sur l'influence des régions tropicales sur la propagation transhorizon des ondes ultra-courtes.

FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON THC 953, par B. FOSTOFF et J. ILTIS, *Département Télécommunications de la Compagnie Française Thomson-Houston*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 46 à 57).

Cet article décrit un nouvel équipement de faisceau hertzien transhorizon français.

Ce matériel fonctionne dans la bande de fréquence 450-600 MHz, il permet de transmettre jusqu'à 60 voies téléphoniques de qualité CCIR par bonds de plusieurs centaines de kilomètres. Il utilise pour cela des aériens avec réflecteur parabolique de 10 mètres de diamètre, des amplificateurs de puissance à tétrode céramique délivrant une puissance de 1 kW et des récepteurs à très faible facteur de bruit. La diversité double ou quadruple est utilisée de façon à réduire l'influence de la propagation.

Un système de ventilation à air forcé et conditionné permet un fonctionnement sûr dans les conditions désertiques ou tropicales les plus sévères.

La sécurité de fonctionnement de ce câble hertzien et sa simplicité d'exploitation en font un outil de choix pour l'extension des communications téléphoniques internationales dans les régions sous-développées.

L'ÉQUIPEMENT DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ POUR DES FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON DANS LA BANDE DE 900 MHz, par P. MANDEL, *Directeur de la Section Télécommunications du Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*. Onde Electrique de janvier 1960 (pages 58 à 64).

Après l'exposé général relatif à la conception de l'équipement,

- le pilote-modulateur,
- l'amplificateur de puissance,
- le récepteur élémentaire,
- le combinatoire de diversité,
- l'antenne d'émission et de réception,

sont décrits en détail. Les caractéristiques électriques et mécaniques de chacun des éléments de base sont précisées.

SUMMARIES OF THE PAPERS

DISCUSSION OF A WEST AFRICAN OVER THE HORIZON RADIO SYSTEM, by L. BOITHIAS and F. DU CASTEL, *Ingénieurs des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 39 to 45).

Propagation tests at 100 and 430 Mc/s have been carried out by the C.N.E.T. between Dakar and Conakry between November 1957 and April 1958. The systems studied were 270, 280 and 170 km in length.

The results obtained were examined from the point of view of the variations in the mean loss. An important diurnal effect was noted. A correlation between the monthly variations in propagation loss and a parameter and the climatic conditions of the region concerned is attempted.

The variations of the received field are then examined. The analysis of the amplitude yields information on the characteristic laws, whilst the analysis of time of duration provides other interesting information.

These results are used to design an over the horizon project between Dakar and Conakry. Some general inferences are drawn on the influence of a tropical region on UHF over the horizon propagation.

THE T.H.C. OVER THE HORIZON RADIO LINK, by B. FOSTOFF and J. ILTIS, *Département Télécommunications de la Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 46 to 57).

The article describes a new French over the horizon radio link system.

The apparatus works in the 450-600 Mc/s band and provides 60 telephone channels of C.C.I.R. quality over distances of several hundred kilometres. Parabolic reflectors, 10 metres in diameter, are used, the power amplifiers are ceramic tetrodes giving an output of 1 kW and the receivers have a very low noise factor. Double or quadruple diversity is used so as to reduce the variations in propagation.

A forced and conditioned air supply permits the equipment to operate under the most severe tropical or desert conditions.

The operating reliability of this radio link system and its simplicity in use makes it the method of choice for extending international telephone communication in under developed areas.

COMPAGNIE GENERALE D'ELECTRICITE'S 900 Mc/s OVER THE HORIZON RADIO LINK EQUIPMENT, by P. MANDEL, *Directeur de la Section Télécommunications du Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 58 to 64).

After a description of the general conception the following points are dealt with in detail :

- the pilot modulator.
- the power amplifier.
- the elementary receiver.
- the diversity combiner.
- the sending and receiving aerials.

The mechanical and electrical features of these items are fully described.

OVER THE HORIZON RADIO LINKS, PRESENT AND FUTURE POSITION, by F. DU CASTEL, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 9 to 18).

The author first recapitulates the principal data on over the horizon transmission with ultra-short waves : the propagation loss observed in a number of practical cases, the characteristics of fluctuations, theoretical interpretation of the propagation phenomenon ; and then he shows practical means of approximately evaluating the loss of a given system.

He then considers the basic factors controlling the design of such an over the horizon radio link, and the method of determining the quality for telephone and telegraphic transmission.

Finally, he discusses the performance which is obtained and is likely to be obtained with present and future links for multiplex over the horizon systems.

PLANNING FOR THE EQUIPMENT OF ALGERIA AND SAHARA WITH OVER THE HORIZON RADIO LINKS, by Cdt A.G. PLUCHARD, *Chef du Groupe Algérie Sahara au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 19 to 23).

After having outlined the telecommunication needs in Algeria and Sahara, and the reasons why the use of over the horizon radio links has been decided, the author shows the structure of the network now under construction, the special requirements to be fulfilled by equipment and by infrastructure facilities, and the need for propagation tests.

OPERATING CONDITIONS AND PERFORMANCE OF OVER THE HORIZON LINKS, by R. CABESSA, *Directeur de la Division « Systèmes Electroniques » à la Société Le Matériel Téléphonique*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 24 to 31).

The UHF over the horizon propagation by « tropospheric diffusion » is now being applied to actual systems. This technique offers new possibilities of constructing telephone systems in rather insecure or inaccessible areas. The transmission characteristics of circuits already realised conform to the C.C.I.T.T. and C.C.I.R. requirements, in spite of the difficulties due to the enormous attenuation between transmitter and receiver. The realisation of such performance has led to the development of special methods for the overall project, for the choice of sites, for the conduct of propagation tests and for the installation of over the horizon telephone systems.

Cost data and examples of projects completed enable the future of these links to be forecast.

THE MEDEA - LAGHOUAT - OUARGLA RADIO LINK SYSTEM, by M. OLIVIER and J. PELLERIN, *Département Télécommunications Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique*, January 1960 (pages 32 to 38).

This article gives a description of general and particular features of a 450 Mc/s radio link set up in Algeria which comprises a number of repeater sections employing over the horizon propagation. The article describes the fundamental basis of the equipment and the measures taken to ensure reliability in operation.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

UN ÉQUIPEMENT POUR FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON DANS LA BANDE DES 170 MHz, par R. BAYOT et A. FOREST, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (pages 65 à 73).

L'article décrit un faisceau hertzien pour la transmission de 36 voies téléphoniques maximum, par diffusion troposphérique.

Le faisceau utilise un modulateur de phase avec désaccentuation. La gamme de fréquence est de 148 à 174 MHz. L'émetteur a une puissance de 1 kW obtenue par un seul tube tétrode final. Deux récepteurs sont utilisés en diversité double par combinaison des courants porteurs.

Outre les caractéristiques générales et les performances de ce matériel, l'article donne une description des aériens, filtres et servitudes d'exploitation.

ÉQUIPEMENT HERTZIEN TÉLÉPHONIQUE POUR PROPAGATION PAR DIFFUSION TROPOSPHÉRIQUE, par G. ANDRIEUX, J. CAYZAC et C. DUCOT, *Laboratoires d'Électronique et de Physique Appliquée*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (pages 74 à 81).

Les auteurs décrivent un équipement expérimental pour transmission de 30 voies téléphoniques par diffusion troposphérique.

L'émetteur fonctionne à 900 MHz et rayonne une puissance de 1,5 kW ; il est muni d'un klystron amplificateur à 3 cavités développé aux L.E.P. Le gain de cet amplificateur est de 35 dB pour une bande de 2 MHz, l'onde porteuse est modulée en fréquence par l'intermédiaire d'un modulateur de phase corrigé et de 5 étages tripléurs.

Le récepteur utilise le tube EC 56/57 comme préamplificateur UHF ; le facteur de bruit ainsi obtenu est inférieur à 8 dB. Une diversité binaire d'espace est employée avec addition pondérée en basse fréquence.

Des résultats expérimentaux sur une liaison Paris-Caen (distance 204 km, angle de diffusion $1,5^\circ$) sont indiqués : avec des aériens de diamètre 5 m, le bruit médian de fluctuation dans la voie la plus défavorisée, en régime de pure modulation de fréquence, se situait à -46 dBm psophométriques ; le bruit d'intermodulation pour charge normale se situait vers -53 dBm psophométriques. On peut en déduire la performance de l'équipement avec des aériens plus considérables, avec préaccentuation, etc.

UN ÉQUIPEMENT PROTOTYPE DE FAISCEAU HERTZIEN TRANSHORIZON DANS LA BANDE DES 2 000 MHz, par F. DU CASTEL, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Études des Télécommunications*, G. BROUSSAUD et L. MALNAR, *Département de Physique Appliquée de la Compagnie Générale de TSF*, R. BAUD, *Département Télécommunications de la Compagnie Française Thomson-Houston*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (pages 82 à 99).

On présente la réalisation d'un prototype d'équipement pour faisceau hertzien dans la bande des 2 000 MHz. Les caractéristiques principales de l'équipement sont : puissance 10 kW, antennes paraboliques de 12 m de diamètre, diversité en fréquence, 36 voies téléphoniques, modulation de fréquence. Après une présentation générale des critères qui ont conduit au choix de ces caractéristiques (Présentation par F. du Castel) les aspects les plus importants du matériel réalisé sont examinés et notamment certaines réalisations intéressantes en guides d'onde (I^{re} Partie par G. Broussaud et L. Malnar) ; on étudie enfin la réalisation de l'amplificateur de puissance (II^e Partie par R. Baud).

LIAISONS HERTZIENNES TRANSHORIZON DANS LA GAMME 4 400 - 5 000 MHz, par J. DOCKES et W. KOREICHO, *Société Anonyme des Télécommunications*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (pages 100 à 105).

L'article résume les données générales de la propagation troposphérique au voisinage de 4 500 MHz et fournit les bases de calcul permettant de prévoir les caractéristiques principales de transmission pour une liaison déterminée.

On donne ensuite une description générale d'un équipement fonctionnant dans la gamme 4 400 - 5 000 MHz.

ESSAIS DE TRANSMISSION AU-DELA DE L'HORIZON D'IMAGES DE TÉLÉVISION A 4 000 MHz, par A. LAURENS, J.D. KÖENIG et O. CARZAN, *Département Faisceaux Hertziens, Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (pages 106 à 111).

Les auteurs comparent d'abord les fréquences de 800 et 4 000 MHz pour la transmission d'images de télévision en propagation au-delà de l'horizon, particulièrement au point de vue du rapport signal sur bruit et de la largeur de bande transmise. Ils décrivent ensuite une liaison expérimentale effectuée dans la bande des 4 000 MHz sur une distance de 220 km. Ils indiquent enfin quelques résultats obtenus en analysant les enregistrements effectués.

UN COMBINEUR DE DIVERSITÉ POUR LIAISON TRANSHORIZON, par P. LEMOINE, *Ingénieur, Chef de Groupe au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Électricité*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (pages 112 à 115).

L'emploi de la diversité permet de compenser en grande partie l'effet des évanouissements propres à la propagation troposphérique. Après avoir étudié les performances des dispositifs par combinaison optimum, par addition linéaire et par sélection, puis dans le cas de la modulation de fréquence leur influence sur le seuil de réception, l'auteur décrit le système adopté par la C.G.E. pour ses équipements.

INFLUENCE RADIOCLIMATIQUE SUR LES LIAISONS TRANSHORIZON, par P. MISMÉ, *Ingénieur de la Météorologie détaché au Centre National d'Études des Télécommunications*. *Onde Electrique* de janvier 1960 (page 116 à 123).

L'auteur commence par rappeler la notion d'influence radioclimatique en vue du fonctionnement d'une liaison transhorizon et du brouillage produit par un émetteur sur une liaison existante. On développe ensuite la notion de gradient utile d'indice de réfraction et on montre que ce paramètre peut être plus représentatif de l'atmosphère que la différence d'indice entre les niveaux 0 m et 1 000 m. On étudie alors théoriquement et expérimentalement les formes que peut prendre l'indice de réfraction en fonction de la hauteur et on démontre qu'en général cette fonction n'est pas exponentielle. On en déduit qu'il ne saurait exister systématiquement une bonne corrélation entre l'indice de réfraction et son gradient dans les basses couches.

On termine cet article en signalant l'importance d'autres paramètres radioclimatiques encore peu étudiés tels que la stabilité atmosphérique.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

OVER THE HORIZON RADIO LINK SYSTEMS IN 4 400-5 000 Mc/s BAND, by J. DOCKES and W. KOREICHO, *Société Anonyme des Télécommunications*. Onde Electrique, January 1960 (pages 100 to 105).

The article reviews the general data available for tropospheric propagation in the neighbourhood of 4 500 Mc/s and establishes the bases for calculating the principal transmission characteristics of a given system.

A general description is then given of an equipment working in the 4 400-5 000 Mc/s range.

OVER THE HORIZON TELEVISION TRANSMISSION TESTS AT 4 000 Mc/s, by A. LAURENS, J.D. KÖENIG and O. CARZAR, *Département Faisceaux Hertziens, Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques*. Onde Electrique, January 1960 (pages 106 to 111).

The authors first compare 800 and 4 000 Mc/s frequencies for over the horizon transmission of television signals, particularly from the point of view of signal to noise and bandwidth obtained. They then describe an experimental system working at 4 000 Mc/s over a distance of 220 km. They then discuss the results obtained and analyse the recordings taken.

A DIVERSITY COMBINER FOR OVER THE HORIZON LINKS by P. LEMOINE, *Ingénieur, Chef de groupe au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*. Onde Electrique, January 1960 (pages 112 to 115).

The use of diversity permits the compensation, to a large extent, of the fading associated with tropospheric propagation. After discussing apparatus to give the optimum combination, by linear addition and by selection, and then, in the case of frequency modulation, their effect on the threshold of reception, the authors describe the system adopted by the C.G.E. for this apparatus.

INFLUENCE OF RADIO CLIMATIC CONDITIONS ON OVER THE HORIZON LINKS, by P. MISMÉ, *Ingénieur de la Météorologie détaché au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique, January 1960 (pages 116 to 123).

The author commences by recalling the concept of radio-climatic effects on over the horizon propagation, and on the interference that a transmitter may produce on an existing system. He then develops the idea of the useful gradient of the refractive index and shows that this parameter is more representative of the atmosphere than the difference between the indices at levels of zero and 1 000 m. The forms which are taken by the refractive index as a function of height are considered theoretically and experimentally, and it is shown that this is not an exponential function. From this it is deduced that a good correlation between the refractive index and its gradient is not likely to exist in the lower atmospheric layers.

The article closes by calling attention to other important radio-climatic parameters which are still little studied, for example the stability of the atmosphere.

AN OVER THE HORIZON RADIO LINK SYSTEM IN 170 Mc/s BAND, by R. BAYOT and A. FOREST, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*. Onde Electrique, January 1960 (pages 65 to 73).

This article describes a tropospheric diffusion radio link system for a maximum of 36 telephone channels.

The link uses a phase modulator with de-emphasis. The frequency band is 148 to 174 Mc/s. The transmitter has a power of 1 kW obtained by a single tetrode output tube. Two receivers exploit double diversity by combining the carrier frequencies.

In addition to the general characteristics and the performance of this equipment, a description of the aerials, filters and the operating routine are given.

TROPOSPHERIC DIFFUSION RADIO LINK EQUIPMENT by G. ANDRIEUX, J. CAYZAC and C. DUCOT, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée*, Onde Electrique, January 1960 (pages 74 to 81).

The authors describe an experimental 30 channel equipment using tropospheric diffusion transmission.

The transmitter operates at 900 Mc/s and radiates a power of 1.5 kW. It incorporates a three cavity klystron amplifier which has been developed by L.E.P. The gain of this amplifier is 35 dB for a bandwidth of 2 Mc/s. The carrier wave is frequency modulated in a 5 tripler stage phase corrected modulator.

The receivers use the EC 56/57 tube as UHF pre-amplifier; the noise factor so obtained is less than 8 dB. Double space diversity with a low frequency weighting is employed.

The experimental results obtained on the Paris-Caen (204 km distance diffusion angle 1.5°) are given. With an aerial of 5 m diameter, the median fluctuation noise in the most unfavourable channel, in a pure frequency modulation system was -46 dB as measured on a psophometer. Intermodulation noise with normal loading of the system was in the region of -53 dB. It is possible to deduce the performance of the equipment with larger aerials, with pre-amphasis, etc.

A PROTOTYPE OVER THE HORIZON RADIO LINK EQUIPMENT OPERATING AT 2 000 Mc/s, by F. DU CASTEL, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications*, G. BROUSSAUD and L. MALNAR, *Département de Physique Appliquée de la Compagnie Générale de T.S.F.*, R. BAUD, *Département Télécommunications de la Compagnie Française Thomson-Houston*. Onde Electrique, January 1960 (pages 82 to 99).

The development of a prototype 2 000 Mc/s over the horizon radio link equipment is described. The principal characteristics of the equipment are: power 10 kW, 12 metre diameter parabolic reflectors, frequency diversity, 36 telephone channels, frequency modulation. After considering the general criteria which determined the choice of characteristics (presented by F. DU CASTEL), the most important features of the development are examined and in particular certain interesting wave-guide sections are described (First part by G. BROUSSAUD and L. MALNAR), and finally the power amplifier is discussed (Second part by R. BAUD).

LES FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON SITUATION ACTUELLE ET AVENIR

PAR

F. DU CASTEL

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

1. Introduction

La mise en évidence, vers les années 1945-1950, de niveaux de champ stables et relativement élevés, jusqu'à de grandes distances au-delà de l'horizon d'un émetteur en ondes ultracourtes, a ouvert une voie nouvelle à la transmission de communications multiplex.

Jusqu'alors, les théories en vigueur, sur la propagation des ondes au-delà de l'horizon par un processus de diffraction autour de la terre, prévoyaient des niveaux extrêmement faibles à grande distance. Après la découverte de résultats expérimentaux contradictoires, il a fallu d'importants travaux, tant expérimentaux que théoriques, pour situer les niveaux de champs pouvant exister dans un cas de liaison donné, et pour donner une interprétation valable des caractéristiques de champ observées.

Ces travaux ont permis la mise au point d'équipements radioélectriques, susceptibles de transmettre des communications multiplex, en tenant compte d'une part de la valeur importante des affaiblissements de propagation et, d'autre part, de la nature fluctuante des champs lointains.

Cet article se propose, après avoir rappelé les principales données sur la propagation transhorizon des ondes ultracourtes, d'étudier les principes directeurs permettant l'élaboration d'un projet de faisceau hertzien transhorizon et l'évaluation de la qualité réalisable. Il indique en conclusion les possibilités actuelles des équipements existants, particulièrement dans l'industrie française, et les perspectives d'avenir des liaisons multiplex à grande distance.

2. Données générales sur la propagation transhorizon des ondes ultracourtes

2.1. CARACTÉRISTIQUES DES CHAMPS LOINTAINS

L'analyse de quelques liaisons, étudiées par le C.N.E.T., permet de dégager les principales caractéristiques des champs lointains.

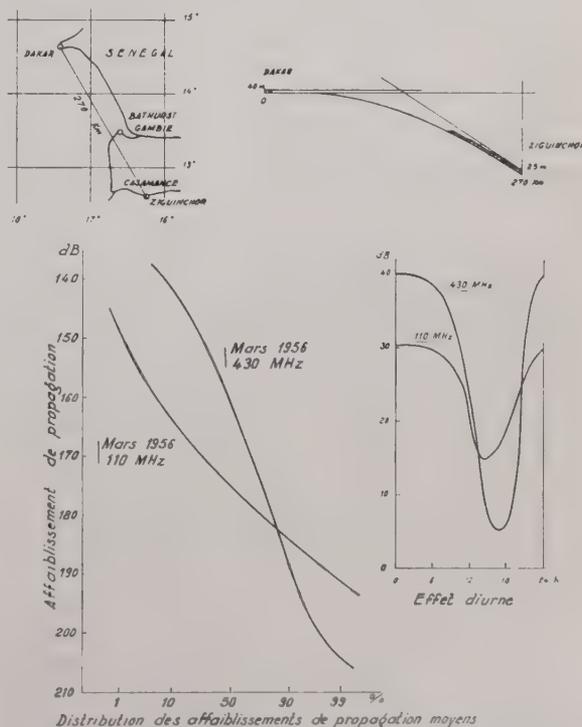


FIG. 1. — Liaison Dakar-Ziguinchor (Fédération du Mali).

a) Le premier exemple correspond à une liaison relativement longue, entre Dakar et Ziguinchor au Sénégal (270 km). Les caractéristiques géographiques de la liaison, ainsi que la distribution des affaiblissements moyens observés aux fréquences 110 MHz et 430 MHz, sont représentées sur la figure 1. Pour celle-ci, on a porté en ordonnée les affaiblissements de propagation, mesurés sur une période éliminant les fluctuations rapides du champ (par une intégration de durée une minute), et en abscisse une échelle telle qu'une distribution logarithmique normale serait représentée par une droite. Les variations diurnes des affaiblissements sont également représentées sur la même figure.

b) Le deuxième exemple correspond à une liaison de longueur comparable, entre Timimoun et El Golea au Sahara (300 km). Les caractéristiques géographiques de la liaison et la distribution des affaiblissements observés sont représentées sur la figure 2. Aucune variation diurne importante n'a été observée sur la liaison.

Ces deux exemples montrent que l'influence du relief peut être considérable, et notamment selon que les horizons des extrémités sont confondus ou non.

e) Le cinquième exemple correspond à une liaison de grande longueur entre Palaiseau et Arcachon en France (515 km). Les caractéristiques de la liaison et la distribution des affaiblissements sont représentées sur la figure 5.

La comparaison de cet exemple et des précédents donne une idée de l'influence de la distance.

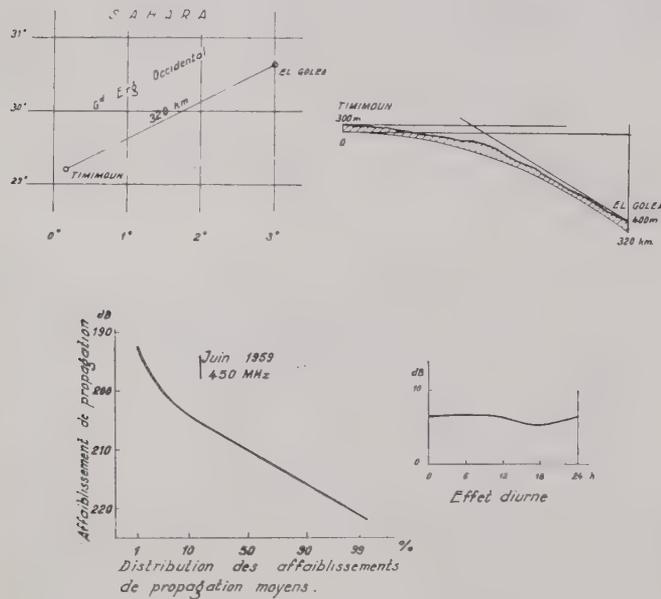


FIG. 2. — Liaison Timimoun - El Golea (Sahara).

Ces deux premiers exemples permettent de se rendre compte qu'à distance égale les affaiblissements peuvent varier considérablement suivant la région climatique considérée. Le premier montre en outre que la fréquence peut jouer un rôle important.

c) Le troisième exemple correspond à une liaison relativement courte, entre Biskra et M'Sila en Algérie (130 km). Les caractéristiques géographiques de la liaison et la distribution des affaiblissements sont représentées sur la figure 3.

d) Le quatrième exemple correspond à une liaison de longueur comparable entre le Mont Ventoux et le Mont Agel en France (175 km). Les caractéristiques géographiques et la distribution des affaiblissements sont représentées sur la figure 4.

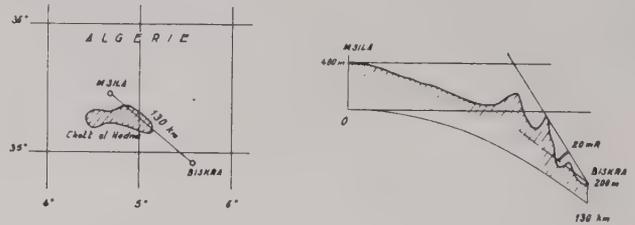


FIG. 3. — Liaison Msila - Biskra (Algérie).

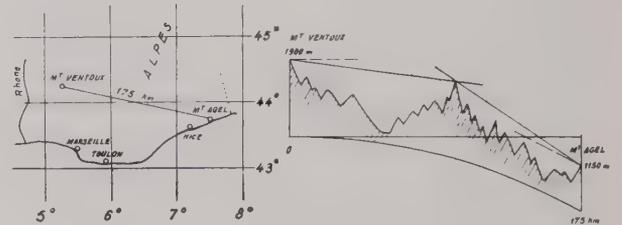
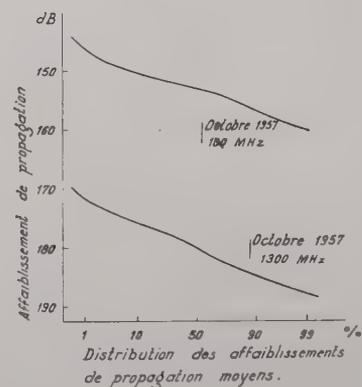


FIG. 4. — Liaison Mt-Ventoux - Mt-Agel (France).



On peut voir, à partir de ces quelques exemples, que les principaux paramètres influant sur les affaiblissements moyens sont : la distance, la fréquence, le relief et la région climatique.

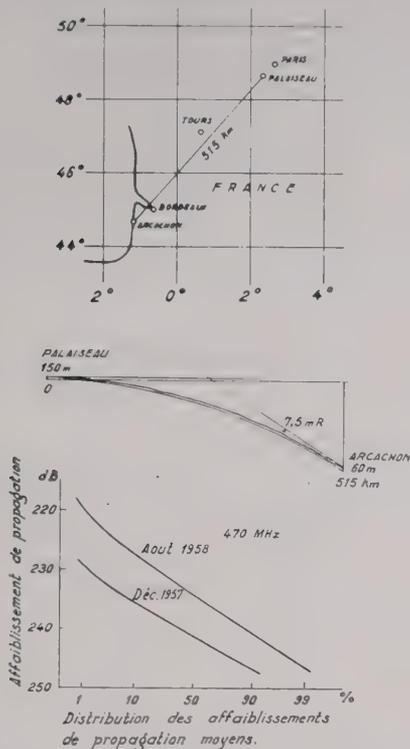


FIG. 5. — Liaison Palaisseau - Arcachon (France).

tudes, ces fluctuations peuvent être représentées par des lois de distribution telles que celles de la figure 7 dont l'expression est obtenue en étudiant la composition de vecteurs, dont la phase peut prendre toutes les valeurs entre $\pm \theta$.

Dans le cas où $\theta = \pi$ la distribution est une distribution de Rayleigh de la forme :

$$p(x) = \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right).$$

L'échelle de probabilité utilisée pour la figure 7 est tel qu'une loi de Rayleigh y soit représentée par une droite.

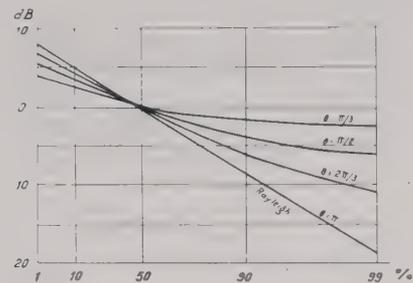


FIG. 7. — Distribution en amplitude des fluctuations rapides du signal (Théorique).

f) Les affaiblissements de propagation moyens, dont il vient d'être question, ne tiennent pas compte des fluctuations rapides des champs, lesquelles existent toujours à grande distance. Deux types extrêmes de fluctuations observés sur une liaison de 250 km entre Paris et Tours sont représentés sur la figure 6. Il semble que, du point de vue des ampli-

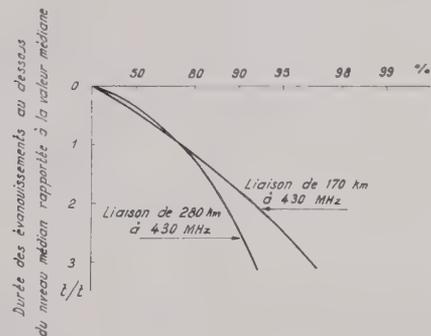


FIG. 8. — Distribution en durée des fluctuations rapides du signal (Expérimental).

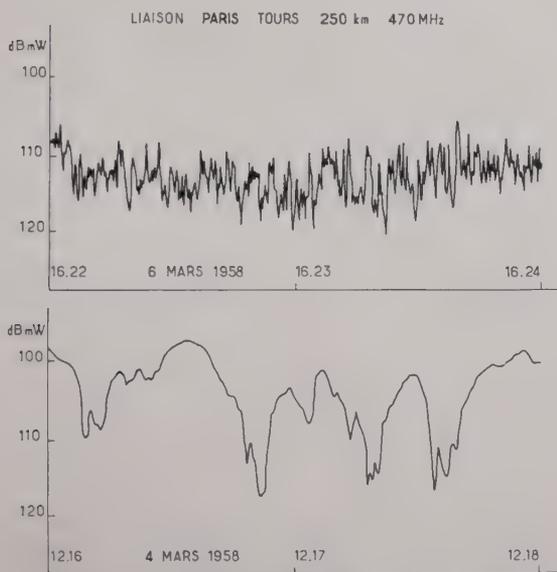


FIG. 6. — Types de fluctuations rapides des champs lointains.

g) On peut encore caractériser les fluctuations rapides du signal par leur distribution en durée. Les courbes de la figure 8 donnent quelques distributions types, observées expérimentalement [1] de durées d'évanouissements au-dessous du niveau médian, rapportées à leur valeur médiane. (Le papier utilisé est un papier logarithmique). La valeur médiane peut varier assez considérablement autour d'une valeur de l'ordre de quelques secondes.

Les tentatives d'interprétation théorique [2] de ces résultats ne paraissent pas en accord excellent avec l'expérience.

2.2. INTERPRÉTATION DE LA PROPAGATION TRANSHORIZON

Les premières interprétations émises, sur le phénomène de propagation à l'origine des champs

lointains, en ont cherché l'origine dans un phénomène de diffusion du rayonnement par les mouvements turbulents de l'atmosphère. Les développements de cette théorie ont fait l'objet de nombreuses publications [3].

Mais certains résultats expérimentaux récents conduisent à revoir l'interprétation du phénomène. Il s'agit notamment d'études portant sur la structure fine des champs.

a) Les unes [4] analysent en position, par un balayage rapide avec des faisceaux d'antennes étroites, le rayonnement incident instantané. Les autres [5] réalisent une analyse analogue en fréquence par un balayage rapide et synchrone d'une certaine bande de fréquence. Les résultats obtenus dans les deux cas mettent en évidence l'existence, à chaque instant, pour une position ou une fréquence donnée, de ce qu'on peut appeler des « points brillants », c'est-à-dire de maxima de champs, localisés dans l'espace ou en fréquence, et en déplacement perpétuel (cf. figures 9 et 10).

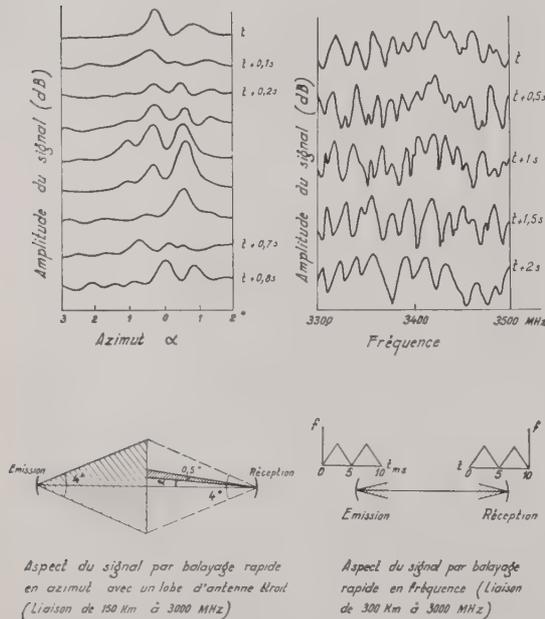


FIG. 9. — Analyse de la structure fine en position du signal.
 FIG. 10. — Analyse de la structure fine en fréquence de signal.

b) De tels résultats paraissent confirmer l'interprétation du phénomène de propagation comme un phénomène de réflexion partielle sur les irrégularités plus ou moins stratifiées de l'atmosphère [6]. Ces irrégularités peuvent être considérées comme des éléments réfléchissants, organisés ou aléatoires. La réflexion du rayonnement incident sur ces éléments peut être diffuse, ou, dans des conditions de phase convenables, peut être spéculaire. La puissance réfléchie par ces derniers éléments peut avoir des valeurs très différentes, en raison de la variation du coefficient de réflexion avec la nature de l'irrégularité considérée, ou en raison de conditions de convergence

assez critiques pour un point de réception donné. Compte tenu de cette dispersion, l'étude statistique des éléments réfléchissants met en évidence la probabilité d'existence, à chaque instant, d'un nombre limité de points brillants, c'est-à-dire d'éléments à l'origine d'une puissance réfléchie plus intense. L'intégration dans le temps de la puissance réfléchie par ces éléments brillants instantanés correspond aux champs lointains observés.

Si une telle interprétation des phénomènes de propagation n'a pas encore actuellement recueilli l'accord général des théoriciens de la propagation, il semble cependant qu'elle permette une interprétation correcte de l'ensemble des données expérimentales.

2.3. DÉTERMINATION DES AFFAIBLISSEMENTS DE PROPAGATION

Le nombre important de paramètres, qui jouent un rôle dans le phénomène de propagation, ne permet pas de déterminer avec exactitude les valeurs d'affaiblissement de propagation sur une liaison

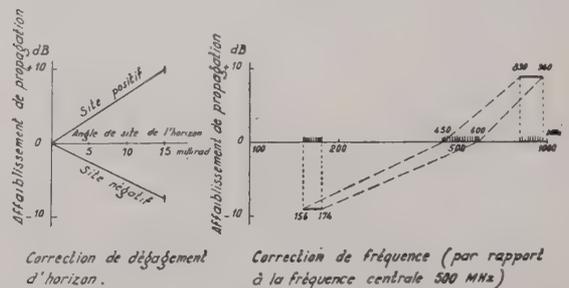
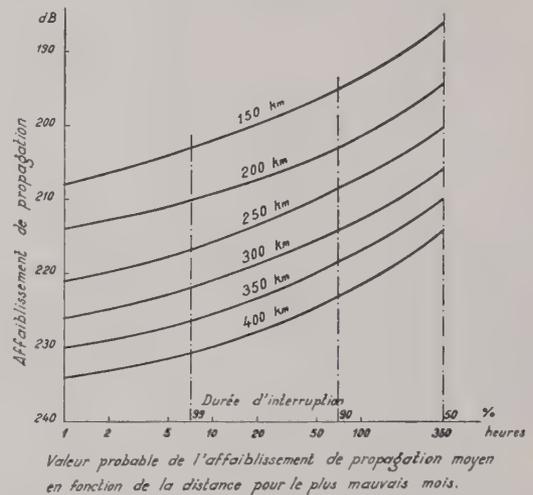


FIG. 11. — Evaluation approximative de l'affaiblissement de propagation sur une liaison transhorizon.

donnée, autrement que par un essai sur la liaison, d'une durée suffisante pour être représentatif.

Cependant, en l'absence d'essais, on pourra prendre pour base d'évaluation des affaiblissements les courbes de la figure 11. Le réseau de courbes de la figure donne les valeurs d'affaiblissement moyen

probables, pour différentes longueurs de liaisons, en fonction du nombre d'heures où cette valeur est dépassée au cours du mois le plus défavorable. Ces courbes correspondent à une bande de fréquence autour de 500 MHz, et à un angle de site des horizons des extrémités nul. Pour une bande de fréquence autour de 170 MHz, il convient de retrancher 9 dB aux valeurs d'affaiblissement, pour une bande autour de 900 MHz, il convient d'y ajouter 9 dB [7]. Pour un angle de site des horizons non nul, mais inférieur à 15 milliradians, la courbe du bas de la figure donne une correction probable.

Les valeurs tirées de ces courbes ne peuvent être considérées que comme une approximation, probablement pessimiste. Les paramètres négligés, et notamment l'influence climatique et l'influence du relief, peuvent rendre cette approximation très mauvaise.

En ce qui concerne l'influence climatique, on peut avoir une idée du sens de variation par l'étude du gradient d'indice de réfraction dans les basses couches de l'atmosphère pour la région considérée [8].

Dans tous les cas, seuls des essais de propagation d'une durée suffisante peuvent permettre un calcul précis, à partir d'une courbe mesurée analogue à celles de la figure 13.

3. Etablissement d'un projet de faisceau hertzien transhorizon

3.1. PRINCIPES DIRECTEURS [14]

Un projet de faisceau hertzien transhorizon comprend en général plusieurs tronçons. Le choix de ceux-ci est fixé soit par la nécessité de desservir certains centres, soit par la nécessité de fractionner une distance trop longue, c'est-à-dire un affaiblissement de propagation trop important, qui conduirait à des dimensions d'équipements excessifs.

Pour chaque tronçon, le choix des stations terminales doit tenir compte de nécessités quelquefois opposées. D'une part, l'affaiblissement de propagation est d'autant plus faible que le dégagement est meilleur, c'est-à-dire que l'angle de site de l'horizon est plus faible, d'autre part, les conditions économiques (alimentation en énergie, accessibilité, éloignement des terminaux) peuvent conduire à éliminer certains emplacements favorables pour la propagation au bénéfice d'autres emplacements moins favorables.

a) Une fois les stations terminales déterminées, il est nécessaire de connaître la loi de distribution des affaiblissements de propagation moyens sur le tronçon, soit à la suite d'essais, soit par une évaluation approximative.

On peut alors admettre la tolérance d'une certaine « durée d'interruption », c'est-à-dire d'un certain nombre d'heures, au cours du mois le plus défavorable, pendant lesquelles la qualité requise ne sera pas assurée. Un ordre de grandeur acceptable,

bien qu'aucune valeur n'ait encore été retenue par les organismes internationaux (C.C.I.R. ou C.C.I.T.T.), peut être de 20 heures pour une longueur totale 2 500 km, soit de 20 d/2500 pour une longueur de tronçon de d km. Le choix de ce nombre d'heures, x , fixe la valeur maximale d'affaiblissement de propagation moyen, soit A_x .

b) Mais une autre donnée est nécessaire sur les fluctuations rapides. On peut ici admettre comme hypothèse, en l'absence d'essais contradictoires, que ces fluctuations suivent comme loi de distribution en amplitude la loi de Rayleigh. Et on peut considérer que le fonctionnement reste satisfaisant, si l'amplitude instantanée du signal fluctuant reçu reste supérieure au seuil du fonctionnement pendant un certain pourcentage du temps. En ce qui concerne la téléphonie, ce pourcentage peut être choisi de 99 % de temps, encore qu'il n'y ait là aussi aucune recommandation internationale. Ceci revient à augmenter l'affaiblissement de propagation A_x d'une certaine qualité m qui dépend de l'ordre de diversité utilisé. Dans le cas de la loi de Rayleigh et pour une diversité du type « à combinaison », on peut adopter pour m les valeurs approximatives suivantes (cf. figure 12).

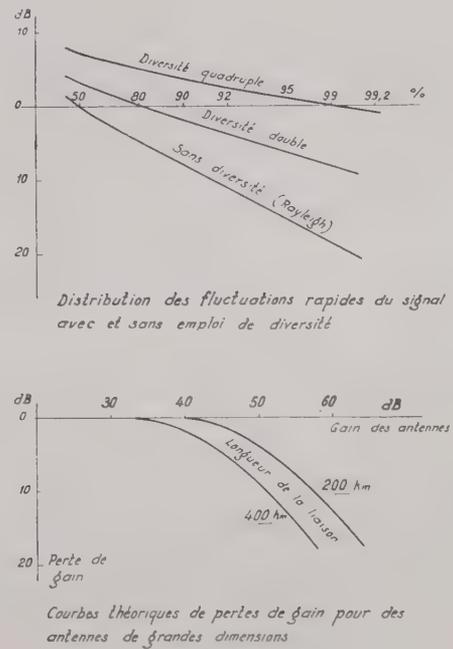


FIG. 12. — Influence de la diversité et de la perte de gain dans le calcul d'une liaison transhorizon.

	Sans diversité	Diversité double	Diversité quadruple	
m	18	8	0	dB

Ces données, liées à la propagation, étant admises, il convient alors de considérer les caractéristiques des équipements.

c) On peut définir une « marge d'équipements » M , comme l'affaiblissement de propagation maximal admissible par l'équipement pour un fonctionnement correct. Si P_e est la puissance d'émission, P_r la puissance minimum nécessaire à la réception pour assurer ce fonctionnement correct, G_e et G_r les gains en onde plane des antennes à l'émission et à la réception, exprimés par rapport à une antenne isotrope, la marge nominale des équipements est :

$$M_o = \frac{P_e G_e G_r}{P_r}$$

Mais la marge réelle M de l'équipement doit être réduite d'une quantité p , correspondant aux pertes dans les lignes de transmission à l'émission et à la réception (cette valeur p étant fonction des conditions locales d'implantation et l'élévation des antennes), et éventuellement d'une quantité g , correspondant à une perte de gain des grandes antennes, liée aux mécanismes de propagation (une valeur de g est donnée sur la figure 12 en fonction de la longueur de la liaison).

Il convient maintenant de définir avec plus de précision la valeur P_r , dont il a été seulement dit qu'elle devait correspondre à un fonctionnement correct. Dans le cas de la téléphonie, on pourra définir P_r comme le niveau de signal à l'entrée des équipements de réception correspondant à une valeur minimale donnée r_m du rapport signal/bruit dans la voie la plus défavorisée.

La connaissance de ces divers éléments permet le calcul de la qualité de la liaison.

3.2. QUALITÉ D'UNE LIAISON PAR FAISCEAU HERTZIEN TRANSHORIZON

a) En ce qui concerne la qualité téléphonique d'un système multiplex, celle-ci s'évalue par un niveau de bruit dans une voie. L'origine de ce bruit est double, bruit thermique d'une part, bruit de diaphonie d'autre part. Dans le cas des faisceaux hertziens transhorizon, où le nombre de voies est en général faible et où, en raison des grandes valeurs d'affaiblissement, on est conduit à travailler avec des puissances de réception faibles, il sera en général possible de veiller à ce que le bruit de diaphonie soit négligeable devant le bruit thermique.

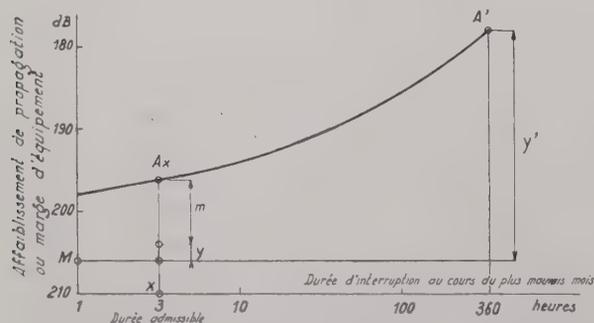


FIG. 13. — Exemple de calcul d'une liaison transhorizon.

Soit alors (figure 13) A_x l'affaiblissement de propagation correspondant au nombre d'heures d'interruption admis x , A' l'affaiblissement moyen (ou ce qui revient sensiblement au même, l'affaiblissement médian) au cours du mois le plus défavorable, et soit, d'autre part, M la marge d'un équipement, r_m le rapport signal/bruit dans la voie la plus défavorisée correspondant à cette marge, et m le paramètre vu ci-dessus correspondant à l'ordre de diversité.

Si $M - (A_x + m) = y$ dB, le rapport signal/bruit minimal sur un tronçon sera, après pondération, (ce qui revient, à peu près, à majorer de 3 dB la valeur non pondérée) :

$$r_o = r_m + y + m + 3 \text{ dB}$$

et, si $M - A' = y'$ dB, le rapport signal/bruit moyen sur un tronçon sera sensiblement, après pondération :

$$r'_o = r_m + y' + 3 \text{ dB.}$$

Les niveaux de bruit pondérés correspondant à un niveau de signal de 1 mW seront respectivement pour le bruit maximal :

$$N_o = 10^{-r_o} \text{ mW}$$

et pour le bruit moyen :

$$N'_o = 10^{-r'_o} \text{ mW.}$$

Pour l'ensemble des n tronçons, le niveau de bruit moyen pondéré sera :

$$N'_{ot} = \sum_1^n N'_o$$

Le niveau de bruit maximal pour l'ensemble des tronçons, en supposant que le tronçon le plus bruyant est le tronçon i , (et en admettant que le bruit sur les autres tronçons est alors voisin de sa valeur moyenne, ce qui suppose une non corrélation des évanouissements moyens sur les divers tronçons), sera :

$$N_{ot} = N_{oi} + N'_{ot}$$

Des valeurs admissibles de bruit sont, en l'absence de recommandation internationale propre aux faisceaux hertziens transhorizon, et pour un circuit de référence de 2 500 km : 17 500 pW pour le bruit moyen, et 10⁶ pW pour le bruit maximal.

b) En ce qui concerne la qualité télégraphique, le problème des faisceaux hertziens transhorizon se pose en général de la façon suivante : un équipement étant calculé pour une qualité téléphonique

donnée sur une liaison, quelle sera la qualité télégraphique si une voie téléphonique est chargée en voies télégraphiques ? Dans le cas d'équipements à modulation de fréquence, et en tenant compte de l'influence négligeable des interruptions de durée plus courte que celle du signal télégraphique élémentaire, on peut montrer [9] que la qualité télégraphique sera acceptable lorsqu'il est fait usage de diversité (figure 14).

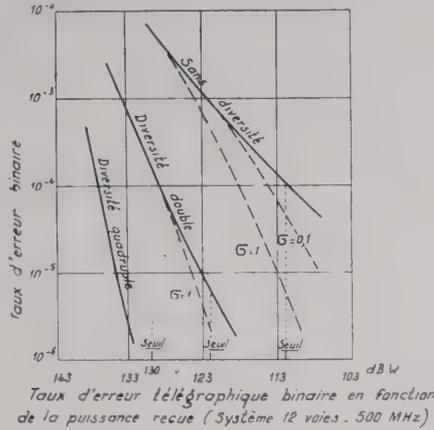


FIG. 14. — Qualité télégraphique sur une liaison transhorizon.

On peut entendre par qualité acceptable, en l'absence de recommandations internationales, un taux d'erreur binaire maximum de l'ordre de quelques 10^{-5} .

4. Performances actuelles et perspectives d'avenir des liaisons multiplex transhorizon

4.1. PERFORMANCES DES ÉQUIPEMENTS ACTUELS DE FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON

a) Les équipements, actuellement réalisés dans l'industrie française, utilisent la modulation de fréquence.

Dans un tel système, le signal multiplex téléphonique, où chaque voie occupe une largeur b kHz, occupe lui-même un spectre allant de f_m à f_M kHz. L'excursion de fréquence par voie peut être choisie avec une certaine préaccentuation-désaccentuation, telle que l'on ait les excursions Δf_m pour la voie f_m et Δf_M pour la voie f_M , soit une valeur quadratique moyenne efficace Δf_o (fig. 15). Le signal complexe a alors une excursion de fréquence crête Δf_c , qui peut être relié à Δf_o par un facteur de charge L (étudié par HOLBROOK et DIXON) [10].

$$\Delta f_c = L \Delta f_o$$

Pour un petit nombre de voies n , L peut être approximé par la droite du bas de la figure 15.

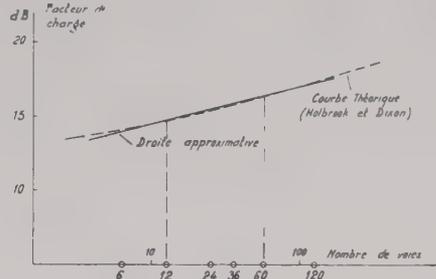
La bande passante B nécessaire pour la réception du signal multiplex peut être prise égale à :

$$B = 2 (f_M + \Delta f_c),$$

solution qui permet en général de limiter suffisamment le bruit d'intermodulation.

La puissance de réception correspondant au seuil de la modulation de fréquence est alors :

$$P_r = K T B F R$$



Facteur de charge d'un signal multiplex (Rapport de la valeur crête du signal multiplex à la valeur moyenne du signal élémentaire)

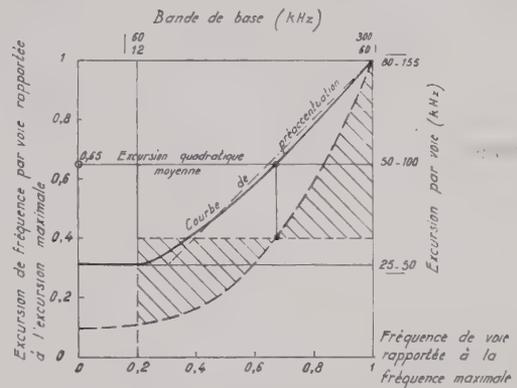


FIG. 15. — Éléments pour le calcul de la qualité téléphonique sur une liaison multiplex (Excursion de fréquence, facteur de charge).

F étant le facteur de bruit du récepteur, et R le rapport signal/bruit à l'entrée, correspondant au coude de la courbe de réponse du récepteur, au-dessus duquel la réponse est linéaire. Le rapport signal/bruit par voie correspondant à la voie la plus défavorisée est alors :

$$r = R \frac{B}{2b} \left(\frac{\Delta f}{f} \right)_m^2$$

l'indice m caractérisant la voie pour laquelle le rapport $\Delta f/f$ est minimal.

b) Considérons par exemple (fig. 16) le cas d'un équipement à 12 voies téléphoniques fonctionnant dans une bande de fréquence voisine de 500 MHz. On peut envisager les caractéristiques suivantes, qui correspondent aux spécifications adoptées par le C.N.E.T. :

bande de base $b = 3 \text{ kHz}$ $f_m = 12 \text{ kHz}$
 $f_M = 60 \text{ kHz}$
 excursion de fréquence quadratique moyenne
 $\Delta f_o = 50 \text{ kHz}$
 préaccentuation telle que $\Delta f_o = 0,65 \Delta f_M$
 bande passante $B = 650 \text{ kHz}$ ($L = 7,5$)
 facteur de bruit $F = 6 \text{ dB}$
 signal/bruit à l'entrée au seuil $R = 10 \text{ dB}$

d'où il résulte :

puissance de réception au seuil $P_r = 130 \text{ dBW}$
 signal/bruit pour la voie défavorisée au seuil
 $r = 35 \text{ dB}$

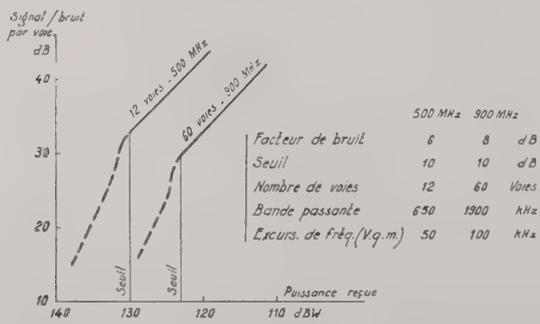
Si les autres caractéristiques sont les suivantes :

puissance d'émission 1 kW soit $P_e = 30 \text{ dB}$
 antennes paraboliques de diamètre 10 m, de gain
 isotrope $G = 30 \text{ dB}$
 pertes totales d'installation $p = -3 \text{ dB}$

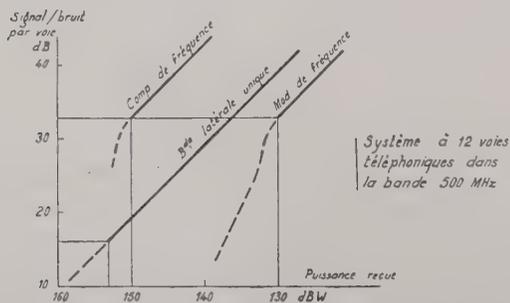
la marge de l'équipement, pour le rapport signal/bruit minimal de 35 dB (en supposant le bruit de diaphonie suffisamment faible) est :

$$M = 217 \text{ dB}$$

c) Considérons encore (fig. 16) le cas d'un équipement à 60 voies téléphoniques, fonctionnant dans



Performances des équipements de réception à modulation de fréquence



Comparaison des performances des systèmes de modulation (théorique)

FIG. 16. — Qualité téléphonique sur une liaison multiplex pour divers systèmes de modulation.

une bande de fréquence voisine de 900 MHz. On peut prendre les caractéristiques suivantes, correspondant également aux spécifications adoptées par le C.N.E.T. :

bande de base $b = 3 \text{ kHz}$ $f_m = 60 \text{ kHz}$
 $f_M = 300 \text{ kHz}$
 excursion de fréquence $\Delta f_o = 100 \text{ kHz}$
 préaccentuation telle que $\Delta f_o = 0,65 \Delta f_M$
 bande passante $B = 1\,900 \text{ kHz}$ ($L = 6,5$)
 facteur de bruit $F = 8 \text{ dB}$
 signal/bruit à l'entrée au seuil $R = 10 \text{ dB}$

d'où il résulte :

puissance de réception au seuil $P_r = 123 \text{ dBW}$
 signal/bruit pour la voie défavorisée au seuil
 $r = 30 \text{ dB}$

Si les autres caractéristiques sont les suivantes :

puissance d'émission 1 kW soit $P_e = 30 \text{ dBW}$
 antennes paraboliques de diamètre 10 m, de gain
 isotrope $G = 36 \text{ dB}$
 pertes totales d'installation $p = -3 \text{ dB}$

la marge de l'équipement, pour le rapport signal/bruit minimal de 30 dB, (en supposant le bruit de diaphonie suffisamment faible), est :

$$M = 222 \text{ dB}$$

d) En comparant ces valeurs avec les courbes d'affaiblissements de propagation de la figure 11, on voit que, pour une durée d'interruption de quelques heures par mois, en diversité quadruple ($m = 0 \text{ dB}$) l'équipement 12 voies ci-dessus permettrait de franchir un bond de l'ordre de 250 km, et l'équipement 60 voies de l'ordre de 200 km, et que, en diversité double ($m = 8 \text{ dB}$) la longueur des bonds serait de 200 km et 150 km. Ceci évidemment sous réserve que les valeurs correspondants des rapports signal/bruit soient compatibles avec les niveaux de bruit totaux imposés.

e) Pour augmenter la longueur des tronçons, on peut envisager diverses solutions. Une première solution consiste à porter la puissance émise à 10 kW. Ceci donnerait une augmentation de 10 dB sur la marge des équipements. Cette solution nécessite que la puissance électrique, qui était de quelques kVA pour un émetteur de 1 kW, soit augmentée jusqu'à plusieurs dizaines de kVA. Une autre solution est d'augmenter le diamètre des antennes, jusqu'à 20 m par exemple, ce qui représente déjà une installation complexe. Ceci donnerait une augmentation de marge de l'ordre de 10 dB (compte tenu de la perte de gain).

Pour évaluer le gain en portée correspondant, on peut noter que l'augmentation de l'affaiblissement de propagation est de l'ordre de 1 dB pour 10 km.

On voit donc que dans des conditions normales, la limite de portée d'un faisceau hertzien transhorizon à petit nombre de voies est de l'ordre de 400 km.

4.2. PERSPECTIVES D'AVENIR

Les performances indiquées dans le paragraphe précédent seront certainement améliorées dans l'avenir, et ceci en raison des progrès dans plusieurs directions.

a) Tout d'abord l'amplification paramétrique permettra de réduire le facteur de bruit des récepteurs, jusqu'à ce que le bruit prépondérant soit d'origine cosmique et non plus interne. Ceci apportera un gain de l'ordre de 5 à 7 dB suivant la fréquence.

b) Ensuite, le système de modulation peut être mieux adapté à la propagation transhorizon que la modulation de fréquence actuelle. On peut par exemple envisager l'utilisation de la bande latérale unique, qui présente l'avantage de ne pas avoir d'effet de seuil, et d'occuper une bande de fréquence moindre. Cependant, la réalisation d'équipements BLU pose des problèmes nouveaux : linéarité des amplificateurs et des démodulateurs pour limiter le bruit d'intermodulation, rendement du tube de puissance permettant de passer une puissance crête importante pour une puissance moyenne donnée, augmentation de l'intelligibilité à rapport signal/bruit égal par l'emploi d'un système tel que la compression-extension, etc.

Quel avantage peut-on attendre de la BLU, qui compense la complication des équipements ? Considérons le cas de l'équipement 12 voies à 500 MHz vu plus haut. Si le tube de puissance, pour une même puissance moyenne, n'est pas spécialement étudié pour supporter des puissances crêtes élevées sans distorsion, le gain provenant de ce côté est nul. Mais certains tubes sont déjà étudiés, qui permettent d'envisager des gains de l'ordre de 6 dB. Sur la puissance de bruit, au lieu de la bande passante à fréquence intermédiaire B , on ne doit considérer que le bruit dans une voie de largeur b , et le gain, de ce fait, est dans le cas présent de B/b , soit $650/3$ ou 23 dB. Quant au rapport signal/bruit par voie, il est égal au rapport signal/bruit à l'entrée. Mais la compression-extension permettra d'accepter des valeurs de 16 dB par exemple, dont l'intelligibilité sera comparable à des rapports du double, soit 32 dB, sans l'usage de compression-extension.

La figure 16 permet d'évaluer le gain total qui peut être obtenu dans le cas considéré par l'usage de la BLU. En raisonnant en affaiblissement de propagation, la portée des équipements pourrait être augmentée de plus de 100 km.

c) Un autre système de modulation qui peut être envisagé est la compression de fréquence. L'utilisation d'une contre-réaction en modulation de fréquence permet théoriquement [11], d'une part de réduire la bande passante du signal à $2b$

au lieu de B , ce qui abaisse d'autant la puissance correspondant au seuil, d'autre part d'augmenter, au-dessus du seuil, la valeur de rapport signal/bruit par augmentation de l'excursion de fréquence. Cependant, d'importantes difficultés se présentent, notamment dans la réalisation du circuit de contre-réaction. Un tel système a, jusqu'ici, été peu étudié, et la courbe de la figure 16 n'est que théorique.

d) Une amélioration des performances des faisceaux hertziens transhorizon peut encore être cherchée dans une autre voie, par adaptation des caractéristiques du système à celles du phénomène de propagation.

Il a été signalé plus haut, dans l'étude de la structure fine du phénomène de propagation, qu'un balayage rapide en fréquence faisait apparaître des « points brillants », c'est-à-dire à chaque instant des fréquences privilégiées pour lesquelles le niveau de réception est plus élevé. On peut songer à réaliser un système tel que, par une sélection automatique, le message soit transmis à chaque instant sur cette fréquence privilégiée. Le gain qui peut être attendu d'un tel système, sera important, si les « points brillants » sont effectivement beaucoup plus brillants que le fond. On conçoit qu'un tel système présente de nombreuses difficultés à résoudre, mais le gain escompté peut justifier de les aborder.

Ce raisonnement, valable pour un balayage en fréquence, l'est aussi pour un balayage en angle dans l'espace, ainsi qu'il a été signalé plus haut. Aussi, un système analogue au précédent dans son principe, peut être envisagé dans lequel ce serait l'antenne qui permettrait la sélection de l'angle d'arrivée privilégié.

e) La gamme des possibilités ouvertes par les faisceaux hertziens transhorizon, dans leur stade actuel, ou dans leur développement prochain, couvre une partie des besoins de liaisons multiplex transhorizon, pour lesquels aucune solution satisfaisante n'existait jusqu'alors [12]. Mais le développement des besoins en télécommunications est tel, qu'il faut déjà songer aux solutions d'un avenir plus lointain, qui constitueront un prolongement des faisceaux hertziens transhorizon.

Il semble que, dans cette voie, l'ère des satellites, ouverte en octobre 1958 par le premier spoutnik soviétique, soit riche de promesses [13]. Pour couvrir des distances plus considérables que celles correspondant aux faisceaux transhorizon, la possibilité de placer en un point du ciel une cible écho convenable, permet d'envisager la réalisation de liaison, utilisant la réflexion ou mieux le relais des ondes sur cette cible. Que cette cible soit fixe par rapport à la terre, (satellite de 24 heures), ou que le nombre des cibles permette statistiquement un écho suffisant, il est certain que le problème peut passer assez rapidement du stade des réflexions abstraites à celui des expériences concrètes. Ce sera peut-être là la solution de l'avenir pour les liaisons multiplex à très grande distance ; après les faisceaux hert-

ziens transhorizon prolongeant les faisceaux en visibilité, les faisceaux par réflexion sur satellite pourraient prolonger les faisceaux transhorizon.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BOITHIAS L., DU CASTEL F., ce N° de l'*Onde Electrique*.
- [2] RICE S.O., *Bell Syst. Techn. J.*, V 37, pp. 581-635, mai 1958.
- [3] cf. notamment en France, DU CASTEL F., MISME P., VOGÉ J., *Onde Electrique*, T 38, pp. 503-513, juillet 1958.
- [4] WATERMAN A.T., *Trans. I.R.E.*, AP6, pp. 338-340, octobre 1958.
- [5] SIMON J.C., résultats non publiés.
- [6] DU CASTEL F., MISME P., SPIZZICHINO A., VOGÉ J., *Ann. Télécomm.*, pp. 209-214, juillet-août 1958 ; pp. 265-270, septembre-octobre 1958 ; pp. 33-40, janvier-février 1959 ; et numéros suivants.
- [7] Les bandes de fréquence autour de 170, 500 et 900 MHz correspondent aux actuelles allocations des faisceaux hertziens transhorizon.
- [8] DU CASTEL F., MISME P., *Onde Electrique*, T 37, pp. 1049-1052, novembre 1957.
- [9] DU CASTEL F., MAGNEN J.P., *Annales Télécomm.*, T 14, pp. 93-103, mars-avril 1959.
- [10] HOLBROOK B.D., DIXON J.T., *Bell Syst. Techn. J.*, pp. 624-644, octobre 1939.
- [11] CHAFFEE J.G., *Bell Syst. Techn. J.*, V 18, pp. 404-437, juillet 1939.
- [12] Cf. en particulier, en ce qui concerne la Communauté franco-africaine l'article de A. PLUCHARD, dans ce numéro de l'*Onde Electrique*.
- [13] PIERCE J.R., KOMPFFNER R., *Proc. IRE*, V 47, pp. 372-380, mars 1959.
- [14] VOGÉ J., DU CASTEL F., *Echo des Recherches*, N° 35, pp. 22-33, 1959.

LE PROGRAMME D'ÉQUIPEMENT EN FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON DE L'ALGÉRIE ET DU SAHARA

par

le Commandant A.G. PLUCHARD

*Chef du Groupe Algérie-Sahara
au Centre National d'Etudes des Télécommunications*

1. — Introduction

Les événements de ces dernières années, troubles en Algérie, dénombrement et mise en valeur des richesses au Sahara, ont montré l'importance qu'il fallait attacher et l'urgence qu'il fallait apporter à la création d'un réseau de télécommunications *grande distance* à l'intérieur de ces territoires.

En effet, s'il est admissible que les militaires disséminés dans les oasis acheminent entre eux, sur courtes distances, par leurs propres moyens, toutes leurs communications opérationnelles et administratives ; si l'Administration des P.T.T. donne une certaine liberté aux équipes de prospection et plus généralement à tous ceux qui se déplacent dans le Sahara pour s'équiper, sous son contrôle, en moyens radioélectriques, il n'en reste pas moins indispensable, pour des raisons de qualité, de rentabilité et d'encombrement du spectre des fréquences que civils et militaires puissent utiliser, à la demande, un réseau reliant entre eux les centres vitaux, oasis du Sahara et grandes villes d'Algérie de Tamarrasset à Alger. La Direction des P.T.T. en Algérie et la Direction des Télécommunications de l'O.C. R.S. groupées dans le Comité de Télécommunications franco-africaines, ont organisé ce réseau avec le concours technique du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

Mettre en place des artères qui offriront à tous les utilisateurs la possibilité de se téléphoner aux moindres frais, avec rapidité, sécurité et qualité, tel est le but recherché. Pour cela, il faut rassembler tous les besoins des administrations civiles et militaires, des grandes sociétés ou entreprises et étudier un matériel, une infrastructure propre à les satisfaire.

2. — Importance des besoins

Avant de s'attacher à définir :

- Les spécifications techniques des matériels électroniques et d'énergie ;
- L'importance et la nature des infrastructures ;
- Les particularités de tous genres propres au climat saharien ;

il a été nécessaire d'établir l'ossature du réseau envisagé.

Il ne peut être question de développer dans ces pages le programme détaillé des liaisons africaines établi par le Comité des Télécommunications Franco-Africaines. En particulier, il ne sera pas fait état de ce qui concerne la Défense Nationale. Cependant, quelques grandes lignes suffiront pour montrer l'ampleur du programme et la nécessité d'utiliser des techniques modernes pour sa réalisation.

a) CAPACITÉ MOYENNE DES ARTÈRES

60 à 120 voies téléphoniques (zones côtières de l'Algérie).

12 à 36 voies téléphoniques (zone algérienne et Nord-Sahara jusqu'à l'axe El Golea-Timimoun).

4, 6 ou 12 voies téléphoniques (Sud Saharien).

b) LONGUEUR MOYENNE DES TRONÇONS

A l'intérieur de ces territoires les agglomérations sont séparées par des distances beaucoup plus longues qu'en Métropole, et plus l'on avance dans le Sud saharien, plus ces distances sont grandes. La longueur des tronçons varie ainsi de 150 à 350 kilomètres à travers des zones où les conditions de viabilité et parfois de sécurité sont précaires. Il est donc

très difficile, sinon impossible, d'implanter des stations-relais rapprochées.

c) LES GRANDS AXES DU RÉSEAU

Pour des raisons de sécurité, le réseau projeté est du type *quadrillé*.

Trois grandes *pénétrantes* suivant l'axe Nord-Sud relieront les villes suivantes :

Dans la partie la plus dense du réseau, des *transversales* Ouest-Est pourront former le quadrillage, par exemple :

1. — Oran - Relizane - Orléansville - Alger - Sétif - Constantine - Bone.
2. — Mecheria - Géryville - Aflou - Djelfa - Bou Saada - Biskra.

La carte de la fig. 1 a pour but de donner uniquement un ordre de grandeur des liaisons et une idée

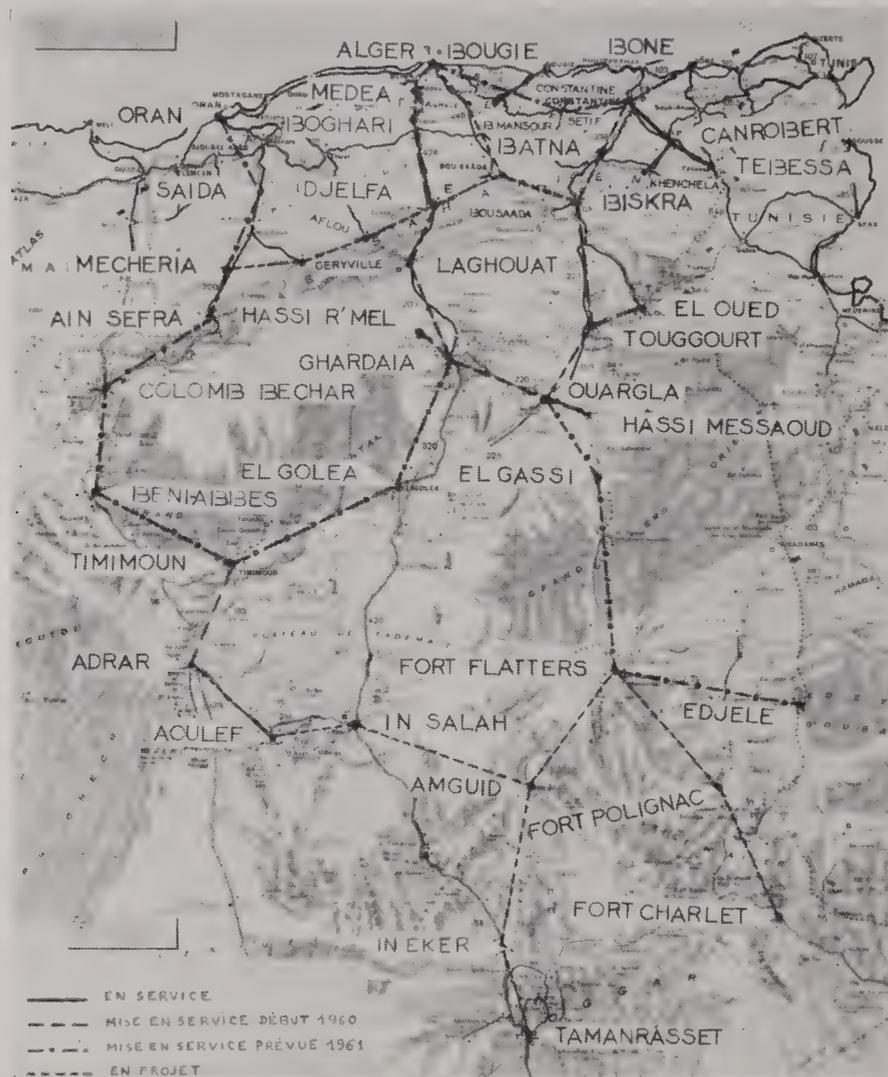


FIG. 1. — Projet d'équipement de l'Algérie et du Sahara en faisceaux hertziens transhorizon.

1. — Constantine - MacMahon - Batna - Biskra - Touggourt - El Oued - Ouargla - Hassi Messaoud - Fort Flatters - Edjele.

Prolongation prévue vers Fort Polignac et Djanet.

2. — Alger - Medea - Boghar - Djelfa - Laghouat - Ghardaia - Ouargla - El Golea - Timimoun.

3. — Oran - Saïda - Mecheria - Ain Sefra - Colomb Bechar - Beni Abbas - Timimoun - Adrar - Aoulef - In Salah.

Prolongation prévue vers Amguid et Tamanrasset.

générale du réseau. Les itinéraires qui y sont représentés sont susceptibles d'être modifiés au moment de la réalisation, pour tenir compte d'une mise à jour des besoins.

d) SÉCURITÉ DE FONCTIONNEMENT

Pour certains tronçons plus particulièrement utilisés au profit de la Défense Nationale ou devant par exemple assurer une couverture de navigation aérienne il peut être exigé une sécurité de fonctionnement de 99,9 %. Tandis que pour d'autres tronçons plus simplement mis à la disposition du réseau

public, pour des questions de rentabilité ou d'investissements dépassant les possibilités budgétaires, l'on est amené à accepter une sécurité moins grande sans toutefois descendre jamais au-dessous de 90 %.

3. — Choix du moyen de transmission et réalisation

Les besoins exposés ci-dessus exigent des solutions différentes de celles attachées aux télécommunications en Métropole. En effet, les questions de distances, de climat, d'énergie, de maintenance, de conditionnement des matériels, de viabilité doivent être traitées ici avec un esprit différent et donner lieu à des réalisations mieux adaptées aux besoins. Le C.N.E.T., chargé de mettre au point un moyen de transmission approprié a préconisé l'utilisation de la propagation des ondes radio-électriques ultracourtes au-delà de l'horizon. Cette théorie s'appuyant sur la propagation par diffusion troposphérique a déjà été exposée par M. DU CASTEL dans *l'Onde Electrique* de novembre 1957. Un article du même auteur donne, dans la présente revue, la situation actuelle des faisceaux hertziens transhorizon et leurs perspectives d'avenir.

Un effort conjugué du C.N.E.T. et des industriels a permis de mettre au point des matériels de ce type dans les bandes de 170 MHz, 450 MHz et 900 MHz, de manière à pouvoir satisfaire aux différents besoins du réseau africain.

Sur le plan des réalisations du programme voici quelques indications générales :

En service

- Beni Mansour - Bougie, 12 voies, 450/470 MHz.
- Constantine - Khenchela - Tebessa, 12 voies, 450/470 MHz.
- Ouargla - Hassi Messaoud, 12 voies, 156/174 MHz.

Mises en service en 1960

- Medea - Boghar - Djelfa - Laghouat - Ghardaia - Ouargla, 24 voies, 450/470 MHz.
- Constantine - Batna - MacMahon - Biskra - Tougourt - Ouargla, 12 voies, 156/174 MHz.

Mises en service prévues en 1961

- Alger - Setif - Constantine - Bone, 84 voies, 900 Mc/s.
- Oran - Saida - Mecheria - Ain Sefra - Colomb Bechar - Beni Abbes - Timimoun - 24 voies, 450/600 MHz.

D'autres liaisons à faible capacité seront probablement mises en service au cours des années 1960 et 1961.

4. — Particularités attachées au programme algéro-saharien

Dans les régions de l'Algérie et plus particulièrement du Sahara les matériels autant que les infrastructures doivent répondre à des conditions particulières que nous allons essayer de définir dans leurs grandes lignes.

a) LES MATÉRIELS

Le problème du climat

Les hautes températures altèrent les isolants organiques.

Le niveau particulièrement bas du degré hygrométrique de l'air pendant une grande période de l'année dessèche les isolants constitués de papiers imprégnés, les supports de lampes bakélisés, les rendant ainsi perméables à l'humidité des condensations nocturnes. Les isolants des fils sont eux aussi altérés et deviennent cassants. La porte est alors ouverte à l'humidité, aux fuites et aux courts-circuits.

Les vents de sable, dont les particules s'insinuent dans les dispositifs les plus étanches sont l'ennemi numéro un de toute machine tournante, des contacteurs d'énergie, des commutateurs, des relais, etc. La meilleure protection contre la haute température, la sécheresse et le sable semble être la mise en surpression des armoires à l'aide d'un air conditionné. Plusieurs matériels de ce genre à faible ou grande puissance sont en cours de réalisation sous le contrôle du C.N.E.T.

Le problème de l'énergie

Des statistiques établies en Métropole montrent que dans la plupart des liaisons hertziennes, le pourcentage des interruptions dues à l'énergie est nettement supérieur au pourcentage des interruptions dues aux incidents sur le matériel électronique.

En Afrique ce phénomène est encore plus affirmé à cause de la qualité toute relative du réseau d'énergie.

Il serait inutile de mettre au point et de payer cher des installations électroniques devant fonctionner à 99,9 % du temps si l'on n'apportait pas le même soin à l'atelier d'énergie qui doit les alimenter. C'est pour cette raison que les services du C.N.E.T. ont mené de pair l'étude de l'atelier d'énergie et du matériel électronique. En particulier les solutions permettant l'évacuation des calories, l'amélioration du degré hygrométrique de l'air, la protection contre le sable sont communes. D'autre part, la continuité de l'alimentation des appareils radio et la stabilité du courant étant assurés par un groupe à machines tournantes dit « à temps de coupure 0 » l'on est certain de faire travailler lampes et klystrons dans les conditions optima leur assurant ainsi une longue durée de fonctionnement.

Le problème de la maintenance

En raison des difficultés de recrutement du personnel (climat et vie de famille difficiles, éloignement, etc.) les centres de télécommunications sahariens manquent très souvent de techniciens nécessaires à leur maintien en bon fonctionnement. Là aussi, une étude particulière s'impose tant pour les installations techniques que pour l'organisation de l'exploitation (équipes itinérantes, dépôts de pièces détachées, etc.) en créant des stations télésurveillées de fonctionnement sûr et n'exigeant qu'un gardiennage. Pour faire face à ces difficultés, une société a

été constituée avec participation de l'Etat (société Télé-Sahara) de manière à prendre en charge l'exploitation des stations dans lesquelles le personnel de l'Administration ferait défaut.

b) L'INFRASTRUCTURE

Le choix des emplacements

Dans tous les cas, la phase initiale comporte un tracé cartographique du profil de la liaison (exécuté en utilisant des cartes à grande échelle) et un *tour d'horizon* de l'emplacement choisi : L'examen des relevés, parfois complété par des essais de propagation permet d'estimer les caractéristiques du matériel et l'importance de l'infrastructure.

Lorsque des bâtiments existants sont mis à la disposition de l'installateur, l'on constate souvent qu'ils ne remplissent pas les conditions de dégagement nécessaires à l'établissement d'une liaison convenable.

Il faut alors choisir un emplacement (voir fig. 2) en fonction de divers critères tels que :

- bon dégagement (obstacle proche ou lointain)
- forme et structure du terrain
- nature du sol
- alimentation en eau et énergie
- voies d'accès
- proximité d'une agglomération.



FIG. 2. — Prospection d'un emplacement de station au Sahara.

Pour trouver cet emplacement idéal en Algérie ou au Sahara, on se heurte à des difficultés propres aux conditions géographiques et politiques du pays, telles que :

- zones d'insécurité nécessitant une protection militaire de la station.
- terrains sablonneux impropres à la construction de bâtiments définitifs, dangers d'ensablement.
- voies d'accès et conduites d'eau très longues à réaliser.
- manque d'énergie, secteur électrifié de très mauvaise qualité.

Les pylônes et aériens

Actuellement, plus les distances à franchir en un seul bond sont longues (Sud Saharien) plus il est nécessaire d'avoir des émetteurs puissants ou des aériens à grand gain (panneaux de dipôles ou paraboles) donc de grande surface. Dans le premier cas, il faut utiliser des klystrons de forte puissance (très chers) et consommer beaucoup de kVA, dans le second cas il faut des massifs de béton importants supportant des pylônes habituellement du type auto-stable (non haubannés).

L'une ou l'autre des solutions sont trop chères par rapport au prix du matériel électronique d'une station.

Sauf cas exceptionnel, il est impossible d'envisager au Sahara la création de stations de forte puissance (10 kW). La solution de l'économie semble donc être du côté des aériens que l'on doit pouvoir alléger (pylônes légers haubannés, massifs de béton réduits ⁽¹⁾ et peut-être ramener à un seul exemplaire par direction, en utilisant la diversité de fréquence au lieu de la diversité d'espace.

Les bâtiments

Une station hertzienne comprend en principe :

a) Un bâtiment pour équipements techniques (matériel radioélectrique, multiplex, magasin, atelier).

b) Un bâtiment pour l'installation d'énergie (poste de transformation, groupe électrogène, régulation de secteur, distribution, source 48 volts).

c) Le logement du personnel fixe et des équipes de passage (dépanneurs).

d) Eventuellement, les locaux nécessaires aux militaires assurant la protection de la station.

Pour le réseau Algéro-Saharien, il a été nécessaire d'envisager 3 types de stations très distincts dont l'étude est actuellement menée en accord avec le C.N.E.T.

Le type « Fortifié »

Le bâtiment est en maçonnerie lourde.

Les parties *a*, *b*, *c* et *d* sont rassemblées sous la forme d'un bordj militaire, sans ouvertures extérieures autres que la porte d'entrée, de 40 mètres de côté, comportant deux étages et une cour intérieure.

Le type « Pavillons »

Les bâtiments sont en maçonnerie respectant au maximum l'architecture de style local.

Les parties *a* et *b* sont toujours séparées.

La partie *c* est soit séparée, soit accolée à la partie *a*.

La partie *d* est, soit inexistante soit réduite à un simple local destiné à abriter un piquet de garde.

L'ensemble des bâtiments est clos par un grillage, avec réseau de barbelés et éclairage de protection.

(1) Le mètre cube de béton coûte à Timimoun 800 NF (80 000 F) un pylone exige environ 40 mètres cubes.

NOTA : Pour des questions d'urgence, certaines stations ont été réalisées provisoirement avec des bâtiments préfabriqués. Lorsque les bâtiments définitifs seront construits, il faudra effectuer le transfert des matériels, opération onéreuse et pleine d'embûches pour le fonctionnement du réseau. Cette méthode devrait pouvoir être abandonnée.

Le type « Containers ». (Etude C.N.E.T.)

La station est composée de *containers* de 5,40 m × 2,90 (soit 15 m² de surface) constitués d'une ossature métallique rigide montée sur « skids » avec cloisons doubles remplies de matériau isolant (laine de verre, polyester ou polystyrène expansé). Le revêtement extérieur est métallique (aluminium).

Pour une station à faible capacité, la partie *a* comprend 2 *containers* (matériel électronique et atelier-magasin), les parties *b* et *c* chacune un *container*.

L'équipement intérieur est entièrement exécuté en usine, les différents câblages et branchements sont prévus d'origine.

La station, composée de 4 *containers* et de ses accessoires doit constituer une *unité collective* complète, et pouvoir être déplacée facilement. Sa manutention se fait sans engin de levage.

c) LES ESSAIS DE PROPAGATION

La définition des différentes liaisons du réseau nécessite une suite d'essais de propagation. La mise

en place des équipes à l'emplacement des futures stations et les travaux de mesure de champ sont sous-traités à des entreprises qui les effectuent sous le contrôle d'ingénieurs du C.N.E.T. Le dépouillement des résultats et leur interprétation sont effectués dans les laboratoires du C.N.E.T.

Ces essais peuvent se classer en deux catégories A et B.

Essais de type A.

Ils sont en principe de longue durée (4 à 5 semaines) et répétés à des saisons différentes sur un même axe caractéristique d'une région donnée. Le but principal de ces essais est de recueillir le maximum d'informations scientifiques de manière à connaître si possible les constantes afférentes aux variations saisonnières de la propagation en atmosphère surchauffée dans la région considérée.

Essais de type B.

Ils sont en principe de courte durée (1 semaine environ).

Leur but est de lever un doute ou une incertitude qui ne peut l'être par les connaissances théoriques ou expérimentales actuelles. Ce sont des essais de « jalonnage électromagnétique » des liaisons dont l'intérêt scientifique est réduit.

LES LIAISONS TRANSHORIZON. CONDITIONS D'UTILISATION ET PERFORMANCES RÉALISABLES ⁽¹⁾

PAR

R. CABESSA

Directeur de la Division « Systèmes Electroniques »
à la Société Le Matériel Téléphonique

1. Phénomène mis en jeu

C'est en février 1952 que le « National Bureau of Standards » confirmait officiellement qu'en mesurant le champ d'émetteurs VHF ou UHF puissants à des distances bien au-delà de l'horizon, on constatait l'existence de champs faibles mais stables que n'expliquait aucune théorie de propagation existante. Les faits expérimentaux constatés, accumulés sur une période de dix années, étaient les suivants :

Pour toutes les ondes radioélectriques transmises par la troposphère, les conditions de propagation en espace libre sont réunies jusqu'à une distance correspondant à l'horizon visible de l'antenne de l'émetteur. Au-delà commence la zone de diffraction. Dans cette zone, l'atténuation dépend de la fréquence, mais, suivant la théorie de diffraction, elle atteint des valeurs élevées ; par exemple : à une distance de 600 kilomètres au-delà de l'horizon, la valeur d'atténuation calculée à 2 000 MHz serait de 700 décibels supérieure à la valeur calculée en espace libre si l'obstacle dû à la terre était supprimé. Un signal aussi faible est évidemment inexploitable. Les résultats expérimentaux mesurés faisaient état, au contraire, d'atténuation sensiblement constante de l'ordre de 80 à 100 décibels en-dessous de l'atténuation en espace libre pour des fréquences comprises entre 50 et 5 000 MHz. En utilisant des puissances élevées à l'émission (10 kilowatts), des antennes de grand diamètre (20 mètres) et des récepteurs à bande étroite, il devenait possible d'exploiter ce phénomène pour assurer des communications point à point au-delà de l'horizon dans la bande des fréquences VHF et UHF.

Plusieurs théories ont été formulées, mais aucune n'explique encore ce phénomène de façon parfaitement satisfaisante. C'est donc uniquement sur la base de résultats de propagation que l'on a pu tracer des abaques qui permettent de calculer, pour les nouvelles liaisons, l'atténuation de propagation probable sur un parcours donné.

⁽¹⁾ Conférence faite le 10 janvier 1959 devant la Société des Radioélectriciens.

Des expériences faites avec un émetteur puissant et un grand nombre de récepteurs éloignés progressivement de l'émetteur mettent bien en évidence une courbe d'atténuation moyenne composée de trois courbes :

a) Atténuation en espace libre, proportionnelle au carré de la distance jusqu'à l'horizon optique (avec renforcement et diminution locale de champ dus à la réflexion sur le sol).

b) Atténuation supplémentaire, de diffraction égale à 0,4 décibel par kilomètre à 50 MHz, de 0,8 décibel à 500 MHz et de 1,4 décibel à 3 000 MHz, jusqu'à une perte supplémentaire de 40 à 50 décibels.

c) Atténuation supplémentaire, de pente sensiblement indépendante de la fréquence, de l'ordre de 0,08 décibel par kilomètre au-delà de l'horizon et de valeur absolue croissant avec la fréquence à raison de 9 décibels par décade environ.

La figure 1 montre ce phénomène typique et sa dépendance avec la fréquence.

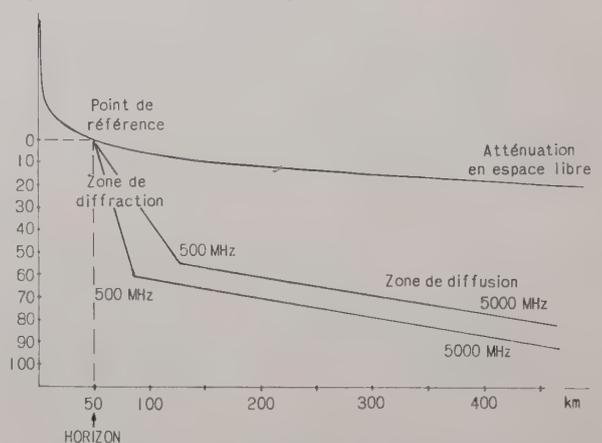


FIG. 1. — Valeur de l'atténuation moyenne en fonction de la distance en climat tempéré.

Cependant, bien que relativement stable, ce champ de diffusion subit des variations de niveau considérables, que l'on a classées en :

a) grandes variations d'atténuation par rapport

à la moyenne mensuelle durant une heure à plusieurs jours et atteignant 30 décibels, auxquelles se superpose une distribution gaussienne des moyennes horaires avec une déviation standard de 8 décibels, pour une distance de 200 km environ ;

b) variations journalières d'atténuation moyenne d'amplitude atteignant + 20 décibels (atténuation plus grande la nuit que le jour), pour la même distance ;

c) variations saisonnières d'atténuation atteignant + 12 décibels pour des distances de 200 à 300 kilomètres en climat tempéré, l'atténuation étant plus grande en hiver qu'en été ;

d) une décroissance de l'amplitude de ces variations d'atténuation avec l'accroissement de la longueur du trajet ;

e) une variation rapide de l'atténuation autour de sa valeur moyenne, suivant la loi de Raleigh.

Il est très important de pouvoir relier à un phénomène physique ces variations d'atténuation, puis-que leurs valeurs extrêmes déterminent finalement la puissance à mettre en jeu et l'espacement à respecter entre deux stations fonctionnant sur la même fréquence et ne devant pas interférer entre elles, pour obtenir une qualité de transmission donnée.

On ne doit pas perdre de vue que le phénomène mis en jeu fait intervenir uniquement la troposphère, contrairement aux liaisons par faisceaux hertziens en quasi-visibilité ou par diffraction qui font intervenir la nature du sol. Il est donc vraisemblable que la variation de l'indice de réfraction de l'atmosphère n est un facteur déterminant important.

Les résultats d'expériences effectuées durant ces dix dernières années dans les régions tempérées ont établi que :

1. Les grandes variations d'atténuation (30 décibels) survenant irrégulièrement pendant de courtes périodes irrégulières (une heure à quelques jours) sont dues à des variations de gradients atmosphériques (ΔN), les gradients normaux (courbe A,

gradients élevés donnant des rayons courbés vers le bas donc de faibles pertes (C). A la limite, le rayon suit la courbure de la terre et on a le phénomène de super-réfraction, cause des interférences les plus sévères (D).

2. Les variations journalières et saisonnières de l'atténuation, ainsi que la variation gaussienne de la moyenne horaire, sont causées principalement par la variation de l'indice de réfraction n à la surface de la terre, les grandes valeurs de l'indice modifié $N = (n - 1) 10^6$ correspondant à des pertes faibles (saison chaude et humidité) et les faibles valeurs à des pertes élevées (hiver et nuit). Il semble que, en climat tempéré, la variation mensuelle de l'indice de réfraction à la surface de la terre (N) et la variation mensuelle du gradient atmosphérique entre 0 et 1 000 mètres (ΔN) soient en corrélation, si bien que la connaissance, soit de N , soit de ΔN permet de calculer assez bien les variations saisonnières de l'atténuation.

3. La décroissance de l'amplitude de ces variations avec la distance peut provenir d'une variation moins grande du gradient ΔN , non pas au voisinage de la terre mais dans le volume de diffusion au fur et à mesure que ce volume intéresse des couches plus hautes de l'atmosphère, donc que la distance croît.

4. La variation rapide du signal autour de sa valeur moyenne (suivant la loi de Raleigh) provient du grand nombre de trajets différents susceptibles d'être suivis simultanément, donnant lieu à des annulations ou renforcements locaux de champ avec une période qui peut atteindre une fraction de seconde. Cette variation (et cette variation seule) est réduite par l'utilisation de réception en diversité double ou même quadruple si nécessaire.

Les variations de l'indice de réfraction modifié N et ΔN s'expriment ainsi :

$$N = (n - 1) 10^6 = \frac{79}{Tk} \left(P - \frac{e}{7} + \frac{4800 e}{Tk} \right)$$

$$\Delta N = N_{\text{surface}} - N_{1\,000 \text{ mètres}}$$

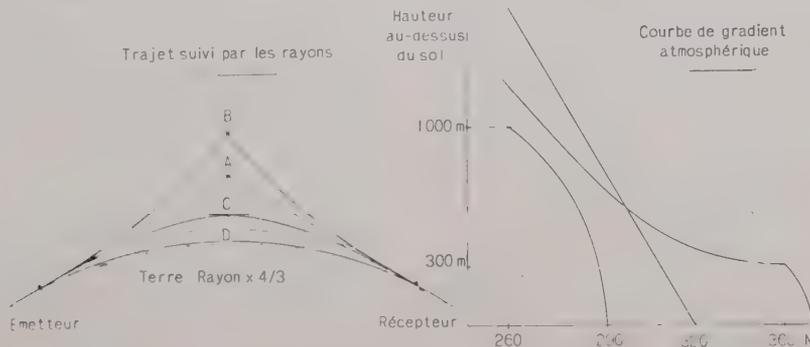


FIG. 2. — Relation entre l'atténuation et le gradient ΔN de l'indice atmosphérique entre le niveau de la mer et 1 000 mètres.

$\Delta N = 11$ unités pour 100 mètres) correspondant à l'atmosphère standard, les faibles gradients donnant des rayons courbés vers le haut donc de grandes pertes (B) liées à un grand angle de diffusion, les

où :

Tk = la température absolue (comprise entre 200 et 320°).

P = la pression en millibars (comprise, à la surface de la terre, entre 990 et 1030 avec des valeurs extrêmes de 900 et 1060 pour des cyclones et anti-cyclones).

e = tension partielle de la vapeur d'eau en millibars = esH , avec :

es = tension maximum de la vapeur d'eau en millibars.

H = taux d'humidité relative, qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1.

N varie entre 240 (régions sèches et froides) et 400 (zones tropicales).

ΔN varie entre -30 (régions sèches et froides) et -50 (hiver) ou -70 (été) dans les zones tropicales.

L'indice N est la somme de deux termes :

- un terme P , dit *terme sec*, dont l'influence est prédominante aux basses températures (régions tempérées en hiver ou régions désertiques); il détermine les variations journalières de N , mais n'a pas d'influence sur ΔN .

un terme $-\frac{e}{7} + \frac{4800 e}{Tk}$, dit *terme humide*, dont

l'influence est prédominante l'été dans les régions tempérées et, en toutes saisons, dans les régions tropicales. C'est lui qui est la cause principale des variations saisonnières de l'indice, car il détermine la grandeur du cycle journalier d'échange de chaleur entre le sol et la haute atmosphère (1 000 m).

Dans les climats froids, le gradient de l'indice ΔN sera à peu près constant, tandis que, dans les climats chauds ou tempérés, il sera lié aux variations d'humidité.

Dans les climats chauds ou tempérés où le terme « humide » est prédominant, il est commode d'introduire comme variable le *point de rosée* : température pour laquelle l'atmosphère, chargée de la même humidité mais convenablement refroidie, aurait un taux d'humidité de 100 %.

On voit donc que les courbes d'atténuation moyenne doivent être corrigées pour tenir compte de ces variations en fonction de la température, de la pression et de l'humidité (cf. figure 3). La connaissance de la valeur mensuelle de N ou mieux de ΔN ,

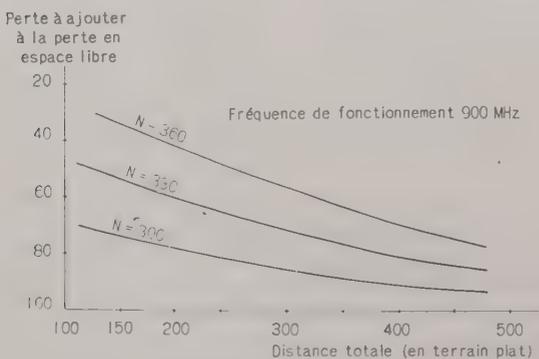


Fig. 3. — Résumé de résultats de propagation montrant la relation entre la moyenne mensuelle de l'atténuation de propagation et de la valeur moyenne de l'indice de réfraction au niveau de la mer exprimée en unités $N = (n - 1) 10^6$.

relevée sur plusieurs années, permet de calculer l'atténuation moyenne pendant le mois le plus défavorable. Qualitativement, on peut dire que les pertes sont particulièrement élevées dans les régions arctiques et désertiques et dans les zones d'altitude élevée, et particulièrement faibles dans les régions tropicales. En climat tempéré, elles sont plus fortes l'hiver que l'été, plus forte en zone montagneuse qu'en plaine et plus faibles sur mer chaude qu'en plaine.

La courbe figure 4 permet de calculer, en fonction du point de rosée, le nombre de décibels dont il faut décaler la courbe de pourcentage de temps pendant

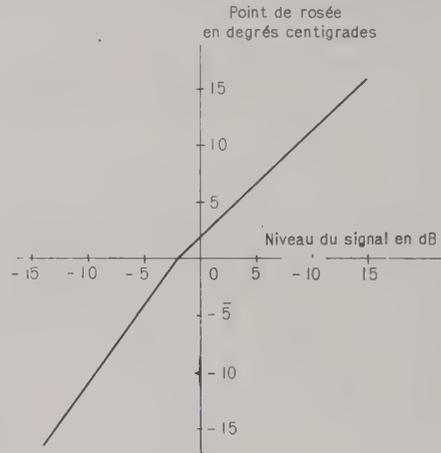


Fig. 4. — Relation entre la moyenne mensuelle de l'atténuation et le point de rosée en climat chaud ou tempéré.

lequel l'atténuation de propagation est inférieure à une certaine valeur, pour tenir compte des conditions météorologiques existant au moment où sont effectués des essais de propagation. On peut ainsi en déduire les évanouissements de propagation à prévoir pendant les hivers les plus rigoureux.

2. Application à l'établissement de liaisons

Maintenant que, sans connaître exactement la cause du phénomène mis en jeu, nous voyons comment il se produit et à quelles lois il obéit, la question se pose de savoir comment il peut être utilisé pour établir des liaisons.

2.1. SCHÉMA A UTILISER

L'établissement du projet d'ensemble pose naturellement les problèmes les plus délicats. Nous avons vu que l'on disposait maintenant d'abaques confirmées par l'expérience permettant de prédire avec une assez bonne exactitude l'atténuation de propagation dépassée pendant un pourcentage de temps donné pendant le mois le plus défavorable, en fonction de la fréquence et de la distance de non-visibilité, mais aussi en fonction des données climatologiques relevées pendant les 10 années précédentes. Pour les très faibles pourcentages de temps que l'on doit considérer, il est nécessaire de combiner les évanouissements à long terme et les évanouissements à court

terme (en prenant la racine carrée de la somme des carrés des deux termes) et de diviser le pourcentage de temps total très faible, pendant lequel le niveau de bruit psophométrique atteint les 100 000 picowatts alloués au circuit de 2 500 km, par le nombre des sections considérées. L'ordre de diversité, qui n'agit que sur l'évanouissement à court terme, sera choisi, ainsi que l'indice de modulation, de façon à ce que les objectifs de qualité pour la téléphonie (valeur moyenne de rapport signal/bruit minimum) et pour la télégraphie (pourcentage de caractères erronés inférieur à 3×10^{-5} pendant 99 % du temps, ces erreurs étant dues à un niveau de réception inférieur au seuil de fonctionnement de l'équipement) soient les mêmes.

Mais les pourcentages d'interruptions causées par des conditions de propagation extrêmes risquent d'être faibles par rapport à ceux entraînés par les pannes d'équipements, d'alimentation en énergie ou par une maintenance maladroite. La seule méthode efficace pour supprimer radicalement ces troubles est de disposer de deux liaisons utilisant des équipements indépendants. Cette condition, liée à la nécessité d'opérer en diversité quadruple, pour améliorer le seuil de fonctionnement de l'équipement, conduit au schéma suivant, le plus économique et le plus sûr :

A chaque extrémité de la liaison, deux émetteurs débitent chacun sur une antenne séparée. A la réception, de chaque côté, quatre récepteurs couplés, deux à une antenne d'émission et deux à une antenne de réception, reçoivent les signaux ayant suivi quatre chemins différents, réalisant ainsi une réception en diversité quadruple (fig. 5).

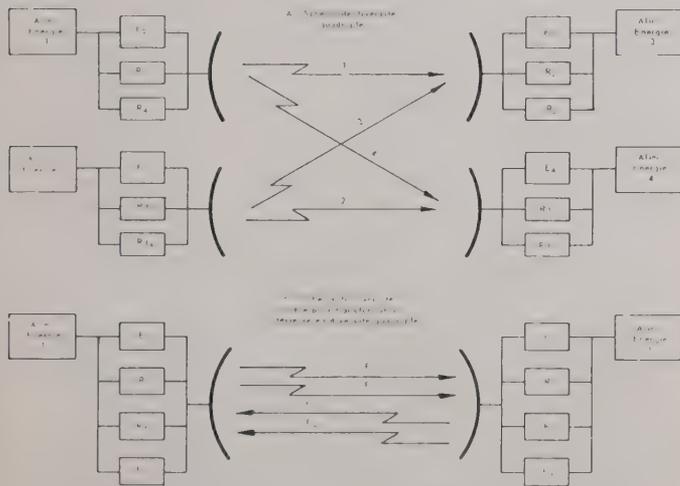


FIG. 5. — Deux schémas de réception en diversité. A : Diversité quadruple, B : Diversité double en fréquence.

Naturellement, pour séparer les signaux reçus sur une antenne et provenant de deux émetteurs distincts, il est nécessaire d'utiliser des fréquences différentes (ou peut-être simplement des polarisations différentes si l'expérience confirme que celles-ci se conservent suffisamment au cours de la transmission).

Si les ensembles fonctionnant sur chaque antenne séparée sont alimentés par des groupes d'énergie différents (dont la puissance utile pourra être réduite de moitié), une panne quelconque affectant la liaison ne pourra avoir d'autre effet que de réduire la diversité d'ordre 4 à une diversité d'ordre 2, réduisant très légèrement la qualité de la liaison sans l'interrompre. Ce schéma est le seul valable, tout système mettant en jeu une commutation se révélant impraticable avec des émetteurs de puissance.

2.2. PLAN DE FRÉQUENCES

Une source d'interférence particulièrement à craindre a pour origine les autres stations du réseau. En effet, alors que dans un faisceau hertzien classique l'horizon visible de l'antenne et 100 km au-delà dans la direction de propagation constituent les seules zones où des précautions doivent être prises, pour réutiliser les mêmes fréquences ; dans un réseau employant la propagation par diffusion où les équipements admettent des atténuations de propagation de 100 dB supérieures, la directivité des antennes d'émission et de réception ne suffit pas à assurer le découplage nécessaire entre stations fonctionnant sur la même fréquence ; on est conduit à allouer les fréquences de ces liaisons sur le modèle des stations de radiodiffusion, en s'imposant une distance minimum de l'ordre de 600 km entre stations utilisant la même fréquence et dont les faisceaux d'antenne ne se croisent pas. Cette exigence jointe à celle de disposer de quatre fréquences par tronçon pour réaliser la diversité quadruple conduit à réserver, sur une base internationale, des bandes exclusives de fréquences de l'ordre de 150 Mégahertz pour allouer les canaux nécessaires à l'établissement d'un réseau non maillé transmettant seulement une soixantaine de circuits.

2.3. OBJECTIFS DE QUALITÉ

Pour que les circuits satisfassent aux recommandations du CCIR, le rapport signal/bruit moyen par section de 200 km doit être de l'ordre de 61 dB pendant le mois le plus défavorable, ce qui, en modulation de fréquence d'indice unité, avec un récepteur de facteur de bruit 8 dB, signifie une puissance moyenne de signal reçu égale à 97 dB en-dessous de 1 watt en moyenne. Si on transmet 36 voies, le seuil de l'équipement sera à peu près à 30 dB en-dessous (127 dB en-dessous du watt) valeur qui doit être atteinte 0,01 % du temps sur chaque section pour que la condition de transmission télégraphique : taux d'erreurs à 3×10^{-5} pendant 1 % du temps, soit respectée. (Ce chiffre moins difficile à atteindre que celui fixé par le CCITT — 3×10^{-5} pendant 0,1 % du temps — correspond à l'objectif de différentes Administrations).

Un calcul simple montre que :

- une puissance émise de 10 kW : + 40 dB
- un gain d'antenne de 20 m de 42 dB à 900 MHz : + 84 dB

- une perte de gain dans les 2 antennes due à la distance de 200 km : — 4 dB
- une perte dans les feeders de : — 2 dB
- le niveau moyen signal de reçu : + 97 dB (niveau min.) — 127 dB)

donnent une atténuation entre antennes isotropes de 215 dB maximum

Si on retranche l'atténuation antennes isotropes sur 200 km en espace libre :

$$\frac{16\pi^2 d^2}{\lambda^2} : \quad \text{— 138 dB}$$

il reste l'atténuation moyenne permise en-dessous de l'espace libre pendant le mois le plus défavorable — 77 dB (et 0,01 % du temps 107 dB)

L'emploi de puissances de 1 kilowatt et d'antennes de 10 mètres de diamètre ne permet qu'une atténuation moyenne sur un mois de 185 dB ou 57 dB en-dessous de l'espace libre et une atténuation maximum de 87 dB. La courbe figure 6 montre que la

la différence de prix d'établissement de ces liaisons. On sait, et les journaux en ont abondamment parlé, que les liaisons transhorizon ont été largement utilisées pour établir les réseaux de sécurité qui relie la chaîne de radars destinée à protéger l'Amérique de possibles incursions ennemies : Dew Line dans le Nord, White Alice en Alaska, Texas Towers sur le front de mer, etc. et dont le correspondant européen sera le réseau Norvège-Turquie en cours d'établissement. Ces applications seules suffiraient à donner une place de tout premier plan à ces liaisons. Mais pour des liaisons civiles les impératifs économiques sont primordiaux. Doit-on renoncer à ces liaisons ou renoncer à obtenir la qualité téléphonique désirable ?

Ce problème n'a pas échappé aux organismes internationaux du CCIR, dont la Conférence Plénière de Los Angeles (mars 1959) a admis dans son rapport N° 135 que, dans les cas où il n'est pas possible, pour des raisons techniques ou économiques, de satisfaire aux objectifs concernant le bruit sur les faisceaux hertziens en visibilité directe, on recommande de se fixer comme objectif une puissance psophométrique moyenne de 17 500 picowatts en un point de niveau relatif zéro qui ne pourrait être dépassé que pendant les périodes où la liaison est soumise à des conditions de propagation très défavorables (ceci correspondrait dans la plupart des cas à bien moins de 10 % du temps).

Cette recommandation du CCIR doit permettre aux administrations, et en particulier à la nôtre,

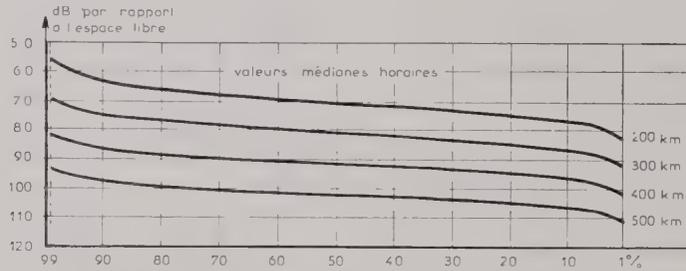


FIG. 6. — Courbe d'évanouissement à long terme en fonction du temps pour le mois le plus défavorable en climat tempéré.

marge d'atténuation de 77 dB en moyenne et 107 dB au maximum est bien nécessaire pendant le mois le plus défavorable, ce qui doit normalement conduire à prévoir des puissances de 10 kW et des antennes de 20 mètres de diamètre en quadruple diversité (cf. fig. 6) pour des sections de 200 km de non-visibilité en moyenne.

Le revers de la médaille est évidemment qu'une telle station relais troposphérique 10 kW à diversité quadruple coûte près de dix fois plus cher qu'une station de liaison par faisceaux hertziens. La division par 10 du nombre de circuits transportés n'est pas compensée par la division par 4 du nombre de stations et finalement le prix du kilomètre-circuit est 25 fois plus élevé pour les liaisons troposphériques que pour les liaisons par faisceaux hertziens classiques à grand nombre de circuits.

Il existe un certain nombre d'applications non commerciales où la réduction du nombre de stations est un objectif si important qu'il suffit à compenser

d'établir dans des pays d'accès difficile, telle l'Afrique où le réseau de communications est insuffisamment développé, les circuits téléphoniques indispensables à la vie économique du pays, en utilisant des puissances rayonnées de 1 à 2 kW seulement. Doit-on en conclure que cette position est définitive et que les recommandations de qualité du CCITT sont une chose et la qualité réalisable en pratique une autre ? Ce serait une dangereuse illusion.

Il ne faut pas oublier, en effet, que la qualité téléphonique recommandée par le CCITT résulte d'une expérience de plusieurs dizaines d'années. L'augmentation des distances à franchir pour permettre l'interconnexion des réseaux téléphoniques des différents continents conduit à se fixer des objectifs toujours plus difficiles auxquels permettent d'ailleurs d'accéder les progrès de la technique. En examinant les possibilités et les limitations des liaisons radio par diffusion, il ne faut pas oublier les possibilités de son confrère le plus ambitieux, le câble à répéteur

incorporé qui, après avoir démontré qu'il pouvait relier l'Amérique à l'Europe et l'Europe à l'Afrique, se prépare à franchir les déserts et à contourner par la mer les forêts et la jungle. Le Royaume Uni de Grande Bretagne a déjà décidé de se relier à ses dominions par un câble presque entièrement sous-marin qui fera le tour du monde.

Le raisonnement simpliste : une liaison téléphonique de qualité réduite, assurée 97 % du temps est très suffisante dans un pays dépourvu actuellement de communications téléphoniques n'est pas convaincant car, dans quelques années, l'habitude de téléphoner ayant été créée, les abonnés deviendront aussi exigeants qu'en d'autres pays. De plus, la télégraphie et la téléphonie automatique, qui doit se développer rapidement dans les campagnes, ne souffrent aucune interruption de durée supérieure à 5 millisecondes.

Ce n'est donc qu'à titre provisoire qu'on peut se fixer des objectifs de qualité réduite.

2.4. OBJECTIFS PROVISOIRES DE QUALITÉ RÉDUITE

Avant de se fixer ces objectifs, il faut considérer soigneusement les courbes expérimentales d'évanouissement en fonction du temps.

1° Si on considère la figure 6 donnant l'atténuation en fonction de la distance en climat tempéré, le mois le plus défavorable ($N = 300$), on voit qu'une réduction de distance de 300 kilomètres à 150 kilomètres ne réduit l'atténuation permise par les équipements que de 10 à 12 dB. Il n'est donc pas possible de réduire économiquement la distance entre stations pour diviser la puissance émise par 10.

2° En climat tempéré, les variations saisonnières peuvent atteindre 15 dB. Il faut donc calculer la liaison sur le mois le plus mauvais sous peine de voir la liaison coupée en hiver (cf. fig. 4).

3° Si on considère maintenant la courbe d'évanouissement à long terme en fonction du temps (fig. 6), on s'aperçoit que, pour passer d'un pourcentage de temps d'interruption de 1 % à 0,1 % par section, il faut accroître la marge de sécurité de 4 à 5 dB, et encore autant pour passer de 0,1 à 0,01 %. La réduction de 10 kW à 1 kW de la puissance rayonnée conduira donc à multiplier par 100 le pourcentage d'interruptions.

4° Si on considère de plus la courbe d'évanouissement à court terme qui obéit à la loi de Rayleigh (fig. 7) et dont les fluctuations sont réduites par l'emploi de réception diversité, le seuil de réception télégraphique, à partir duquel le taux d'erreurs de caractères dépasse la valeur de 3×10^{-4} considérée comme limite tolérable, se produit pour un rapport porteur sur bruit du limiteur du récepteur de :

30 dB sans réception diversité,

17 dB avec réception en diversité double,

10 dB avec réception en diversité quadruple,

(ceci en supposant une transmission de 24 voies télégraphiques à déplacement de fréquence, de puissance moyenne 6 μ W par voie télégraphique, transmise simultanément sur une voie téléphonique d'un équipement FM 36 voies d'indice de modulation 1, de largeur de bande, 1,2 MHz environ).

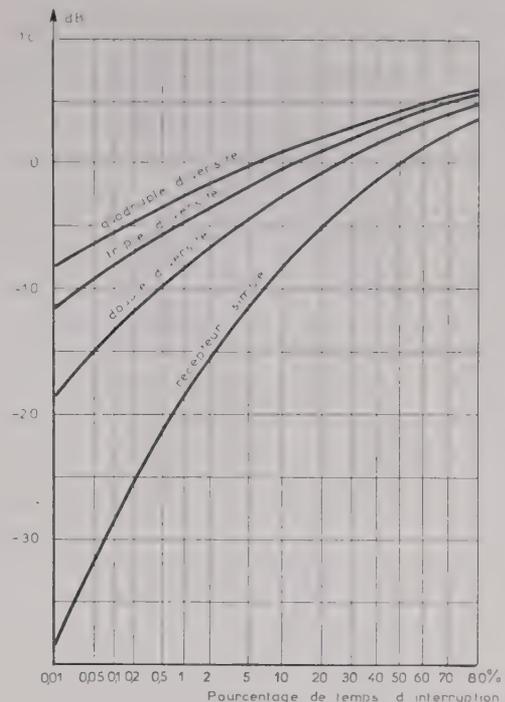


Fig. 7. — Courbe d'évanouissement à court terme en fonction de l'ordre de diversité utilisé.

On voit donc que la réception en diversité quadruple permet seule de faire coïncider le seuil de réception télégraphique et téléphonique (un rapport porteur/bruit de 10 dB correspondant à un bruit psophométrique, dans la voie téléphonique la plus défavorisée, d'un million de picowatts environ, maximum tolérable).

Compte tenu de ces données, si pour des raisons économiques on désire réduire le coût de premier établissement de la liaison en réduisant la puissance émise et le nombre d'émetteurs et d'antennes dans un pays d'accès difficile et dépourvu de communications, il faudra néanmoins choisir les sites de façon à obtenir la qualité recommandée par le CCITT en se basant sur l'emploi d'une puissance de 10 kilowatts émise et d'antennes fonctionnant en diversité quadruple, quitte à n'installer d'abord que des émetteurs de 1 kilowatt et, à chaque extrémité, une seule antenne de grande dimension définitive fonctionnant en diversité de fréquence double (cf. figure 5). D'ailleurs, les progrès de la technique devraient permettre, dans quelques années, de gagner les 10 décibels nécessaires sur la sensibilité du récepteur troposphérique. En rajoutant à chaque extrémité une antenne, des têtes HF de récepteur à sensibilité accrue et deux récepteurs diversité supplémentaires, il sera possible d'obtenir la qualité recommandée par le CCITT pour les circuits sur câble, sans modifier profondément les équipements.

L'établissement de liaisons troposphériques procurant des circuits téléphoniques est donc économiquement justifié dès maintenant si on se fixe des objectifs de qualité réduite, et dans quelques années pour des circuits de qualité conforme aux recommandations du CCITT.

3. Réalisations et perspectives d'avenir

Quelques chiffres montreront l'importance qu'ont déjà acquise les liaisons par diffusion troposphérique. Outre la « Dew Line » dans l'extrême Nord et les « Texas Towers » en plein Atlantique établies pour des fins uniquement stratégiques, l'Amérique a construit depuis 1956 et ouvert à l'exploitation en 1958 l'important réseau « White Alice » d'Alaska qui répond à la fois aux besoins stratégiques du haut commandement, aux besoins locaux de la défense nationale et aux besoins téléphoniques et télégraphiques des populations civiles d'Alaska.

Ce réseau, établi dans la bande de fréquences des 900 MHz comporte 4 500 kilomètres de liaisons troposphériques de capacité 60 à 120 voies. Il comporte 6 tronçons équipés d'émetteurs d'un kilowatt et d'antennes de 10 mètres, et 17 tronçons équipés d'émetteurs de 10 kW et d'antennes de 10 mètres. La distance moyenne entre stations est de 200 kilomètres et la distance maximum 270 km. Bien que les performances obtenues pour les liaisons téléphoniques soient en moyenne en parfait accord avec les recommandations du CCITT, la qualité des liaisons télétypes n'est pas tout à fait suffisante, d'une part en raison des évanouissements rapides de propagation dus à l'emploi de réception en diversité double et non quadruple, d'autre part en raison des pannes dues à la non-utilisation de deux liaisons indépendantes que permet le schéma de fonctionnement en diversité quadruple. Le pourcentage d'interruptions dues à toutes les causes de troubles reste cependant inférieur à 0,5 %, les évanouissements de propagation ne représentant que 10 % du total des troubles.

Les applications purement civiles des liaisons troposphériques n'ont pas encore donné lieu à des réalisations aussi importantes. En Amérique, la liaison la plus marquante est certainement la liaison Floride-Cuba qui, raccordée en Floride à la liaison transcontinentale TD2 des Bell Laboratories, transmet à Cuba un programme de télévision plus 120 voies téléphoniques en faisant un saut de 290 kilomètres par-dessus la mer, avec la même qualité de transmission qu'une section de TD2 comprise entre deux points de démodulation. La puissance mise en jeu, 10 kilowatts, est obtenue avec un klystron à 6 cavités (fig. 8) dont toutes les cavités intermédiaires sont chargées extérieurement pour transmettre la bande passante. Des deux côtés, les aériens utilisés ont 20 mètres de diamètre (fig. 9). Cette liaison, mise en service en 1958, est actuellement la seule en service capable de transmettre un programme de télévision.

En Europe, l'état d'installation des liaisons civiles est moins avancé. Une liaison a été installée entre Minorque et la Sardaigne pour combler le trou entre l'Espagne et l'Italie et fournir des circuits directs Madrid-Rome passant par Barcelone, Majorque, Minorque et la Sardaigne. Cette liaison de 385 kilomètres en non-visibilité utilise une puissance de 500 watts à l'émission et une antenne de 20 mètres avec diversité de fréquence. Six circuits téléphoniques sont en service.

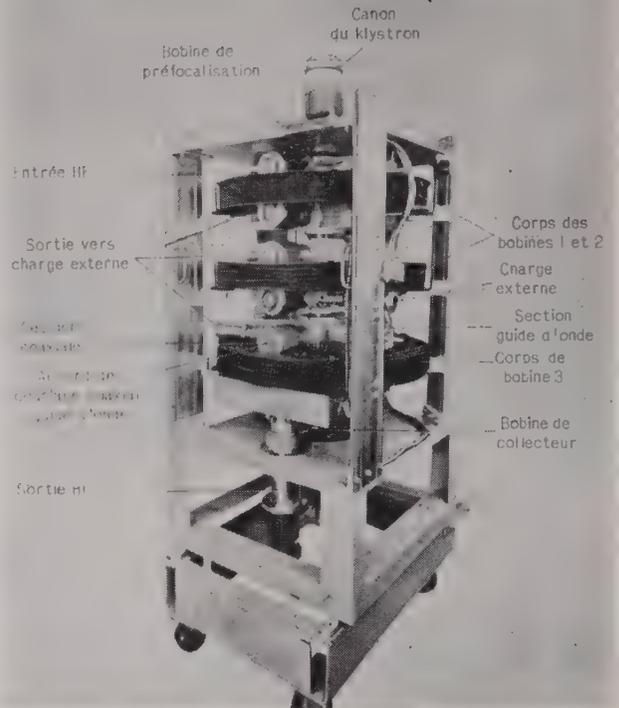


Fig. 8. — Klystron 6 cavités pour liaison de télévision.

Des essais sont également en cours en Afrique du Nord pour rétablir les liaisons téléphoniques entre un certain nombre de villes de l'intérieur en utilisant des liaisons fonctionnant à 450 MHz, à la fois par



Fig. 9. — Antenne de 20 mètres de la liaison Floride-Cuba de télévision.

diffraction et par diffusion avec une puissance de l'ordre du kilowatt.

Les départements ministériels en charge des territoires africains ont établi le plan d'un vaste réseau de télécommunications qui doit être progressivement réalisé sous l'égide du Centre National d'Etudes des Télécommunications. Conscient de l'extrême complexité des problèmes posés par l'établissement de ce réseau, le Centre National d'Etudes des Télécommunications a décidé d'additionner les efforts de tous les constructeurs compétents en les amenant à collaborer au sein de groupes de travail réunis périodiquement sous sa direction. Une doctrine française est en cours d'élaboration.

Les figures ci-contre montrent l'équipement LMT à 900 MHz, le récepteur double diversité (fig. 10), le pilote modulateur (fig. 11) correspondant délivrant une puissance de 10 watts, l'amplificateur 1 kilowatt (fig. 12) utilisant un klystron à 3 cavités étudiés pour satisfaire aux spécifications de l'Administration.

En imposant à l'Industrie Française de résoudre dès maintenant le difficile problème d'établir un réseau téléphonique de qualité en Afrique, l'Administration des P.T.T. mettra notre Industrie en bonne posture pour affronter victorieusement la dure compétition à l'exportation et pour lui donner une place de choix au sein du Marché Commun.

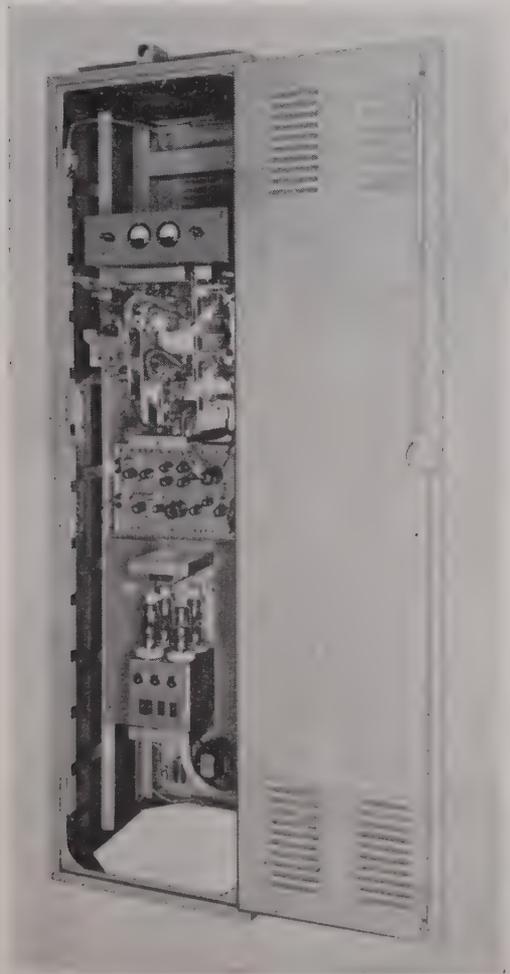


FIG. 10. — Récepteur 900 MHz double diversité.

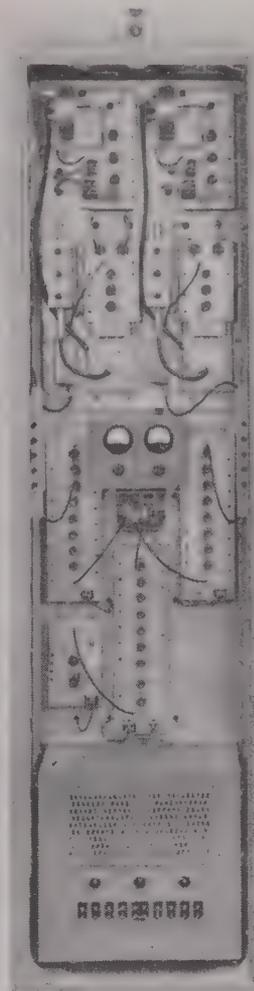


FIG. 11. — Modulateur pilote 10 watts, 900 MHz.

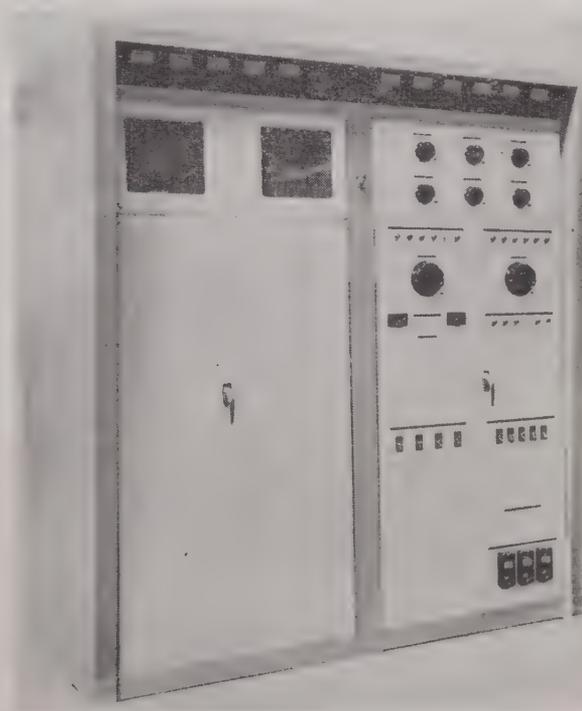


FIG. 12. — Amplificateur 1 kilowatt 900 MHz.

LE FAISCEAU HERTZIEN MEDEA-LAGHOUAT-OUARGLA

PAR

M. OLIVIER et J. PELLERIN
Département Télécommunications
Compagnie Française Thomson-Houston

La réalisation du faisceau hertzien Medea-Laghouat - Ouargla entre dans le cadre du programme des liaisons africaines établi par le Comité des Télécommunications franco-africaines.

A l'origine, l'Administration des PTT d'Algérie avait prévu l'établissement d'une liaison Medea-Laghouat comportant 24 voies téléphoniques avec deux relais intermédiaires à Boghar et Djelfa.

Par la suite, la prolongation du faisceau vers Ghardaia et Ouargla fut également mise à l'étude, conduisant à envisager une liaison complète de plus de 600 km avec de sévères exigences de sécurité et de qualité d'exploitation.

1. Caractéristiques géographiques de la liaison

Le parcours total Medea - Laghouat - Ouargla représente 604 km de liaisons hertziennes.

La figure 1 donne la carte précisant l'emplacement des localités desservies.

La première partie du parcours Medea - Laghouat se situe dans une région montagneuse caractérisée par la traversée d'une partie de l'Atlas Blidéen



FIG. 2. — Ecran rocheux à 4 km de Laghouat.

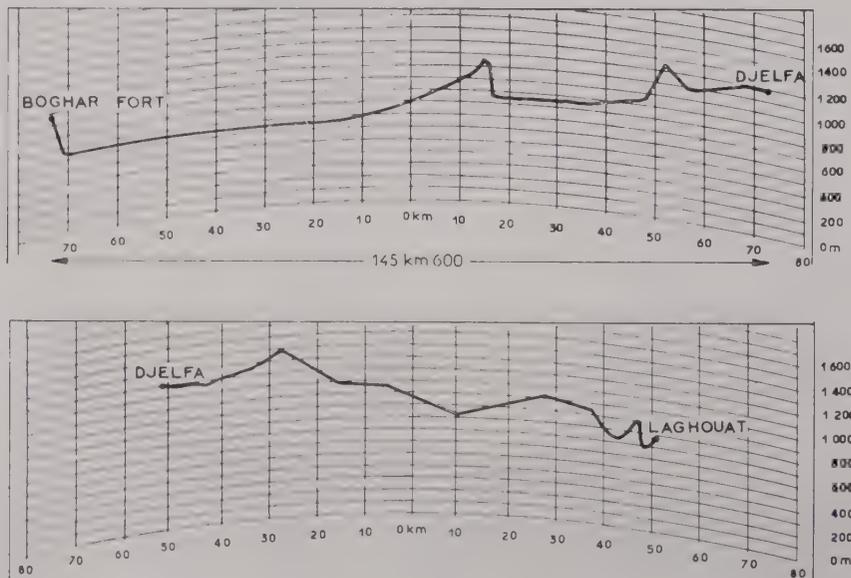


FIG. 2 bis. — Profils des terrains entre Boghar et Laghouat.

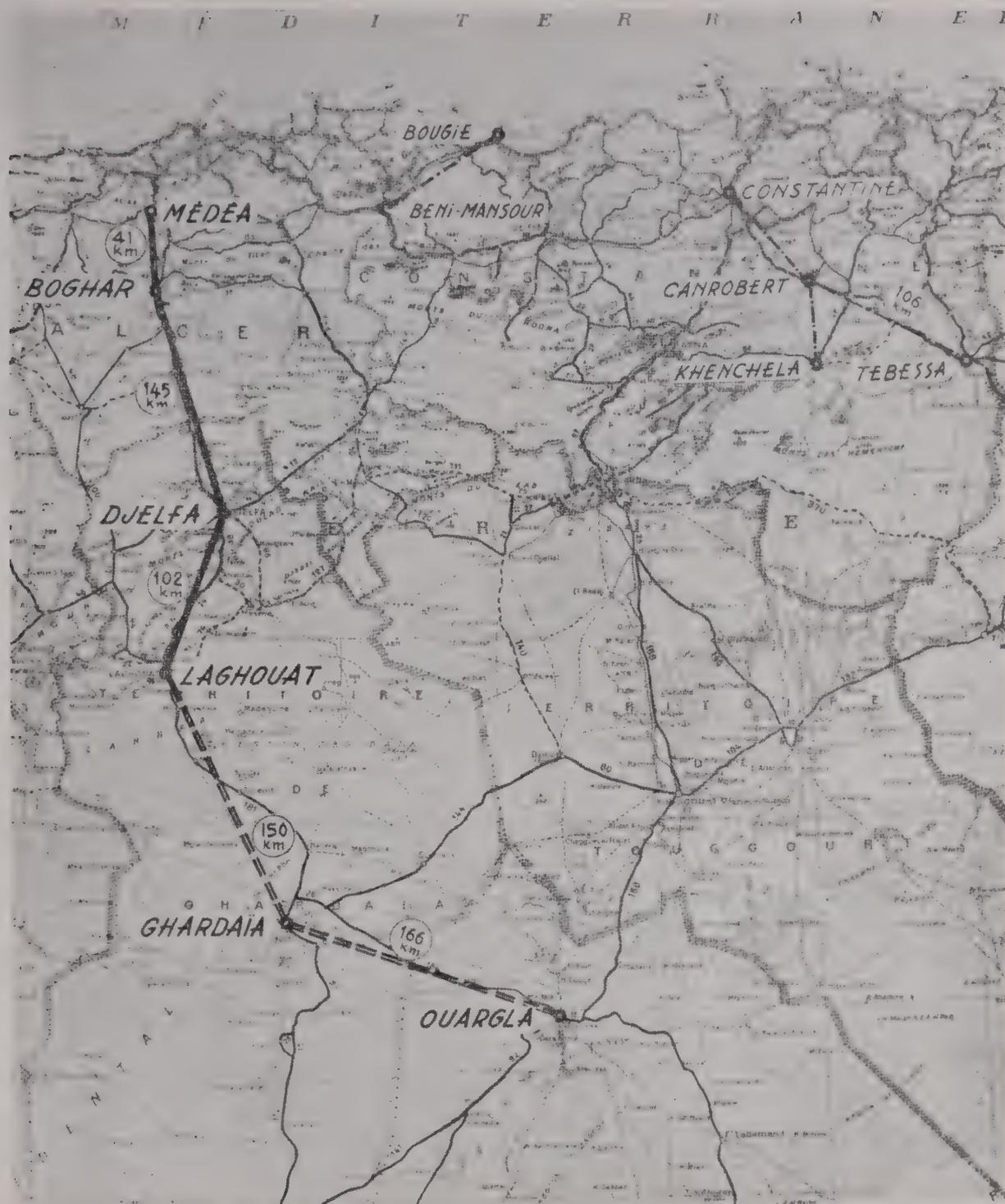


FIG. 1. — Réseau hertzien Medea - Boghar - Djelfa - Laghouat.

des Monts de l'Ouarsenis et du Massif des Ouled Nail.

Au sud de Laghouat, le faisceau traverse une région d'allure saharienne jusqu'à Ouargla sans accidents de terrain importants.

Les tracés des profils des liaisons mettaient en évidence la position défavorable de Laghouat et l'existence d'un écran rocheux à 4 km de la station

dans la direction de Boghar, susceptible d'apporter un affaiblissement prohibitif (voir figure 2).

2. Choix des caractéristiques du faisceau

Compte tenu des éléments géographiques, il a paru nécessaire d'entreprendre des essais de propagation sur les tronçons :

Laghouat - Djelfa
Djelfa - Boghar.

Ils se sont déroulés sous la direction et le contrôle effectif du Centre National d'Études des Télécommunications. Les résultats obtenus ont montré, par rapport aux courbes d'affaiblissement moyen généralement admises, des pertes supplémentaires de

65 dB environ entre Laghouat et Djelfa (102 km)

50 dB environ entre Djelfa et Boghar (145 km).

En plus des valeurs d'affaiblissement de propagation, un certain nombre de renseignements sur la nature des sols, les caractéristiques des vents locaux, la climatologie des lieux, ont pu être relevés. Ces renseignements étaient indispensables à la détermination de l'infrastructure définitive du câble hertzien.

L'examen approfondi des résultats obtenus montrait également que l'équipement TH 949 ⁽¹⁾ présentait, pour ce cas particulier, certaines insuffisances et que, pour résoudre les difficultés propres au faisceau projeté, il convenait de lui apporter un certain nombre de transformations portant :

- sur la réduction du facteur de bruit de récepteur par adjonction d'un préamplificateur UHF,
- sur la conception fonctionnelle des bâtis d'organes,
- sur l'accroissement de la sécurité de fonctionnement par adjonction de dispositifs de secours à intervention rapide.

Le résultat de ces transformations a abouti à la production de l'équipement TH 949 T qui a été mis en place sur le faisceau.

3. Infrastructure

Chacun des points intermédiaires étant l'origine d'un certain nombre de voies téléphoniques, toutes les jonctions entre tronçons doivent être effectuées en bande de base.

Les bruits propres aux transpositions successives venant s'ajouter à ceux apportés par les liaisons radioélectriques, il était nécessaire, pour garantir une qualité satisfaisante, de mettre en œuvre des puissances et des gains d'antenne relativement élevés.

Les impératifs de sécurité jouaient également dans le même sens, l'importance stratégique de la liaison justifiant l'adoption d'une certaine marge de puissance.

Compte tenu de tous ces éléments, la structure générale du faisceau a été définie comme suit :

A chaque extrémité du tronçon, la puissance mise en œuvre à l'émission est de 1 kW.

Sauf pour le parcours Medea - Boghar qui s'effectue par diffraction, la réception est effectuée partout en diversité d'espace. Les aériens utilisés sont montés au sommet de pylônes distants d'environ 35 mètres.

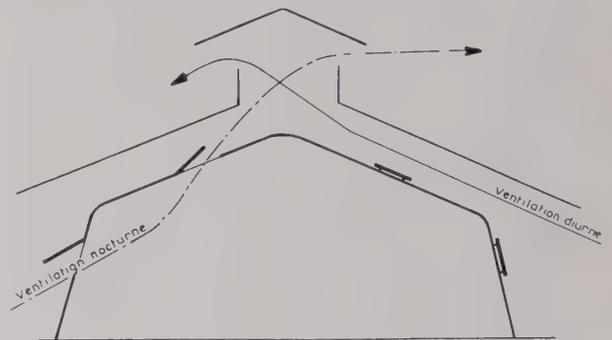
⁽¹⁾ Faisceau Hertzien à diffusion troposphérique de moyenne portée, par J. ILTIS et P. CHAVANCE. *Onde Electrique*, nov. 57.

Sur la section Medea - Djelfa, les aériens employés sont des dipôles rayonnants avec réflecteurs paraboliques de 6 mètres de diamètre. Sur les tronçons au Sud de Djelfa, les diamètres de réflecteurs sont portés à 10 mètres. Les hauteurs de pylônes sont de 20 mètres environ dans la plupart des Centres.

3.1. BATIMENTS

Les équipements sont installés dans des bâtiments métalliques préfabriqués, type tropical, comportant un double toit largement débordant qui protège les ouvertures et les murs des forts ensoleillements.

La ventilation naturelle s'opère le jour par l'extérieur, de nuit par l'intérieur, à travers les fenêtres, les ouvertures de plafond et les châssis de toiture. Une peinture aluminium couvrant le parasol réfracte la chaleur solaire.



Croquis du système de ventilation.

L'aménagement intérieur de ces bâtiments prévoit, outre une salle technique de 100 m², un logement très confortable pour le personnel chargé de l'exploitation.

3.2. PYLONES ET AÉRIENS

Les pylônes utilisés sont du type « auto-stable » sans haubannage. Ils reposent sur des massifs en béton préalablement orientés d'après la direction de propagation.

L'orientation de ces socles doit être faite avec une précision de l'ordre du degré. Dans les régions sahariennes notamment, l'erreur due au sol que l'on peut commettre avec une boussole dépasse nettement ce chiffre. Il a donc été nécessaire de procéder par relèvement astral pour s'en affranchir.

Les pylônes sont édifiés sur place à partir d'éléments en fers profilés assemblés par rivets, boutons et colliers.

L'aménagement est complété par une échelle à crinoline permettant l'accès à la tête du pylône et à la plateforme support d'aérien. Celle-ci est conçue pour pouvoir supporter en son centre une grue démontable, ayant la possibilité, en position d'utilisation, de tourner autour d'un axe vertical afin de permettre le hissage de deux réflecteurs.

L'étude de la plateforme a été effectuée de manière à réserver la possibilité d'ajuster de quelques degrés



FIG. 3. — Parabole de 10 mètres démontée.

($\pm 3^\circ$) l'orientation des supports lors du montage des aériens.

Les antennes paraboliques de 6 et 10 mètres de diamètre sont composés essentiellement :

— d'un réflecteur parabolique constitué d'une ossature en profilé en alliage léger ou en tube sur laquelle est drapé un grillage métallique,

— d'une source primaire située sur l'axe focal et placée à une distance appropriée du réflecteur.

Les aériens sont transportés sur le terrain sous la forme d'un certain nombre d'éléments démontables (ossatures, éléments de grillage, source primaire) et sont ensuite assemblés sur place (voir figure 3).

Des mesures mécaniques effectuées au sol permettent d'ajuster la position de la source primaire par rapport à son réflecteur.

Après des essais électriques (mesure du taux d'ondes stationnaires), on procède au hissage des aériens sur la plateforme supérieure (voir fig. 4 et 5).

Les antennes paraboliques sont reliées aux équipements radioélectriques proprement dits par des *feeders* coaxiaux semi-rigides à faibles pertes.

Le long du pylône, tous les feeders sont groupés en un seul faisceau. Ils sont fixés le long d'un chemin de câbles au moyen de colliers en acier boulonnés placés à un mètre de distance.

Le long du sol, deux modes de cheminements ont été utilisés :

— trajet par chemin de câbles aériens (5 m au-dessus du sol),

— trajet souterrain avec caniveaux bétonnés et puisards pour l'écoulement de l'eau.

Le feeder pénètre dans le bâtiment par traversée de mur étanche.



FIG. 4. — Hissage d'une parabole de 10 mètres.

A l'intérieur du bâtiment, le cheminement s'effectue dans des gouttières ou caniveaux prévus à cet effet.

Après montage, toutes les jonctions du feeder sont recouvertes d'une couche de graisse siliconée.

3.3. EQUIPEMENTS

Comme indiqué plus haut, l'équipement TH 949 T mis en place sur le faisceau Medea - Laghouat -



FIG. 5. — Hissage d'une parabole de 10 mètres sur pylône.

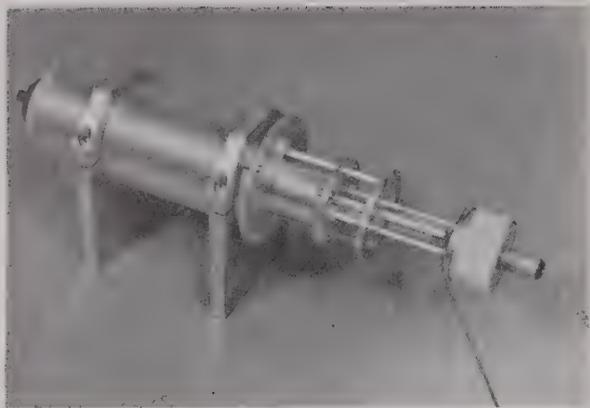


FIG. 6. — Préamplificateur à faible bruit.

Ouargla résulte de la transformation du matériel TH 949 en fonction des problèmes propres à cette liaison.

La photo n° 6 donne une vue du préamplificateur à faible bruit qui équipe chaque récepteur.

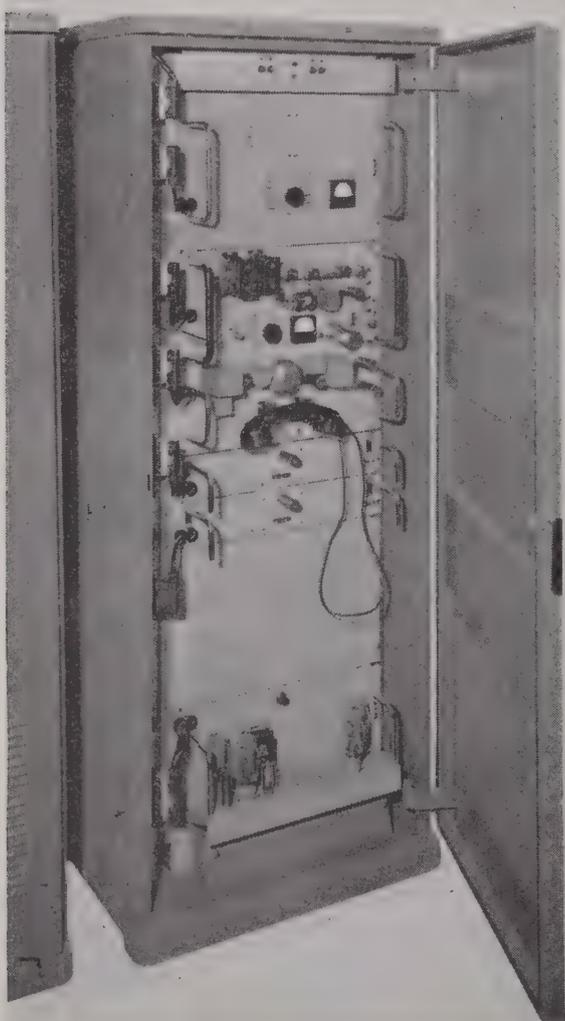


FIG. 7. — Pilote-Modulateur.

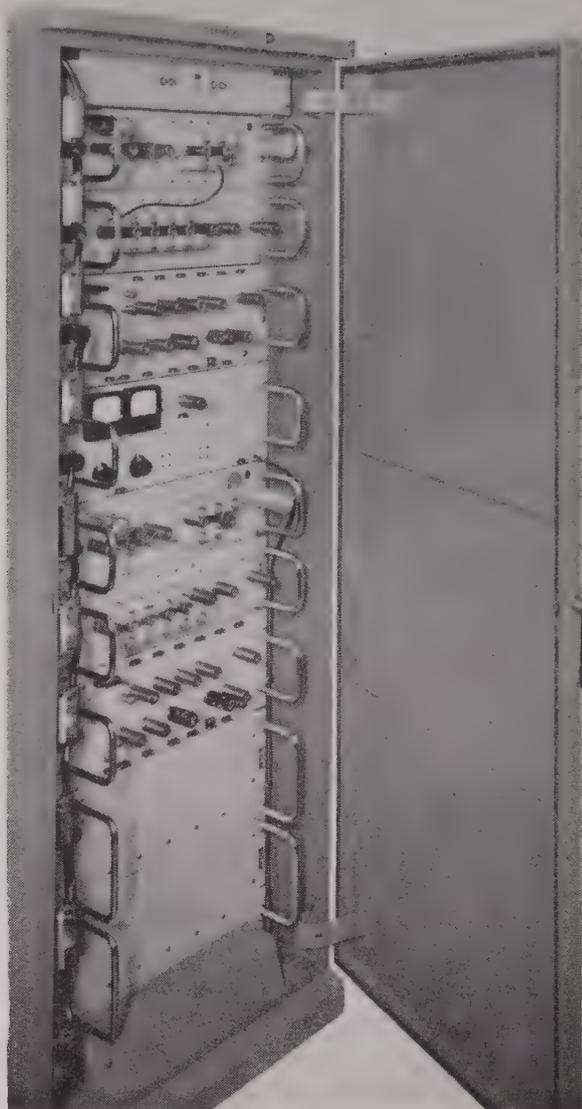


FIG. 8. — Récepteur.

Les performances des filtres d'aiguillage ont été améliorées ainsi que celles des aériens paraboliques (TOS et lobes secondaires).

Le pilote modulateur et le récepteur sont placés dans deux baies séparées aux dimensions déjà adoptées pour le matériel TH 949 ⁽¹⁾. (voir fig. 7 et 8).

La baie réception comporte, dans cette version dérivée :

- 2 récepteurs,
- 1 combineur de diversité,
- 1 platine d'interconnexions.

4. Dispositions prises pour assurer la sécurité de fonctionnement

En matière de faisceaux transhorizon, la sécurité de fonctionnement résulte à la fois d'un choix judi-

⁽¹⁾ Référence citée à la page 34.

cieux des caractéristiques fondamentales des liaisons et d'une prévision précise des conditions d'emploi des matériels. Ainsi, dans bien des cas, les précautions prises pour pallier une défaillance éventuelle d'un équipement radioélectrique, restent illusoire si les installations d'énergie de la station n'ont pas été pourvues elles-mêmes de moyens de secours très efficaces.

Il faut souligner également les inconvénients d'une exploitation comportant beaucoup de manœuvres automatiques, qui conduit à mettre en œuvre des systèmes de commande complexes, d'un coût élevé, dont le réglage et l'entretien requièrent l'intervention d'un personnel très spécialisé.

Sur le faisceau hertzien Medea - Laghouat - Ouargla, les dispositions adoptées en vue de la sécurité de fonctionnement tendent à tirer le meilleur parti des qualités de simplicité et souplesse propres au matériel TH 949 T, tout en restant dans l'ordre des solutions économiques.

— A l'émission, l'ensemble de la chaîne pilote-modulateur — amplificateur de puissance 1 kW est doublé. Un commutateur spécialement étudié assure le passage instantané sur la chaîne de réserve en cas de défaillance des étages de service (voir figure 9).

— A la réception, la sécurité de fonctionnement résulte de la mise en œuvre de deux récepteurs en diversité d'espace (ou en parallèle sur les liaisons par diffraction), un défaut sur l'un des appareils

entraînant son élimination et le déclenchement d'un signal d'alarme à la station. Un fonctionnement en réception simple est ainsi assuré pendant le temps de remise en état du récepteur hors-service.

4.1. FONCTIONNEMENT DU DISPOSITIF NORMAL-SECOURS ÉMISSION

Sur le diagramme n° 10 ci-contre sont figurés schématiquement les deux chaînes d'amplification et le commutateur de passage normal-secours CCX inséré sur le feeder d'émission, entre le duplexeur et les amplificateurs de puissance.

Chaque chaîne d'amplification comprend :

- une baie pilote-modulateur,
- une baie amplificateur 150 W - 1 kW,
- un régulateur d'alimentation secteur.

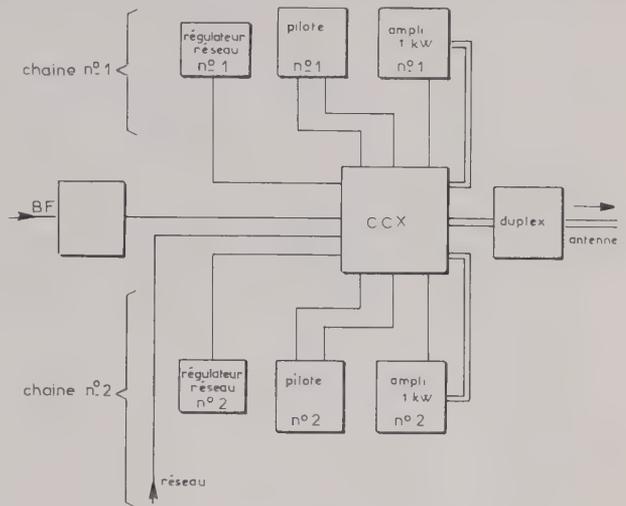


FIG. 10. — Diagramme de la commutation.

Le commutateur CCX est commandé électriquement, dès que la puissance antenne mesurée sur le feeder émission rejoint un seuil inférieur fixé à l'avance. Il réalise alors :

- la permutation des feeders de sortie amplificateur 1 kW,
- la mise en service du pilote et de l'amplificateur de réserve,
- le branchement des organes de modulation en bande de base et de la voie de service,
- le branchement des circuits de sécurité.

En outre, une alarme locale est déclenchée à la station pour signaler le défaut.

Lorsque toutes les opérations indiquées sont terminées, l'opérateur doit intervenir pour rétablir le trafic normal; il peut alors entreprendre la vérification de la chaîne défaillante après avoir branché une charge sur la sortie antenne.

Pour revenir aux conditions initiales de fonctionnement, une commande manuelle du commutateur est nécessaire. Cette précaution évite les incidents

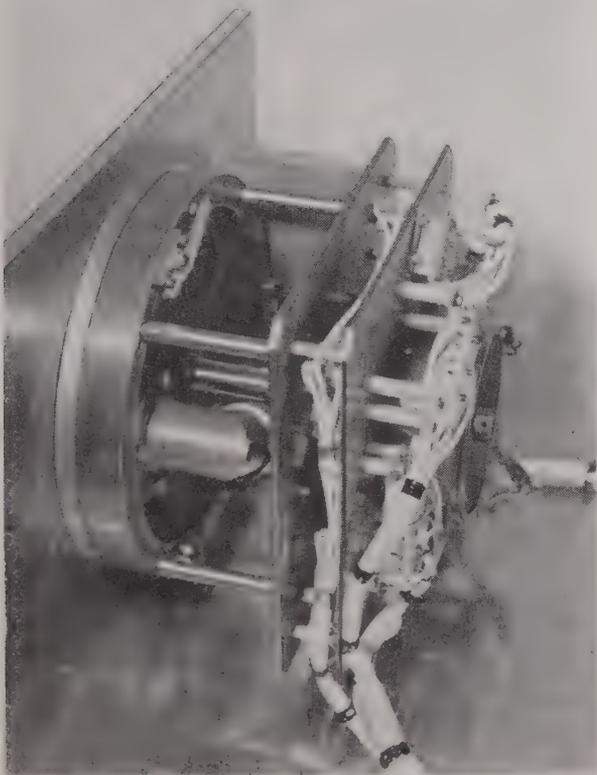


FIG. 9. — Inverseur du commutateur coaxial.

qui pourraient résulter d'une surveillance insuffisante ou d'une fausse manœuvre de l'opérateur.

La réalisation du commutateur présentait certaines difficultés :

a) La commutation des feeders d'antenne ne doit pas introduire de désadaptation supplémentaire ; la perte d'insertion apportée par le commutateur doit être aussi faible que possible, ce qui oblige à étudier particulièrement les contacts.

b) Les commutations nécessitées par le passage d'une voie sur l'autre doivent s'effectuer dans un ordre bien déterminé afin d'éviter toute détérioration des tubes.

c) Le passage en commande manuelle doit être réalisable à tout instant et sans précautions spéciales.

Les figures 11 et 12 indiquent le principe de la solution retenue. L'inverseur coaxial est du type

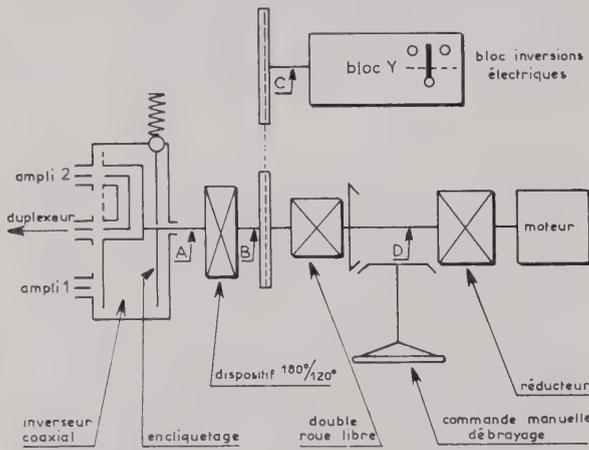


FIG. 11. — Principe du commutateur coaxial.

axial, l'angle d'inversion est de 120°. La commutation des circuits électriques est réalisée par un jeu de cames attaquant des inverseurs à rupture brusque. Entre les axes C et D est interposé un dispositif à double roue libre qui permet d'entraîner l'ensemble par volant extérieur en débrayant automatiquement le moteur. A cet ensemble correspond un tableau de commande avec voyants de signalisation indiquant la voie prévue pour le service normal et la voie effectivement utilisée.

Le temps de passage d'une voie sur l'autre est de l'ordre de 10 secondes, le cycle total de changement de chaîne, si l'intervention de l'opérateur est très rapide, est inférieur à deux minutes.

4.2. SÉCURITÉ A LA RÉCEPTION

Dans le fonctionnement normal, le combineur qui comporte un amplificateur à large bande cou-

vrant la gamme 4-108 kHz, délivre sur chaque chaîne de réception un signal pilote à 5 280 Hz, situé par conséquent en-dessous de la bande de base, qui a été transmis sur le tronçon radioélectrique en même temps que les voies téléphoniques.

Lorsque l'une des chaînes se trouve coupée par suite d'un défaut sur l'un des récepteurs, l'absence du pilote à 5 280 Hz provoque le retour au repos d'un relais qui déconnecte l'étage cathodyne correspondant. Le récepteur en dérangement est ainsi éliminé, et une alarme est immédiatement déclenchée à la station.

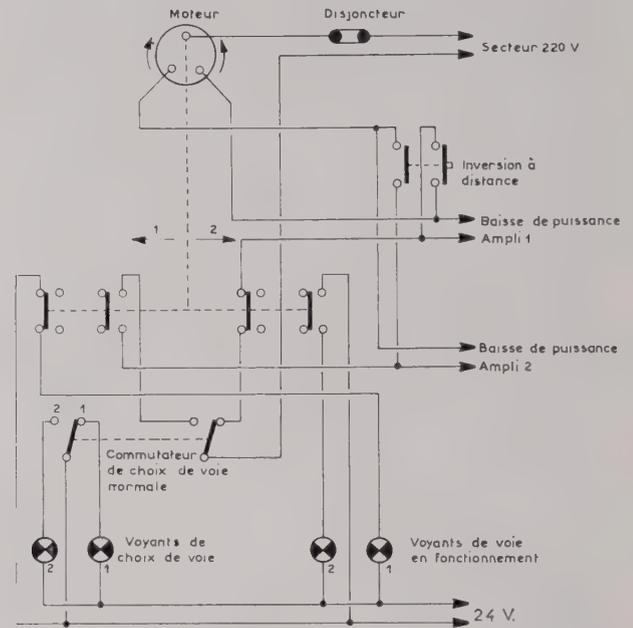


FIG. 12. — Commande du moteur.

Cette disposition est valable tant pour le mode de fonctionnement en diversité double d'espace que lorsque les deux récepteurs sont simplement placés en parallèle. La mise hors service d'un récepteur permet d'éviter la coupure de la liaison ; le fonctionnement en diversité est naturellement le plus avantageux, puisque la mise en parallèle en permanence de deux récepteurs sur la même antenne, entraîne une baisse de sensibilité.

* * *

La réalisation de la liaison hertzienne Medea - Laghouat - Ouargla offre un exemple des possibilités nouvelles qu'apporte l'évolution des techniques. Élément important du programme de développement des télécommunications en Algérie et au Sahara, ce faisceau à moyenne capacité contribuera à donner à la région des Oasis cet accès à la mer si essentiel à son essor économique et humain.

ÉTUDE D'UN FAISCEAU HERTZIEN TRANSHORIZON EN AFRIQUE OCCIDENTALE

PAR

L. BOITHIAS et F. DU CASTEL

*Ingénieurs des Télécommunications
au Centre National d'Etudes des Télécommunications*

Le Bureau Central d'Etude pour les Equipements d'Outre-Mer a demandé au C.N.E.T. au début 1957 d'entreprendre l'étude d'un projet de faisceaux hertziens transhorizon entre Dakar et Conakry pour le compte de l'Office des Postes et Télécommunications d'A.O.F. [1].

A. — CONDITIONS GÉNÉRALES DES ESSAIS

1. Caractéristiques des liaisons

Les caractéristiques géographiques des liaisons sont les suivantes :

- Tronçon Dakar - Ziguinchor, longueur 270 km.
- Tronçon Ziguinchor - Boké, longueur 280 km.
- Tronçon Boké - Conakry, longueur 170 km.

La carte des liaisons est représentée figure 1, les profils des tronçons, figures 2, 3 et 4.

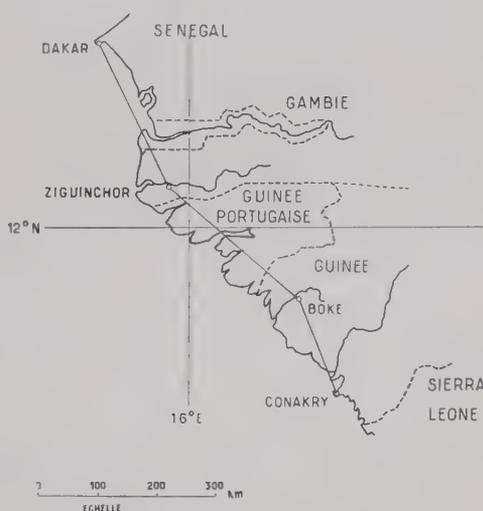


FIG. 1. — Carte des liaisons.

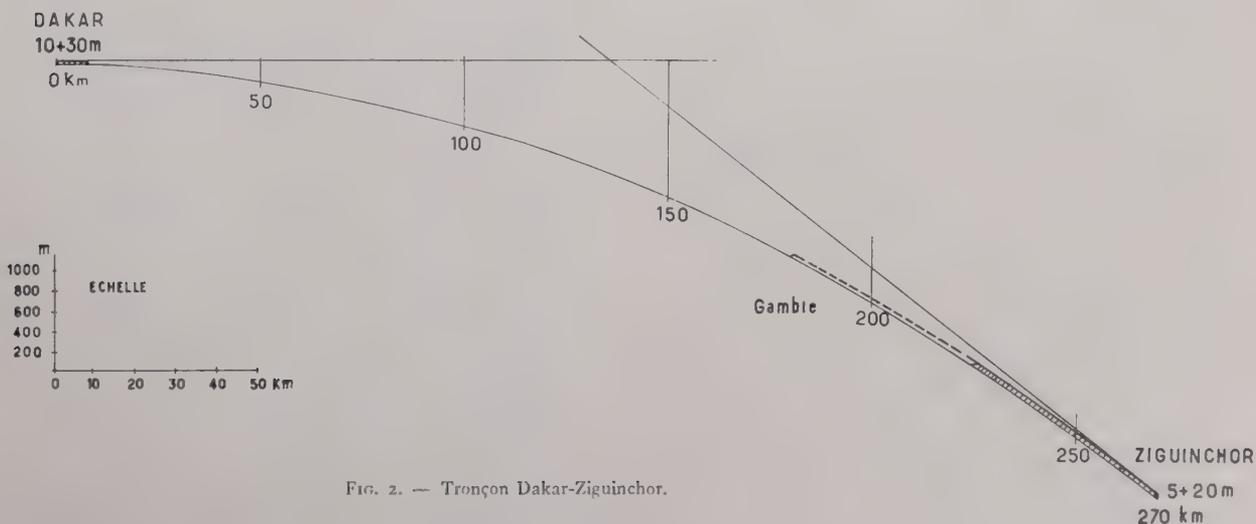
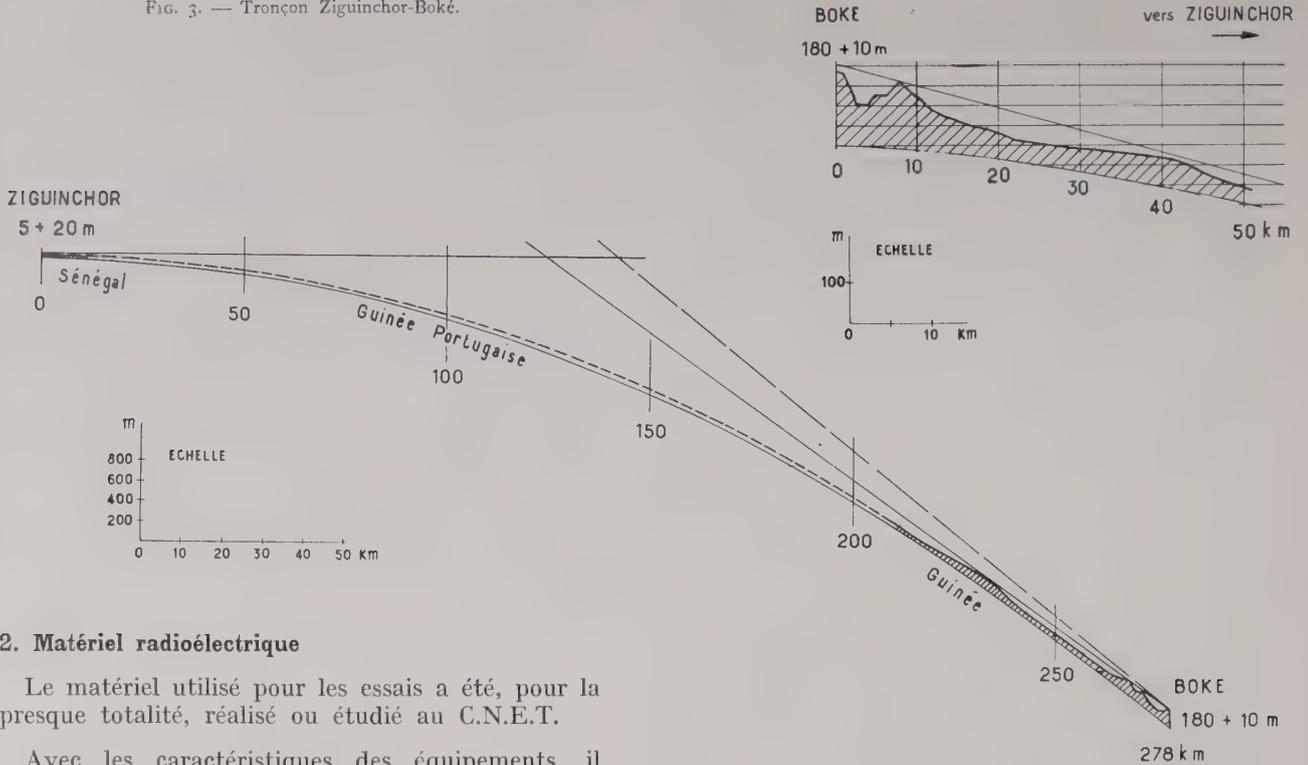


FIG. 2. — Tronçon Dakar-Ziguinchor.

FIG. 3. — Tronçon Ziguinchor-Boké.



2. Matériel radioélectrique

Le matériel utilisé pour les essais a été, pour la presque totalité, réalisé ou étudié au C.N.E.T.

Avec les caractéristiques des équipements, il était possible de mesurer des affaiblissements de propagation jusqu'aux valeurs ci-dessous :

Liaison Dakar - Ziguinchor.

Fréquence 432 MHz, affaiblissement maximum mesurable 89 dB en-dessous de l'espace libre.

Fréquence 102 MHz, affaiblissement maximum mesurable 71 dB en-dessous de l'espace libre.

Liaison Ziguinchor - Boké.

Fréquence 432 MHz, affaiblissement maximum mesurable 88 dB en-dessous de l'espace libre.

Fréquence 102 MHz, affaiblissement maximum mesurable 70 dB en-dessous de l'espace libre.

Liaison Boké - Conakry.

Fréquence 432 MHz, affaiblissement maximum mesurable 83 dB en-dessous de l'espace libre.

3. Matériel d'enregistrement

L'enregistrement des niveaux reçus a été effectué avec une dynamique de 40 dB à partir du niveau de bruit. Les vitesses d'enregistrement étaient en principe de 60 mm/h avec une constante de temps de l'ordre de 1 minute, ou de 7 200 mm/h avec une constante de temps de l'ordre de 0,5 seconde.

4. Durée des essais

Les essais ont eu lieu, de façon plus ou moins régulière, entre octobre 1957 et mars 1958.

Le nombre total d'heures d'enregistrement à vitesse lente utilisables ont été les suivantes :

- Dakar - Ziguinchor 1 079 h au cours des mois de nov., déc., janv., mars, avril à 430 MHz. 780 h au cours des mois de nov., janv., mars, avril à 102 MHz.
- Ziguinchor - Boké 579 h au cours des mois de nov., janv., fév., mars à 431 MHz. 324 h au cours des mois de nov., fév., mars à 102 MHz.
- Boké - Conakry 624 h au cours des mois de nov., déc., janv. à 432 MHz.

Les enregistrements à vitesse rapide ont été réalisés à 430 MHz par échantillons, de durée moyenne une demi-heure.

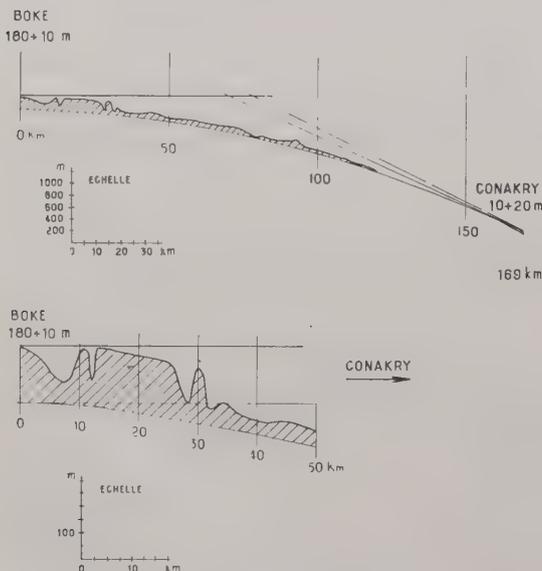


FIG. 4. — Tronçon Boké-Conakry.

B. — ÉTUDE DES AFFAIBLISSEMENTS DE PROPAGATION

1. Affaiblissements de propagation moyens

L'étude des affaiblissements moyens a été réalisée par enregistrement lent avec constante d'intégration de l'ordre de la minute, ce qui avait pour effet d'éliminer les fluctuations rapides. On parlera par commodité d'affaiblissements horaires, définis par la valeur médiane horaire extraite des enregistrements intégrés.

La figure 5 donne les courbes de distribution des

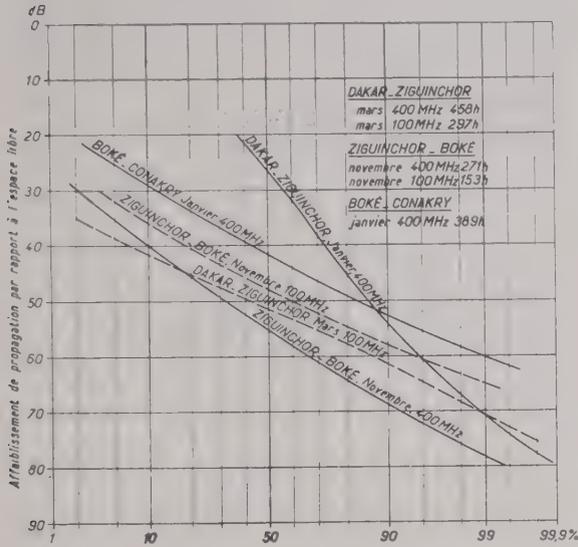


FIG. 5. — Distribution des affaiblissements médians horaires mensuels.

affaiblissements observés sur les différentes liaisons au cours du mois comprenant le maximum d'heures d'enregistrement. On remarquera, sur les liaisons Dakar - Ziguinchor et Ziguinchor - Boké, à la fréquence 400 MHz, l'importance de l'écart des courbes de distribution.

Les courbes de distribution sont des valeurs globales, rassemblant toutes les heures d'essais. Mais l'analyse heure par heure des enregistrements fait apparaître un effet diurne marqué (figure 6). Cet effet est particulièrement sensible à 400 MHz et sur les liaisons Dakar - Ziguinchor et Ziguinchor - Boké. On remarquera que sur la liaison Boké - Conakry, il apparaît deux minima d'affaiblissement diurne, à l'aube et au crépuscule, au lieu d'un seul, au cours de la nuit, sur les autres liaisons. Dans tous les cas, le maximum d'affaiblissement a lieu dans le courant de l'après-midi.

En raison de cet effet diurne, on a tenu compte, dans l'évaluation des moyennes mensuelles des affaiblissements horaires, des seules valeurs de jour, c'est-à-dire relevées entre 9 h et 19 h. Les résultats en sont récapitulés sur la figure 7, où sont indiquées les valeurs d'affaiblissements dépassés pendant 50 % et 90 % des heures diurnes au cours des mois d'essais. On a distingué les mois avec plus de 100 h d'observations mensuelles et ceux avec moins de 100 heures.

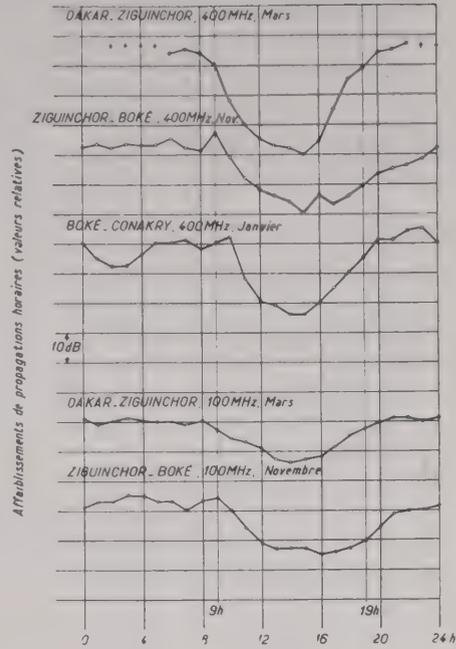


FIG. 6. — Variation diurne des affaiblissements de propagation.

On remarque, sur la figure 7, que la dispersion des résultats (évalués par l'écart entre les valeurs 50 % et 90 %), de même que la dispersion des médianes mensuelles, sont plus grandes à 400 MHz qu'à 100 MHz et plus grandes sur Dakar - Ziguinchor que sur Ziguinchor - Boké et sur cette liaison que sur Boké - Conakry.

La valeur représentative de ces résultats est limitée d'une part par le trop faible nombre d'heures

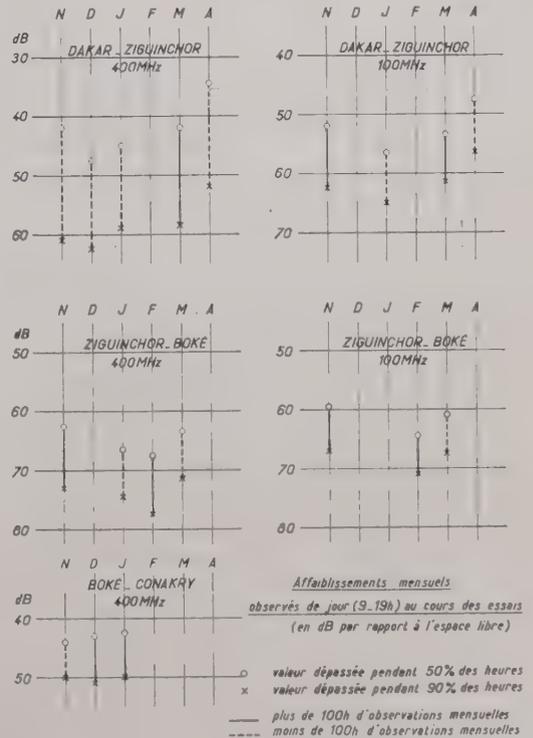


FIG. 7.

de mesure au cours de certains mois, et d'autre part, par la variation des affaiblissements horaires, au cours des heures de jour d'une journée. Il résulte de ce second aspect que l'évaluation statistique des affaiblissements mélange des situations différentes, autrement dit que les résultats portent sur une population non homogène.

2. Influence climatique

Pour des raisons matérielles, la période des essais a été fixée à une époque de l'année dont on savait, a priori, qu'elle ne présentait pas le maximum d'intérêt radioclimatique.

On a cependant cherché à rattacher les variations mensuelles des affaiblissements aux variations climatiques dans la région des essais.

Or, la situation climatique dans cette région est particulièrement complexe, et les paramètres radiométéorologiques obéissent à des lois beaucoup plus compliquées qu'en climat tempéré. On retrouverait probablement une situation comparable dans toute la zone climatique des pays de mousson.

Les données météorologiques, dont on disposait, proviennent de la seule station de Dakar pour les données en altitude.

Lorsqu'on récapitule les résultats obtenus par radio-sondage au cours des années 1950 à 1954, on obtient les courbes de variation annuelle de la figure 8. On a représenté les variations de 3 paramè-

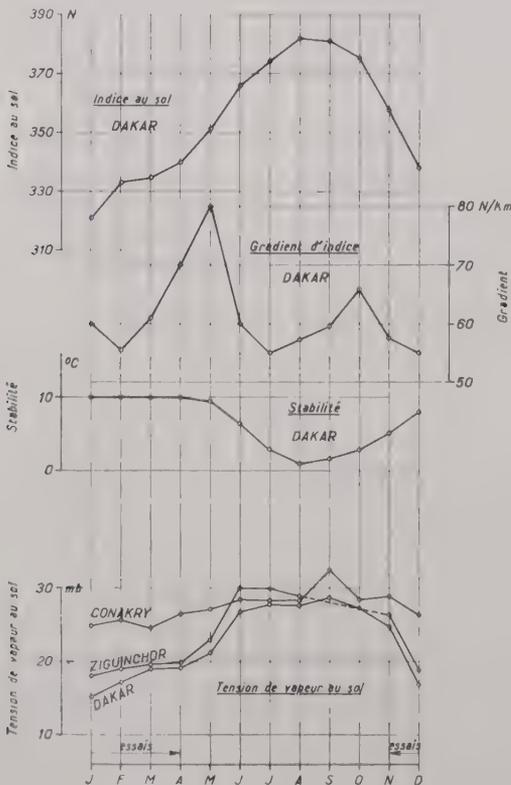


FIG. 8. — Variation annuelle des paramètres radiométéorologiques.

tres, l'indice de réfraction au sol, le gradient moyen d'indice défini par les valeurs de l'indice au sol et à

l'altitude de 1 000 m, et la stabilité des basses couches de l'atmosphère. Ce dernier paramètre, suggéré par P. MISME [2] est défini par le travail qu'il faudrait fournir à un volume d'air unitaire situé au sol pour l'élever au niveau 700 mb. Ainsi qu'il est expliqué dans le document cité, ce travail peut être évalué en °C.

Or, on constate, sur la figure 8, que les variations annuelles de ces 3 paramètres sont très différentes, contrairement à l'observation générale en climat tempéré [3]. Il est donc très difficile de dire a priori si la situation la plus défavorable au point de vue propagation se produira au cours des mois d'hiver (janvier) comme l'indiquerait la courbe d'indice au sol, ou au contraire au cours des mois d'été (août) comme l'indiquerait la courbe de stabilité. Quant à la courbe du gradient moyen, elle indique des minima comparables en hiver et en été.

Malheureusement, la période d'essais a porté sur les mois de novembre à avril, qui sont aussi les mois au cours desquels les variations de ces divers paramètres sont les plus semblables.

Notons la définition, quelque peu arbitraire des paramètres gradient et stabilité qui peut conduire à des lois de variation sensiblement différentes. On peut en avoir une idée sur la figure 9, où sont repré-

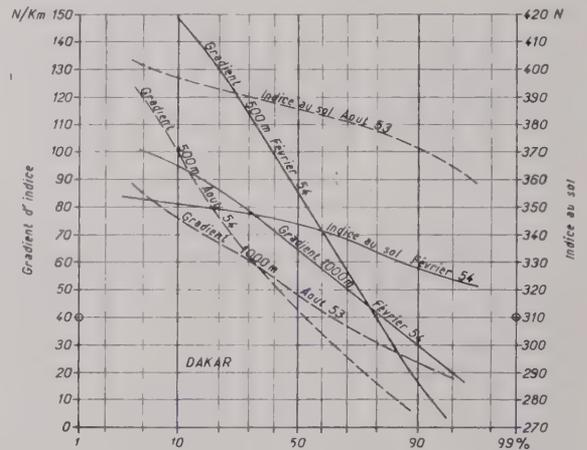


FIG. 9. — Distribution des valeurs mensuelles des paramètres météorologiques

sentées les distributions mensuelles de l'indice au sol et du gradient moyen entre le sol et 1 000 m d'une part, le sol et 500 m de l'autre. L'important écart de ces distributions, et leurs différences, montrent la prudence avec laquelle il faut utiliser les indications données par les valeurs médianes mensuelles de la figure 8.

On a tenté d'établir une corrélation entre les valeurs individuelles des divers paramètres et les valeurs des affaiblissements dans les heures voisines du sondage original. Malheureusement, le trop faible nombre de données n'a permis de mettre en évidence aucun résultat probant.

Il a donc été nécessaire de limiter les conclusions qu'il est possible de tirer de l'influence climatique. Aux raisons précédemment indiquées, s'ajoute encore

celle-ci, visible dans le graphique du bas de la figure 8. Entre Dakar d'une part, et Ziguinchor ou Conakry de l'autre, où nous ne disposons que de valeurs au sol, on voit que les variations sont assez différentes pour le paramètre utilisé qui est ici la tension de vapeur au sol. Si les variations à Ziguinchor sont voisines de celles observées à Dakar, il n'en est pas de même à Conakry. Aussi est-il nécessaire de se limiter à l'étude de la liaison Dakar - Ziguinchor ; la liaison Ziguinchor - Boké est probablement différente, la situation de Boké se rapprochant de celle de Conakry ; la liaison Boké - Conakry est certainement très différente.

On s'est néanmoins autorisé à représenter sur un même graphique (figure 10), avec des échelles conve-

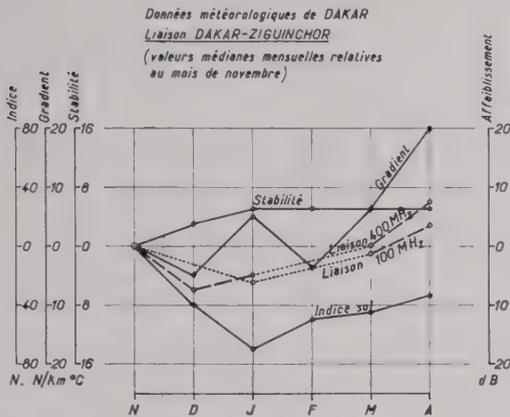


FIG. 10. — Comparaison des affaiblissements et des paramètres météorologiques.

nables, les variations de l'affaiblissement moyen mensuel sur Dakar-Ziguinchor d'une part, celle des valeurs moyennes mensuelles de l'indice, du gradient et de la stabilité de l'autre. On constate que le paramètre probablement le meilleur est encore le gradient d'indice, mais avec toutes les réserves indiquées plus haut.

Il en résulte que la période la plus défavorable serait probablement les mois de décembre à février, c'est-à-dire au cours de la période d'essais ; mais seuls des résultats expérimentaux au cours des mois de juillet-août permettraient de confirmer cette conclusion.

3. Fluctuations en amplitude

Les enregistrements à grande vitesse et avec faible constante de temps (de l'ordre de 0,5 seconde) faits sur l'ensemble des liaisons à 400 MHz ont servi à l'analyse des fluctuations. Ces enregistrements avaient lieu par échantillons de durée moyenne une demi-heure.

Si l'on pratique brutalement l'analyse statistique en amplitude de ces échantillons, on obtient les résultats représentés sur la figure 11. Les variations d'amplitude sont référées au niveau médian et définies par la valeur de l'écart 50-90 % et 50-99 % de la loi de distribution. Sur la figure 11, l'échelle des

abscisses est une échelle de Rayleigh. On voit que les lois obtenues diffèrent souvent notablement d'une loi de Rayleigh.

Il est intéressant de chercher s'il existe une relation entre l'écart de la distribution et la valeur de l'affaiblissement médian. On constate [4], que l'écart aurait tendance à être plus grand pour les affaiblissements les plus faibles, conclusion qu'il semble

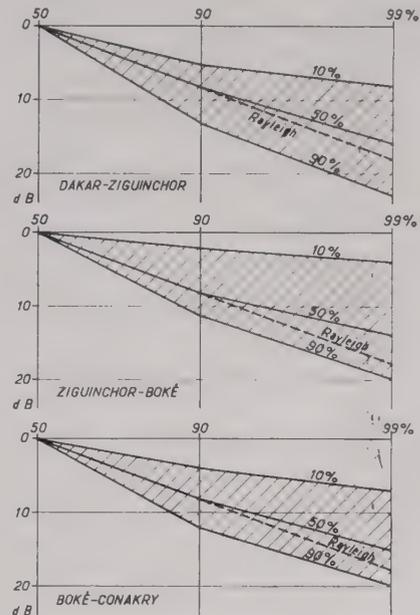


FIG. 11. — Distribution des amplitudes des fluctuations (échantillon d'une demi-heure).

important de souligner, car elle contredit les affirmations de divers auteurs. Cette conclusion rejoint par contre certaines considérations théoriques sur le rôle des phénomènes de réflexion en propagation transhorizon, développées ailleurs par l'auteur et ses collègues [5].

Si les considérations résultant de l'analyse d'échantillons de durée moyenne la demi-heure peuvent être utiles dans le calcul pratique des liaisons, il apparaît cependant que les conclusions théoriques, qu'il est possible d'en tirer, sont limitées du fait de la trop grande durée des enregistrements analysés. Au cours d'une demi-heure en effet les variations moyennes de l'affaiblissement peuvent être déjà importantes et le phénomène ne peut pas toujours être considéré comme stationnaire.

En étudiant les lois de variation dans un intervalle de durée croissante d'un même échantillon, on constate que jusqu'à une durée de l'ordre de 5 minutes, ces lois restent les mêmes. Les résultats de l'analyse pour des intervalles de 5 minutes sont représentés sur la figure 12. On constate que ces lois peuvent s'interpréter comme des lois, dont la probabilité serait de la forme :

$$P(x, \theta) = \exp \left[- \left(\frac{x - a^2}{1 - a^2} \right)^2 \right] \text{ avec } a = \frac{\sin \theta}{\theta}$$

La valeur du paramètre θ varie entre $\frac{\pi}{2}$ et π environ. ($\theta = \pi$ correspondrait à une loi de Rayleigh). Le rattachement des lois de distribution des fluctuations en amplitude à des lois de ce type peut s'interpréter dans la théorie des réflexions mentionnée plus haut.

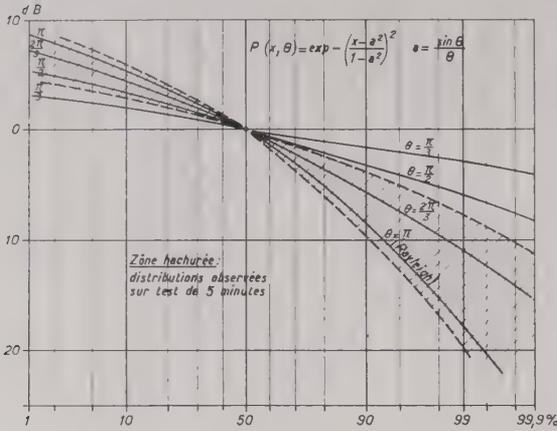


FIG. 12.

4. Durée des évanouissements

L'étude de la durée des évanouissements au-dessous d'un niveau donné a été limitée par la constante de temps des enregistrements (environ 0,5 seconde).

Dans un intervalle de 5 minutes d'un enregistrement de fluctuations donné, on a étudié la répartition statistique des durées d'évanouissements au-dessus du niveau médian et des niveaux correspondant à la valeur 10 % et 90 % de la loi de distribution en amplitude. Les résultats ont paru comparables pour les deux liaisons les plus longues Dakar - Ziguinchor et Ziguinchor - Boké et assez différents pour la liaison plus courte Boké - Conakry. Bien que la dispersion des résultats soit assez importante, on peut considérer que les courbes moyennes de la figure 13 sont assez bien représentatives du phéno-

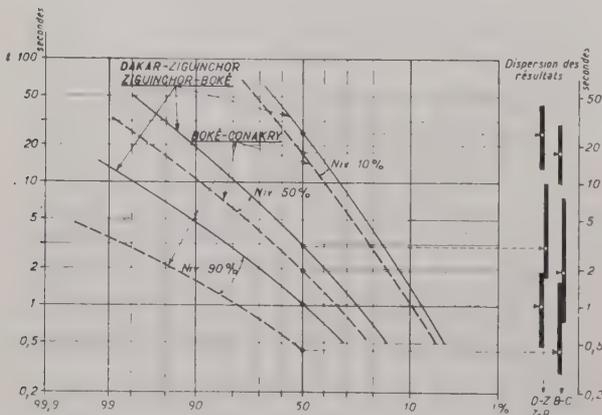


FIG. 13. — Distribution des durées d'évanouissements pour différents niveaux.

mène. On a représenté à droite de la figure des segments proportionnels à l'amplitude de la dispersion des valeurs pour les durées d'évanouissements dépassées pendant 10 %, 50 % et 90 % des cas. On notera que les durées sont plus brèves, c'est-à-dire les fluctuations plus rapides, pour la liaison la plus courte.

On a tenté de représenter les lois de distribution des durées d'évanouissements au-dessous du niveau médian, ramenées à leur moyenne, pour l'échantillon considéré, sur la figure 14, où les pourcentages sont représentés sur une échelle logarithmique. Les courbes en trait plein représentent la loi la plus souvent rencontrée (d'ailleurs différente pour les liaisons longues et courtes), mais on a aussi trouvé des lois telles que celles représentées en pointillé. De telles différences rendent difficile une interprétation théorique, à partir de modèles initiaux simples, tels que ceux proposés récemment [6].

On notera que les courbes ont dû être arrêtées aux valeurs correspondant aux durées d'évanouissements de 0,5 seconde.

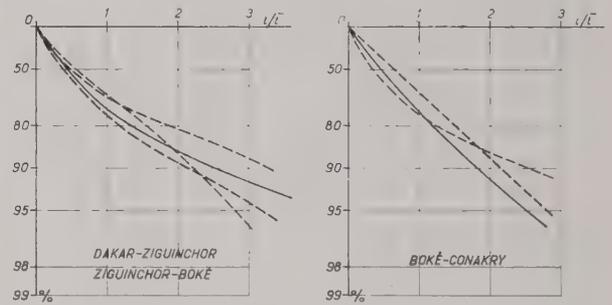


FIG. 14. — Lois de distribution en durée des évanouissements.

C. — CONCLUSIONS DES ESSAIS

1. Faisceau hertzien transhorizon de Dakar à Conakry

Le but principal des essais était l'étude d'un projet de faisceau hertzien transhorizon entre Dakar et Conakry.

Conformément à la méthode préconisée dans une étude récente [7], on a dégagé des essais une courbe probable de distribution des affaiblissements moyens horaires pour le mois le plus défavorable, sur chacun des tronçons.

Ce mois a été choisi, compte tenu des conclusions dégagées dans l'étude de l'effet climatique, et avec les réserves indiquées plus haut.

On a donc apporté aux courbes expérimentales une correction correspondant à cet effet climatique, évaluée d'après les résultats précédents, pour aboutir aux courbes de la figure 15. Sur cette figure, les affaiblissements sont donnés pour une bande de fréquence autour de 500 MHz, et les heures au cours du mois durant lesquelles l'affaiblissement indiqué

sera dépassé sont représentées sur une échelle logarithmique.

Le calcul de la liaison est alors fait, d'après l'étude citée, en prenant pour hypothèse que les fluctuations au cours d'une heure obéissent à une loi de Rayleigh. Cette hypothèse est acceptable ici, puisqu'on a vu sur les résultats de la figure 11, qu'un écart 50-99 % égal à celui d'une loi de Rayleigh est une valeur sensiblement maximum pour les affaiblissements les plus élevés.

Si l'on suppose alors que les caractéristiques des équipements sont calculés de telle façon que, au-dessous d'une certaine valeur d'affaiblissement de propagation horaire, les performances exigées de la liaison soient satisfaites, les choix de cette valeur d'affaiblissement maximum donnera le nombre d'heures d'interruption de la liaison.

En choisissant par exemple, toujours dans la bande des 500 MHz :

1) une valeur de 210 dB pour l'affaiblissement maximum sur la liaison Dakar - Ziguinchor, on aurait une durée d'interruption au cours du plus mauvais mois, d'environ 2 h.

2) une valeur de 216 dB sur la liaison Ziguinchor - Boké, on aurait une durée d'interruption d'environ 2 h.

3) une valeur de 198 dB sur la liaison Boké - Conakry, on aurait une durée d'interruption d'environ 2 h également.

Les temps d'interruption étant probablement indépendants sur les trois tronçons, on aura pour la liaison totale Dakar - Conakry une durée probable d'interruption au cours du plus mauvais mois d'environ 6 heures. On peut même préciser que les périodes d'interruption seront, compte tenu de l'effet climatique, situées au cours des mois de décembre à février (et éventuellement des mois de juillet-août), et, compte-tenu de l'effet diurne, situées entre 12 et 16 h environ.

2. Propagation transhorizon des ondes ultra-courtes en région tropicale

On a vu la situation météorologique complexe de la région de Dakar. Il faut ajouter, en outre, que la localisation géographique des liaisons le long de la côte atlantique rend les résultats obtenus difficilement extrapolables à l'ensemble des régions tropicales, et notamment là où l'influence maritime ne se fait plus sentir.

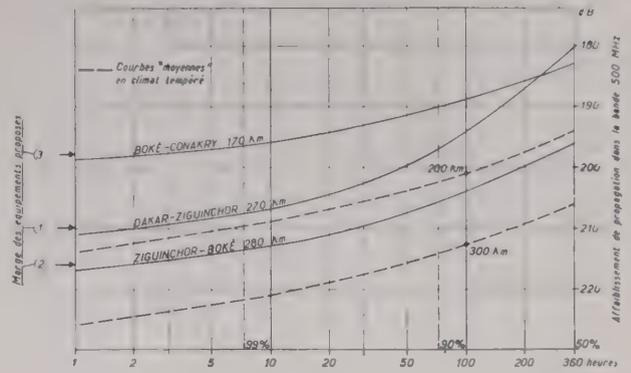


FIG. 15. — Distribution des affaiblissements de propagation au cours des plus mauvais mois.

On peut cependant noter que les affaiblissements observés sont moindres, à distance égale, qu'en climat tempéré. On a par exemple représenté sur la figure 15, en pointillé, des courbes de distribution des affaiblissements moyens horaires au cours des plus mauvais mois en climat tempéré pour les distances 200 et 300 km, telles qu'elles paraissent résulter de nombreux résultats expérimentaux [7]. On voit que le gain pour les niveaux faibles est de l'ordre de 10 dB et bien supérieur pour les niveaux moyens. Ces résultats confirment les conclusions qui avaient été tirées, lors d'une étude précédente des paramètres météorologiques en climat africain et notamment des variations moyennes du gradient d'indice [3].

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Pour plus de détails cf. DU CASTEL F., *Etude de liaisons transhorizon en Afrique Occidentale*, Etude C.N.E.T., n° 530T, 3 juillet 1959.
- [2] MISME P., Corrélation entre le champ à grande distance et un nouveau paramètre radiométéorologique, *IRE Trans* Volume AP-6 n° 3, juillet 1958.
- [3] CASTEL F. DU, MISME P., Etude statistique de paramètres radio-météorologiques, Note Techn. d'Inform. C.N.E.T., T 150, du 12 juin 1958.
- [4] CASTEL F. [DU], Note sur les fluctuations d'amplitude des champs lointains, *Annales des Télécommunications*, T. XIV, n° 3-4, mars-avril 1959.
- [5] CASTEL F. DU, MISME P., VOGÉ J., Réflexions partielles dans l'atmosphère et propagation à grande distance, *Annales des Télécommunications*, T. XIII, N° 7-8 (juillet-août 1958), n° 9-10 (septembre-octobre 1958), T. XIV, n° 1-2 (janv.-février 1959), et suivants.
- [6] RICE S.O., Distribution of the duration of fades in radio transmission, *Bell System Techn. Journal*, V 37, pp. 581-635, mai 1958.
- [7] CASTEL F. DU, VOGÉ J., Note sur le calcul des caractéristiques des faisceaux hertziens transhorizon, Etude C.N.E.T. 519 T, 19 mars 1959 et *Echo des Recherches*, N° 35, 1959.
- [8] CASTEL F. DU, VOGÉ J., *loc. cit.*
- [9] CASTEL F. DU, MISME P., *loc. cit.*

FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON THC 953

PAR

B. FOSTOFF et J. ILTIS

*Département Télécommunications de la Compagnie
Française Thomson-Houston*

1. Généralités

L'équipement pour faisceaux hertziens THC 953 de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON a été étudié en coopération avec le Centre National d'Etudes des Télécommunications. Les caractéristiques de ce matériel sont en accord avec les normes de l'Administration Française des P.T.T. relatives aux équipements pour faisceaux hertziens transhorizon dans la bande de fréquence 450-600 MHz (GDT 101). Elles ont été déterminées à partir de l'étude des paramètres suivants :

- la bande de fréquence
- les dimensions des aériens
- la puissance d'émission
- la capacité d'information et le seuil de réception
- le système de réception en diversité
- la sécurité du fonctionnement
- le mode d'exploitation

1.1. BANDE DE FRÉQUENCE

La bande de fréquence choisie se trouve dans la partie du spectre de fréquence la plus favorable à l'établissement de liaisons transhorizon, compte tenu de la dimension des aériens, de la distance entre stations et des bruits cosmiques et industriels. Cette bande est, de plus, assez basse pour autoriser l'utilisation de triodes ou de tétrodes à disques scellés dans les amplificateurs de puissance et pour permettre une réalisation économique des aériens.

1.2. DIMENSIONS DES AÉRIENS

Les aériens utilisés avec cet équipement sont constitués d'un réflecteur parabolique de 6 ou 10 m de diamètre et d'une source primaire capable de rayonner simultanément dans deux polarisations rectilignes et orthogonales.

Le choix de ces aériens a été guidé par la recherche d'un allègement de structure et de prix, et par la facilité d'installation.

1.3. PUISSANCE D'ÉMISSION

La puissance nominale d'émission est de 1 kW, de façon à limiter la consommation d'énergie de chaque station radioélectrique. Elle permet l'implantation facile de cet équipement dans des régions désertiques ou peu développées. Cette puissance d'émission est obtenue avec une tétrode céramique refroidie par air. Cet amplificateur offre sur les amplificateurs utilisant des klystrons, l'avantage d'être peu fragile, bon marché et d'une exploitation plus simple.

1.4. CAPACITÉ D'INFORMATION ET SEUIL DE RÉCEPTION

La capacité nominale de ce matériel est de 12-36 ou 60 voies téléphoniques.

Les réseaux de préaccentuation, les filtres moyenne fréquence du récepteur sont adaptés à chaque capacité téléphonique de façon à réaliser les liaisons radioélectriques ayant les caractéristiques de transmission les plus satisfaisantes.

Le seuil de réception est de -123 dBW ($5 \mu\text{V}$) pour une capacité de 60 voies téléphoniques. Cette valeur a été obtenue par l'utilisation d'un préamplificateur UHF à l'entrée du récepteur dont le facteur de bruit est inférieur à 6 dB.

1.5. SYSTÈME DE DIVERSITÉ

La réception en diversité utilise en général les paramètres suivants :

- l'espacement des aériens
- le nombre des fréquences utilisées sur un sens de transmission

— la polarisation des ondes rayonnées

La combinaison de ces trois paramètres permet de retenir les diagrammes fonctionnels suivants :

— Réception en diversité double (fig. 1)

Elle utilise une fréquence par sens de transmission et deux aériens à chaque station.

— Réception en diversité quadruple

Elle comprend :

— soit deux fréquences par sens de transmission de deux aériens à chaque station (fig. 2).

— soit une fréquence par sens de transmission et deux aériens à chaque station. L'émission et la réception se font en polarisation croisée sur un même aérien (fig. 3).

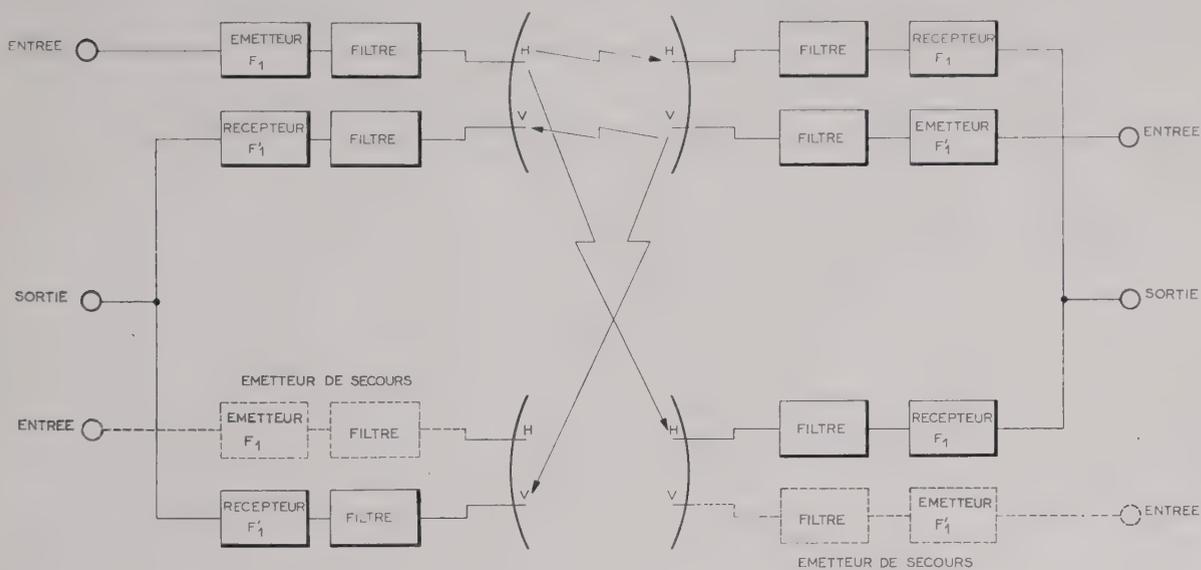


FIG. 1. — Diagramme du fonctionnement en diversité double.

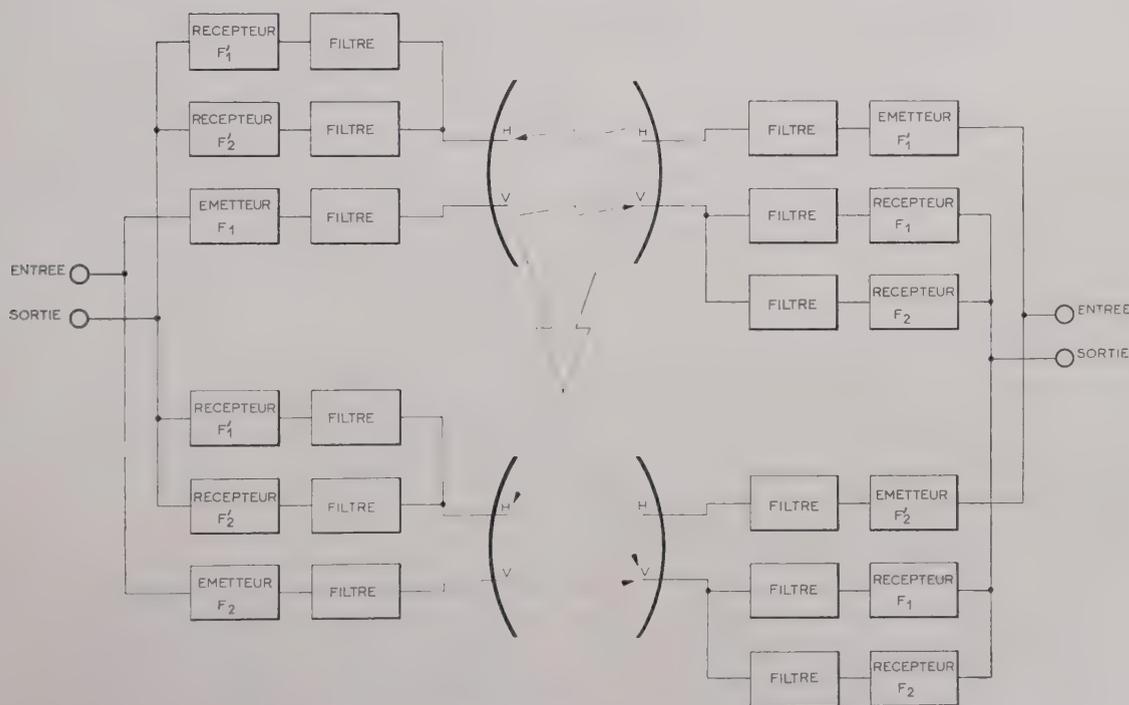


FIG. 2. — Diagramme du fonctionnement en diversité quadruple à deux fréquences.

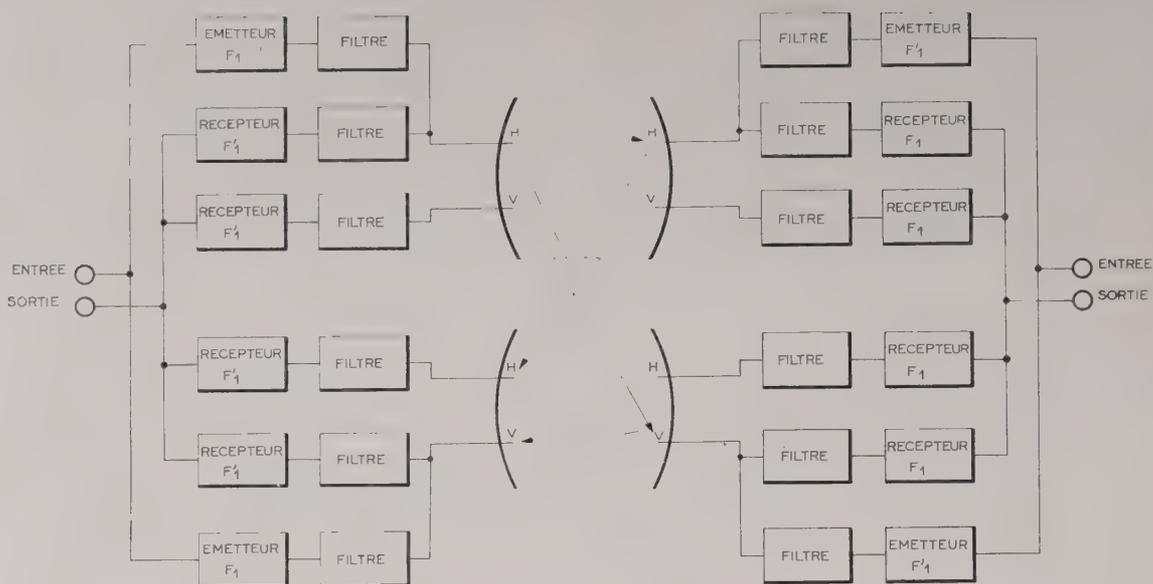


FIG. 3. — Diagramme du fonctionnement en diversité quadruple à une fréquence.

Ces diagrammes définissent :

— les aériens dont la source primaire comprend deux plans de polarisation orthogonaux de façon à utiliser la polarisation des ondes rayonnées comme moyen de séparation des signaux.

— les caractéristiques des aiguillages et filtres UHF, en prévoyant sur une même ligne de transmission :

soit deux émetteurs ou deux récepteurs, la séparation entre les deux fréquences émission ou réception étant au minimum de 8,24 MHz.

soit un émetteur et un récepteur, la séparation entre les fréquences d'émission et de réception étant au minimum de 39,14 MHz.

1.6. SÉCURITÉ DE FONCTIONNEMENT

Un des éléments essentiels dans la détermination des caractéristiques d'une liaison transhorizon est l'évaluation de la durée des interruptions de fonctionnement.

Ces interruptions ont les origines suivantes :

- les fluctuations du milieu de propagation
- les défaillances des équipements
- les défaillances des sources d'énergie

Les interruptions dues aux propagations sont liées à la longueur des bonds radioélectriques. Elles sont en général évaluées à la suite d'essais de propagation et déterminent la composition du matériel implanté dans les stations radioélectriques.

Les défaillances dues aux équipements et aux sources d'énergie doivent être considérées avec beaucoup d'attention afin d'éviter que les interruptions qu'elles provoquent ne deviennent supérieures à celles dues au milieu de propagation.

La limitation de la durée des interruptions dues à l'équipement THC 953 est obtenue :

— par un choix judicieux des pièces détachées et des tubes employés,

— par une réalisation mécanique facilitant les opérations de maintenance,

— par le remplacement de l'organe défaillant obtenu de la manière suivante :

— Liaisons exploitées en diversité quadruple

Il n'y a pas de matériel de secours, car la défaillance d'un organe quelconque n'entraîne pas un ordre de diversité effectif inférieur à 2 et la liaison n'est jamais interrompue.

— Liaisons exploitées en diversité double

Il est prévu en secours un émetteur et un récepteur. Le remplacement de l'émetteur défaillant est automatique de façon à limiter la durée de l'interruption et celui du récepteur est manuel.

L'équipement est conçu de façon que les dispositifs de sécurité et de mise en route temporisée ne déclenchent que pour des disparitions de l'énergie supérieures à la seconde. Ceci permet, joint à un dispositif de groupe de secours, à démarrage rapide, de réduire la durée des interruptions en réappliquant les hautes tensions aussitôt la réapparition de l'énergie.

1.7. MODE D'EXPLOITATION

Une liaison radioélectrique transhorizon comporte généralement deux stations terminales et un certain nombre de stations relais. Ces stations sont en principe situées près de villes où il est souvent nécessaire d'arrêter des voies téléphoniques pour le trafic local. Il en résulte que chaque station relais est, en

fait, constituée par les équipements de deux stations terminales dos à dos.

Par suite, dans ces types de liaisons, le nombre de modulations et de démodulations est élevé et l'appareillage modulateur et démodulateur de l'équipement THC 953 est prévu pour effectuer ces opérations en maintenant très bas le niveau des produits d'intermodulation.

De plus, l'exploitation de ces liaisons se trouve facilitée par l'utilisation d'une télésignalisation.

2. Comparaison entre les matériels THC 953 et THC 949 T

Le matériel THC 953 présente par rapport à l'équipement THC 949 T décrit dans de précédents articles (*) outre un accroissement de capacité téléphonique (60 voies au lieu de 24) un nombre important des dispositifs introduits dans le but :

- d'accroître la sécurité du fonctionnement
- de simplifier l'exploitation
- de faciliter la réalisation d'un réseau téléphonique étendu.

2.1. SÉCURITÉ DU FONCTIONNEMENT

— Le matériel essentiellement conçu pour les régions sahariennes a fait l'objet d'une tropicalisation totale comportant en particulier la possibilité d'effectuer la ventilation par air conditionné et une mise sous pression de tous les ensembles radioélectriques pour éviter toutes rentrées de poussière de sable.

L'accroissement de la bande des fréquences transmises a permis de simplifier la réception tout en accroissant les possibilités de diversité.

— Un tube tétrode à structure céramique remplace dans l'amplificateur de puissance les trois tubes en verre TBL 2/300 apportant une amélioration considérable sur la sécurité de fonctionnement.

— Il n'y a plus de commutateurs coaxiaux de puissance. Ils ont été remplacés par l'utilisation d'une source primaire à deux polarisations. Les émetteurs de service et de secours, dans le cas de la réception en diversité double, émettent sur la même polarisation mais sont raccordés à deux antennes séparées.

2.2. SIMPLIFICATION DE L'EXPLOITATION

L'équipement THC 953 fonctionne sur le principe de la transposition de fréquence, à l'opposé du principe de la multiplication de fréquence qui existe sur le matériel THC 949 T.

(*) Faisceau Hertzien à diffusion troposphérique de moyenne portée, par P. CHAVANCE et J. ILTIS, *Onde Electrique*, novembre 1957.

Le Faisceau Hertzien Medea — Laghouat — Ouargla par M. OLIVIER et J. PELLERIN, même numéro de l'*Onde Electrique*, page 32.

Cette disposition présente l'avantage :

- de pouvoir effectuer des maintenances faciles sur les ensembles modulateurs et démodulateurs à l'intérieur d'une même station, en permettant leur interconnexion en moyenne fréquence.

- de réaliser des ensembles modulateurs démodulateurs présentant un faible taux d'intermodulation.

- de permettre l'accroissement de la capacité téléphonique, le matériel pouvant s'adapter à la transmission de 12 - 36 ou 60 voies téléphoniques, par le changement de quelques organes.

Divers aménagement permettant en outre :

- de vérifier en permanence le degré de diversité effectivement en service sur chaque liaison ainsi que la qualité téléphonique de ces liaisons grâce à l'insertion et à l'extraction du pilote de continuité à chaque station.

- de faciliter les opérations courantes de maintenance et éventuellement de dépannage par une disposition judicieuse des points de mesures.

- de réaliser la climatisation facile des stations radioélectriques par l'utilisation d'un dispositif de refroidissement inclus dans le matériel. L'énergie thermique dégagée par les équipements dans chaque station est ainsi réduite au minimum.

- de posséder un dispositif de télésignalisation permettant à une station principale de surveiller à distance le fonctionnement des organes essentiels des stations secondaires. Il en résulte la possibilité de diminuer la quantité et la qualification du personnel d'exploitation dans ces stations secondaires.

2.3. RÉALISATION DE RÉSEAUX TÉLÉPHONIQUES ÉTENDUS

Tous les organes du matériel THC 953 peuvent être accordés dans la bande 450 - 600 MHz. Cet équipement peut donc être employé pour constituer des réseaux de télécommunications étendus, car il est facile de déterminer pour ces réseaux, dans une bande de fréquence de 150 MHz, un plan de fréquence évitant toute interférence.

3. Description

La figure 4 donne le schéma synoptique d'une liaison radioélectrique en quadruple diversité.

Chaque station comprend :

- l'ensemble émission composé :
 - d'un organe interconnexion basse fréquence émission
 - de deux modulateurs amplificateurs
 - de deux amplificateurs de puissance
- l'ensemble réception composé :
 - de quatre récepteurs élémentaires
 - de quatre combineurs de diversité
 - d'un organe interconnexion basse fréquence réception

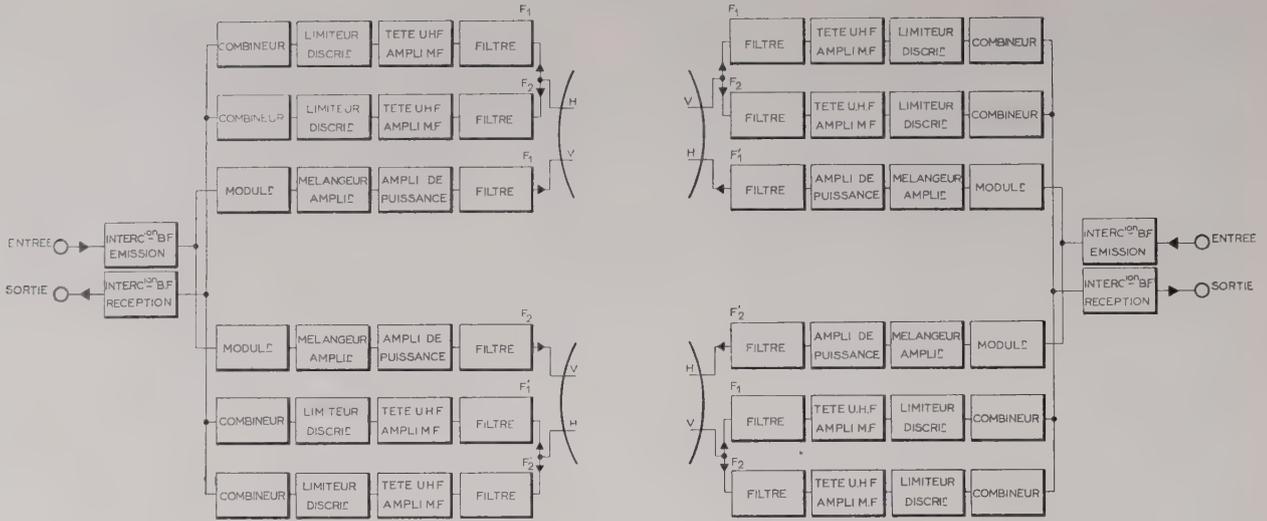


FIG. 4. — Schéma synoptique d'une liaison en diversité quadruple.

— Le dispositif d'aiguillage permettant le couplage des ensembles Emission-Réception et des aériens, et les lignes de transmissions correspondantes

- les aériens comportant :
 - un réflecteur
 - une source primaire
- les dispositifs annexes comportant :
 - les organes de télésignalisation
 - la signalisation locale
 - une voie de service
- les dispositifs de ventilation et de pressurisation
- les groupes d'énergie de secours

3.1. ENSEMBLE EMISSION

3.1.1. Organe d'interconnexion basse fréquence Emission

Cet ensemble (fig. 5) comprend les divers organes servant à la combinaison des signaux provenant :

- des équipements multiplex
- de la voie de service et de la télésignalisation omnibus (seulement dans les stations relais)
- de la télésignalisation et de la voie de service locale
- de l'émetteur du pilote de continuité.

Un réseau de préaccentuation, un amplificateur à deux chemins d'amplification et à double alimentation, un dispositif d'aiguillage (permettant la commande de deux modulateurs de fréquence) et un émetteur de pilote de continuité complètent cet organe d'interconnexion.

3.1.2. Modulateur - amplificateur (fig. 6)

Il comprend trois parties :

- le modulateur de fréquence à 35 MHz
- l'ensemble de transposition 35 MHz - UHF
- les amplificateurs UHF.

3.1.2.1. Modulateur de fréquence. Ce modulateur est essentiellement un oscillateur à fréquence variable. Il délivre un signal modulé en fréquence autour

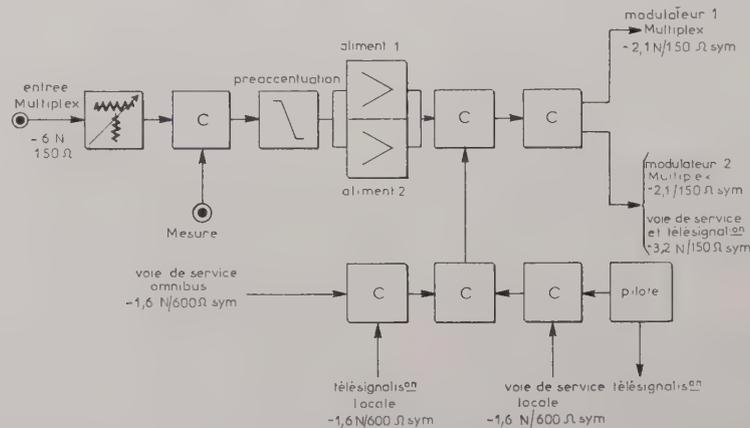


FIG. 5. — Diagramme fonctionnel de la B.F. émission.

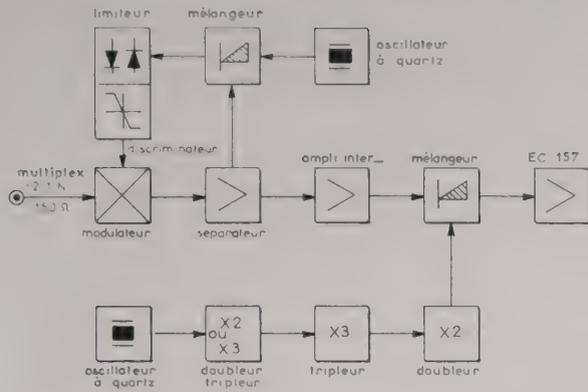


Fig. 6. — Diagramme fonctionnel du modulateur-amplificateur de puissance.

de 35 MHz. Son excursion de fréquence peut varier de ± 3 MHz. Dans le cas de la transmission de signaux multiplex la déviation de fréquence crête est limitée au voisinage de ± 500 kHz de façon à obtenir une très grande linéarité de la modulation.

Ce modulateur est complété par un dispositif de commande automatique de fréquence permettant d'obtenir une dérive de fréquence ≤ 10 kHz. La commande automatique de fréquence est réalisée par la détection aux bornes d'un discriminateur de fréquence du battement obtenu entre le signal du modulateur et celui d'un oscillateur de référence à quartz. Un second oscillateur à quartz contrôle la stabilité de ce discriminateur. Le pilote de continuité mesuré à la sortie de ce même discriminateur permet de régler l'excursion de fréquence du modulateur.

Cet ensemble délivre à sa sortie une tension de 0,5 V aux bornes de 75 Ω permettant ainsi en cas d'incidents son bouclage sur les étages limiteurs des récepteurs pour faciliter les opérations de dépannage.

3.1.2.2. Ensemble de transposition 35 MHz — UHF. Cet ensemble est composé :

— d'un amplificateur moyenne fréquence à 35 MHz

La tension à la sortie du modulateur est amplifiée et limitée dans trois étages. Le dernier étage amplificateur alimente un transformateur différentiel qui fournit deux sorties symétriques et indépendantes permettant l'attaque du mélangeur avec une puissance supérieure ou égale à 250 mW.

— d'un oscillateur local émission

Les fréquences de l'oscillateur local sont comprises soit entre 416 et 479 MHz, soit entre 571 et 634 MHz. Ces fréquences sont obtenues à partir d'un oscillateur à quartz suivi d'étages multiplicateurs.

— d'un mélangeur émission (fig. 7)

Le mélangeur émission utilisé dans cet équipement est du type coaxial et comprend des cristaux au silicium TH 8101. L'oscillateur local et le signal à 35 MHz attaquent symétriquement le mélangeur dont la structure permet d'éliminer la fréquence de l'oscillateur local dans une large bande de fréquence. La puissance de cet oscillateur est inférieure d'au moins 10 dB à la puissance du signal utile à la

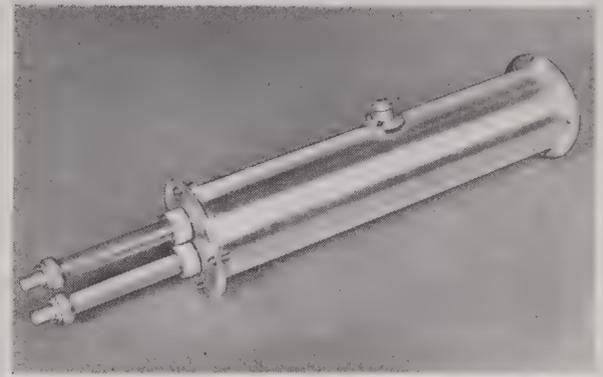


Fig. 7. — Mélangeur émission.

sortie du mélangeur. Ceci permet d'alléger les circuits sélectifs destinés à l'élimination du porteur.

3.1.2.3. Amplificateur UHF. Il est constitué de deux amplificateurs à structure coaxiale fonctionnant grille à la masse. Les cavités d'entrée et de sortie sont constituées par une ligne coaxiale en quart de longueur d'onde. Le premier étage est équipé d'un tube EC 157, le second d'un tube 2C 39. Ces tubes sont utilisés de manière à obtenir un fonctionnement de longue durée.

La puissance de sortie est supérieure ou égale à 12 W dans toute la bande UHF.

3.1.3. Amplificateur de puissance 1 kW (Fig. 6).

Il comporte deux étages d'amplification :

— un étage à deux triodes TH 0,21 montées en parallèle et donnant une puissance supérieure ou égale à 150 W

— un étage avec un tube tétrode céramique P.T.T. 69 42 donnant une puissance de sortie supérieure ou égale à 1 kW (fig. 8).

Ces deux étages utilisent un montage du type grille à la masse. Les circuits d'entrée, entre cathode et grille, sont constitués par une ligne coaxiale. L'adaptation est obtenue à l'aide d'une boucle et d'un piston de court-circuit. Les circuits de sortie, entre grille et plaque sont constitués par une ligne coaxiale en quart de longueur d'onde. L'accord de ces circuits est réalisé par un piston de court-circuit

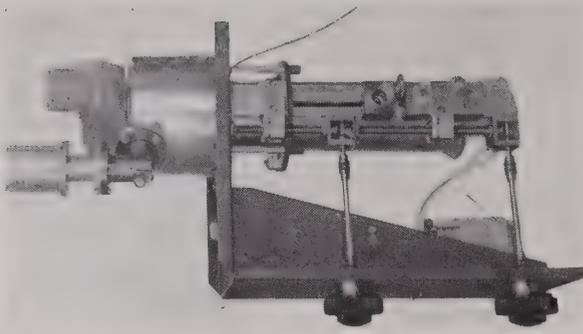


FIG. 8. — Cavité 1 kW.

mobile. Le couplage de sortie est capacitif. L'accord des circuits d'entrée et de sortie est obtenu dans toute la bande de fréquence 450 – 600 MHz.

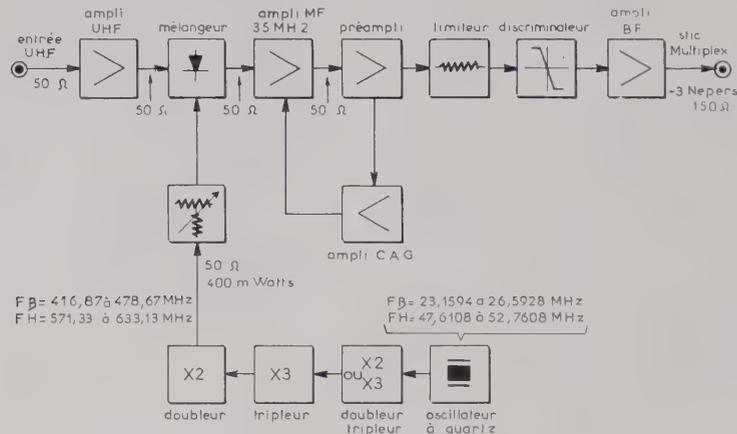


FIG. 9. — Diagramme fonctionnel du récepteur élémentaire.

Dans le premier étage les grilles des tubes sont isolées en courant continu de manière à mesurer le courant grille de chaque tube.

Le rendement de l'étage de sortie est supérieur à

3.2.1.1. *Amplificateur UHF* (fig. 10). Il utilise un tube EC 157 monté dans une structure coaxiale. Les cavités d'entrée et de sortie sont constituées par une ligne coaxiale en quart de longueur d'onde.

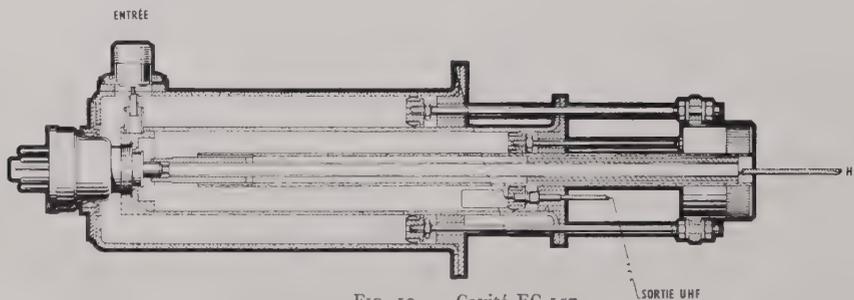


FIG. 10. — Cavité EC 157.

50 %. Un filtre passe-bas incorporé dans l'amplificateur permet d'atténuer les harmoniques émis.

Un dispositif permet de raccorder la sortie de l'amplificateur soit sur la sortie de l'étage 150 W, soit sur celle de l'étage 1 kW.

Cet amplificateur comprend outre les circuits décrits ci-dessus :

- une alimentation 1 200 V
- une alimentation 4 000 V

Cet amplificateur permet d'obtenir un facteur de bruit ≤ 6 dB et un taux d'onde stationnaire (T.O.S.) à l'entrée du récepteur $\leq 1,2$ dans toute la bande 450 – 600 MHz.

3.2.1.2. *Ensemble de transposition UHF – moyenne fréquence*. Il comprend :

- un mélangeur réception

De forme coaxiale, il utilise un cristal au silicium 8021 C. Il fonctionne sans aucun réglage dans toute la bande. Le T.O.S. à l'entrée du mélangeur est $\leq 1,5$.

— un oscillateur local

Sa conception est identique à celle de l'oscillateur local émission. Il faut toutefois noter que le choix de la fréquence de l'oscillateur a été déterminé de façon à éviter un brouillage possible du récepteur, lorsque la fréquence image de récepteur coïncide avec la fréquence d'un émetteur. Un filtre coaxial se trouve à la sortie de l'oscillateur local de façon à maintenir à une valeur négligeable les interférences dues à la présence de raies parasites.

un amplificateur moyenne fréquence

Il comprend :

- un étage cascade d'entrée
- 6 étages amplificateurs à contre-réaction.

Cet amplificateur est centré sur 35 MHz. Sa largeur de bande dépend de la capacité téléphonique. Son gain maximum est de 90 dB. Une commande automatique de gain énergétique permet de maintenir son niveau de sortie constant à 1 dB près pour une variation du signal d'entrée de 80 dB.

L'utilisation de la contre-réaction permet, en augmentant le produit gain-bande passante de chaque étage d'obtenir des valeurs maxima des capacités d'accord. Par suite l'influence d'un changement de tube sur la courbe de réponse de l'amplificateur moyenne fréquence se trouve réduite.

3.2.1.3. Ensemble limiteur-discriminateur. La limitation est obtenue par 3 étages amplificateurs séparés par des limiteurs à cristaux de silicium montés tête bêche. La compression de la modulation d'amplitude résiduelle à leur sortie est de 35 dB.

Ce limiteur est suivi d'un discriminateur type Foster Seeley à grande linéarité.

Un étage amplificateur permet, à basse impédance, d'établir la liaison entre le récepteur et les organes d'interconnexion basse fréquence.

Le seuil pratique de récepteur est de 12 dB environ au-dessus du bruit thermique.

3.2.2. Combineurs de diversité (fig. 11)

L'ensemble combineur de diversité assure la combinaison des signaux de la bande de base provenant des récepteurs élémentaires dont le nombre

peut varier de 2 à 4. Le fonctionnement reste correct pour un niveau compris entre 10 dB en-dessous, et 40 dB au-dessus du seuil du récepteur.

Chaque combineur de diversité élémentaire comprend :

- un étage de combinaison constitué par un étage amplificateur à charge cathodique
- un amplificateur de bruit constituant le dispositif de commande de l'étage de combinaison. Il permet de donner à l'étage de combinaison une impédance interne proportionnelle à la puissance de bruit présente dans la voie réception considérée. Le bruit est prélevé au-dessus de la bande de base par un filtre passe-bande.
- un dispositif de contrôle. Le pilote de continuité radio est transmis à travers l'amplificateur de bruit. En cas d'absence de ce pilote ou de la défaillance d'un organe de cette voie réception, un dispositif de commutation interrompt le fonctionnement du combineur défaillant afin de ne pas dégrader le signal provenant des autres voies.

3.2.3. Ensemble d'interconnexion B.F. réception (fig. 11)

Cet ensemble comprend les organes nécessaires aux aiguillages des signaux de la bande de base, de la télésignalisation et de la voie de service. Il comprend, de plus, sur la voie transmettant les signaux de la bande de base, un filtre passe-bande éliminant le pilote de continuité radio et le bruit au-dessus de la bande de base, un réseau de désaccentuation et un amplificateur à deux voies d'amplification et à double alimentation.

3.3. DISPOSITIF D'AIGUILLAGE

Le dispositif d'aiguillage est conçu pour s'adapter aux diverses structures de réception en diversité. Ces aiguillages sont réalisés en utilisant les deux catégories de filtres suivants :

- les filtres émission
- les filtres réception.

Les filtres émission atténuent les rayonnements

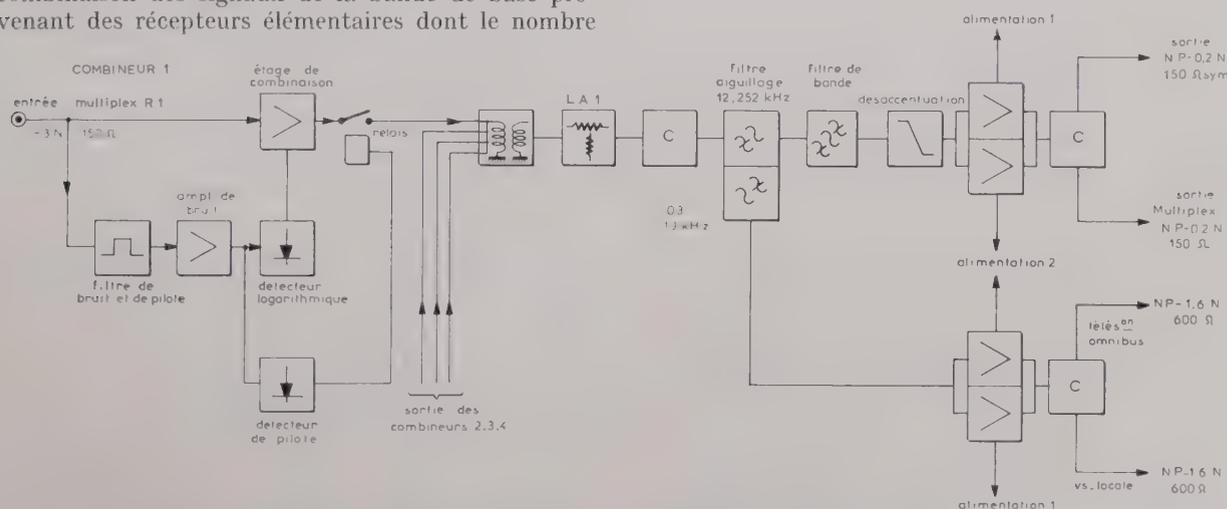


FIG. 11. — Diagramme fonctionnel du combineur de diversité et de l'ensemble B.F. réception. Le filtre de bande correspond à 12-60 kHz pour 12 voies, 12-156 kHz pour 26 voies et 12-252 kHz pour 60 voies.

parasites de l'émetteur (harmoniques, bruit thermique, etc.) situés en dehors de la fréquence émission et en particulier dans la gamme de fonctionnement des récepteurs branchés sur la même ligne de transmission ou localisés dans la même station.

Les filtres réception assurent une protection suffisante des récepteurs contre les émissions présentes dans la même station. Ils permettent de plus le fonctionnement sur une ligne de transmission commune soit de deux récepteurs, soit d'un émetteur et d'un récepteur.

Ces filtres du type passe-bande, sont constitués par des cavités en guide d'onde, couplées entre elles par un tronçon de guide en quart de longueur d'onde. Chaque filtre comprend quatre cavités et sa courbe de réponse est du type méplat à zéro multiple.

Les caractéristiques des filtres émission et réception étant voisines, quatre types de filtres ont été prévus accordables dans les bandes de fréquence :

450	–	485	MHz
480	–	515	MHz
535	–	570	MHz
570	–	600	MHz

Les filtres sont raccordés aux lignes de transmission par une transition guide-coaxial. La mise en parallèle des filtres est réalisée par un T de couplage.

Les pertes d'insertion de l'ensemble filtre-transition sont de 0,5 dB dans une bande de 1 MHz autour de la porteuse et de 80 dB à 40 MHz de celle-ci.

3.4. AÉRIENS ET LIGNES DE TRANSMISSION

Chaque aérien comprend :

— un réflecteur parabolique de 6 ou 10 m de diamètre

— une source primaire constituée par une antenne à fente et une antenne à dipôles dont on croise les polarisations rectilignes en plaçant l'axe des dipôles parallèle à l'axe de la fente (fig. 12).

L'antenne à fente, employée à l'émission est constituée par deux volets conducteurs placés devant une plaque réflectrice. L'antenne à deux dipôles utilise comme réflecteurs les volets de la fente.

Le gain en puissance est de 25 dB pour l'antenne de 6 m de diamètre et de 31 dB pour l'antenne de 10 m à 500 MHz.

Le niveau des maxima des lobes secondaires est inférieur de 20 dB au niveau du maximum du lobe principal du diagramme de rayonnement de l'aérien complet.

Les lignes de transmission utilisées sont des coaxiaux semi rigide dont les pertes de 0,012 dB/m et la puissance admissible supérieure à 5 kW à 500 MHz.

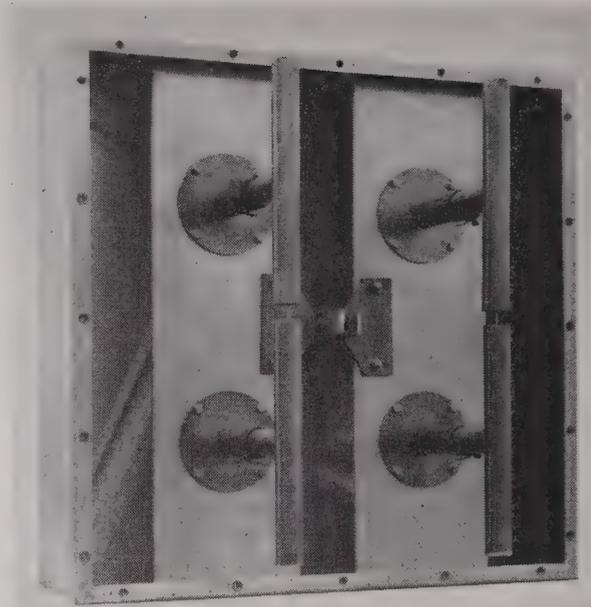


FIG. 12. — Source primaire bipolaire.

3.5. DISPOSITIF DE SURVEILLANCE ET DE TÉLÉSIGNA- LISATION

Dans chaque station, un certain nombre d'organes radioélectriques sont surveillés par l'allumage ou l'extinction de voyants lumineux. Pour les éléments essentiels (présence du pilote, puissance de sortie, puissance réfléchie anormale dans l'antenne, présence secteur, etc.) cette surveillance est effectuée par un relais à quatre contacts, dont l'un sert à l'alarme et les autres à la signalisation locale et à la télésignalisation.

Le principe de fonctionnement de la télésignalisation est le suivant :

Un tronçon de surveillance est constitué par 1, 2, 3 ou 4 stations télésurveillées et 2 stations directrices situées de part et d'autre du tronçon. Chaque station directrice contrôle un sens de transmission, c'est-à-dire les équipements des stations télésurveillées situées en aval et les équipements de réception de la deuxième station directrice.

Les informations de télésignalisation d'un sens de transmission sont retransmises vers la station directrice par l'autre sens de transmission du faisceau hertzien et réciproquement.

Ces informations sont transmises par la modulation d'une fréquence porteuse. Cette fréquence est différente pour chaque station

1 ^{re} station	7 300 Hz
2 ^e station	8 100 Hz
3 ^e station	8 900 Hz
4 ^e station	9 700 Hz

La déviation de fréquence est de ± 150 Hz

Dans chaque station les contrôles sont effectués en explorant les divers points à contrôler par une série

d'impulsions espacées dans le temps. La vitesse de transmission de ces impulsions est de 12,5 baud. Cette exploration se répète d'une manière cyclique, chaque cycle étant séparé par une période de repos de 80 ms. Cette période est utilisée à la synchronisation des informations. A la station directrice ces informations sont démodulées et affichées sur un tableau lumineux permettant à tout instant de surveiller l'état de la liaison.

L'ensemble du dispositif de télécontrôle est réalisé à l'aide de transistors, de diodes et de tores à ferrites.

3.6. VOIE DE SERVICE

Elle est située dans la bande 300 - 2 400 Hz. Elle est du type omnibus et permet l'exploitation de la liaison sous le contrôle de la station directrice. L'émission de l'appel est directive.

4. Présentation générale du matériel

L'ensemble du matériel radioélectrique est monté à l'intérieur de cellules métalliques formant une

Ces deux groupes sont prévus pour être assemblés côte à côte sur un socle commun, la face arrière du matériel pouvant être adossée au mur.

Les panneaux et les portes situés sur la face avant de ces cellules, permettent l'accès aux différents organes et sont fermés en exploitation. Leur étanchéité est suffisante pour éviter les fuites d'air chaud provenant de la ventilation des équipements vers la salle d'exploitation. Les cellules sont d'ailleurs légèrement pressurisées pour se protéger des poussières de sable. Sur la face avant de ces panneaux et de ces portes, se trouvent tous les organes et appareils de mesures nécessaires à la maintenance usuelle.

L'ensemble des cellules porte à la partie supérieure les dispositifs permettant le raccordement aux circuits d'alimentation et aux lignes de transmission ainsi qu'une hotte permettant l'évacuation vers l'extérieur de l'air chaud provenant des équipements. Les canalisations amenant l'air frais nécessaire à la ventilation sont prévues à la partie inférieure et à l'arrière de cet ensemble.

Les sous-ensembles « Emission-Réception » sont montés sur des bâtis se déplaçant sur un chemin de roulement permettant ainsi de les tirer horizontalement vers l'avant.



FIG. 13. — Equipement « en diversité quadruple ».

enceinte dont les dimensions extérieures sont les suivantes (fig. 13)

hauteur 2,10 m
longueur : 4 m
profondeur : 0,80 m

A l'intérieur de ces cellules se trouvent montés deux groupes comprenant :

— l'un, les sous-ensembles « Emission-Réception »
— l'autre, les sous-ensembles « Amplificateurs de puissance.

Le groupe Emission-Réception est composé :

- de deux bâtis « Récepteurs » pouvant recevoir chacun un ou deux récepteurs (fig. 14)
- d'un bâti « Interconnexion basse fréquence »
- de deux bâtis « Pilote modulateur » (fig. 15).

Chacun de ces bâtis est composé d'un cadre métallique servant de support à des platines amovibles constituant les divers organes électroniques. L'un des montants de ces bâtis est équipé pour recevoir le câblage nécessaire aux interconnexions, soit entre

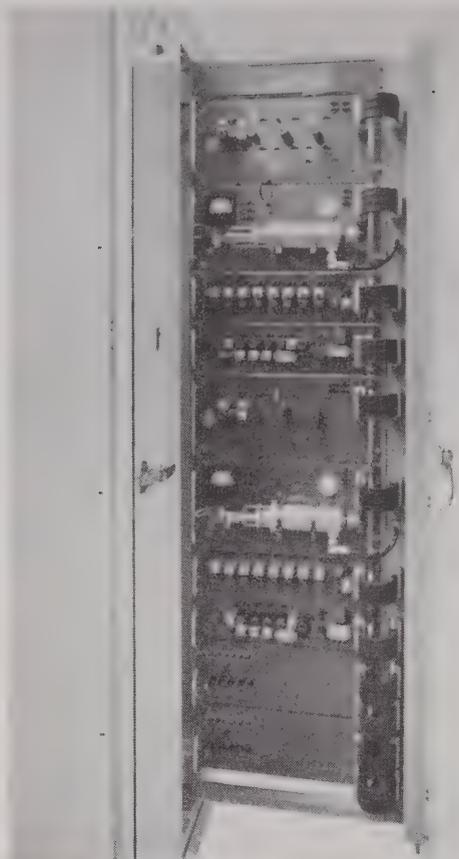


FIG. 14. — « Baie deux récepteurs ».

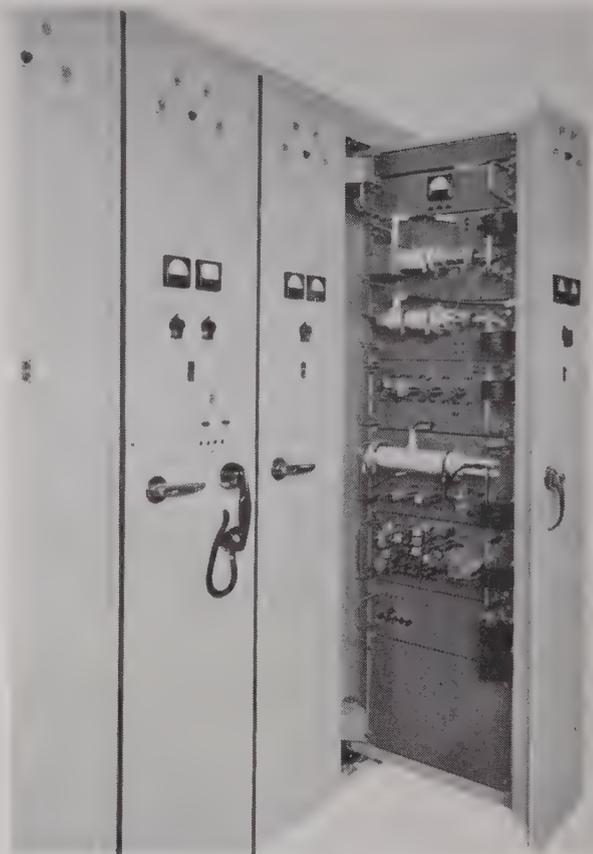


FIG. 15. — « Baie pilote-modulateur ».

les platines, soit avec les autres bâtis. L'interconnexion entre le bâti et les platines s'effectue par l'intermédiaire de dispositif amovible à fiches.

Les organes radioélectriques sont répartis sur des platines métalliques fixées au bâti par des vis imperdables. Sur leur face avant se trouvent les prises de raccordement, les tubes électroniques, les prises de mesure. La face arrière est munie d'un capot amovible protégeant les éléments de câblage. La hauteur de chaque platine est multiple d'un pas de 44, 45 mm.

Le groupe amplificateur de puissance comprend deux amplificateurs de 1 kW disposés chacun dans une armoire. Le matériel électronique est monté à l'intérieur de chaque armoire. Cette disposition a été rendue nécessaire pour la protection du personnel contre les hautes tensions engendrées dans cet amplificateur. Les portes situées à l'avant de l'armoire sont munies de dispositifs de sécurité interrompant le circuit d'alimentation en cas d'ouverture (fig. 16).

L'ensemble des filtres constituant les aiguillages ainsi que le panneau de raccordement des lignes de transmission venant, soit des aériens, soit des organes radioélectriques, sont disposés à l'intérieur d'une armoire métallique grillagée dont les dimensions sont les suivantes :

hauteur 2,10 m
longueur : 3,60 m
profondeur : 0,80 m

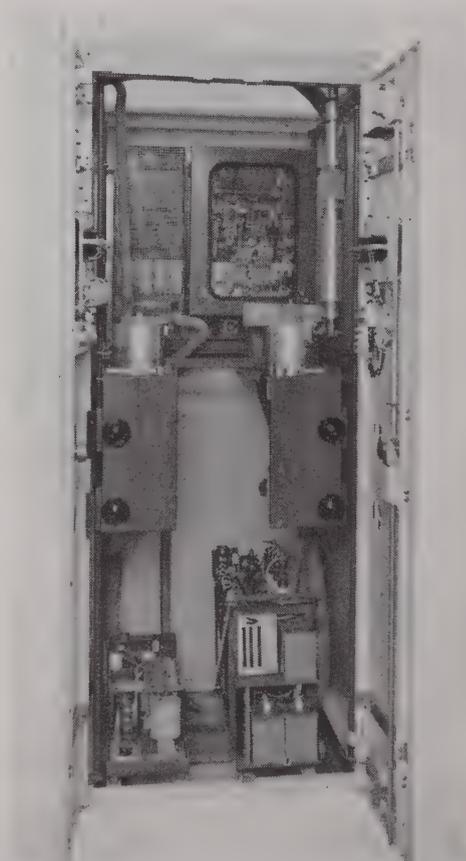


FIG. 16. — « Baie 1 kW ».

L'aérien est composé :

— d'un réflecteur en forme de parabole de révolution constitué par un ensemble de panneaux de métal déployé en alliage léger monté sur une charpente métallique. Cet ensemble est facilement démontable et transportable.

— d'une source primaire illuminant le réflecteur et opérant simultanément dans deux polarisations rectilignes-orthogonales. L'ensemble est protégé par un radôme scellé. Il est possible de régler la position de la source primaire perpendiculairement et suivant l'axe focal.

— d'un support de réflecteur permettant, d'une part, la fixation de l'antenne sur une tour métallique d'autre part, le réglage de l'orientation de l'antenne. Il est constitué d'un assemblage de tubes et de profilés.

Le poids de l'aérien de 6 m est de 500 kg environ ; celui de l'antenne de 10 m est de 1 800 kg environ (fig. 17).



FIG. 17. — Parabole de 10 mètres.

La ventilation générale de l'ensemble radioélectrique et la pressurisation sont fournies par un groupe compresseur. Un filtre à air élimine les poussières et protège l'équipement du sable.

Dans les conditions de fonctionnement sahariennes un échangeur de température et un détendeur permettent de ventiler l'équipement à une température acceptable.

Dans le cas des liaisons dans les régions tempérées, un système de ventilation plus classique est employé.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Fréquence de fonctionnement	450 à 600 MHz
Puissance de sortie	1 kW
Gain des aériens	≥ 25 dB pour le réflecteur de 6 m
	≥ 31 dB pour le réflecteur de 10 m
Seuil de réception	≤ -128 dBW pour 12 voies
	≤ -125 dBW pour 36 voies
	≤ -123 dBW pour 60 voies
Ordre de diversité	2, 3 ou 4
Bande de fréquence transmise	
Bande multiplex	12 – 60 kHz pour 12 voies
	12 – 156 — — 36 —
	12 – 252 — — 60 —
Voie de service	0,3 – 4 kHz
Télésignalisation	4 – 10 kHz
Pilote de continuité	10,9 kHz
Niveau d'entrée du multiplex	- 6 Neper
Impédance d'entrée du multiplex	150 Ω symétrique
Niveau de sortie du multiplex	- 0,2 Neper
Impédance de sortie du multiplex	150 Ω symétrique

Le bruit d'intermodulation par voie pendant l'heure la plus chargée, mesurée en un point de niveau relatif zéro, n'excède pas 500 pW.

Consommation d'un terminal en diversité quadruple 10 kVA.

Conclusion

Par ses caractéristiques, l'équipement THC 953 se prête à la réalisation de liaisons radioélectriques dont la qualité est conforme aux avis du C.C.I.R.

De plus, ce matériel permet de réaliser des liaisons radioélectriques de grande sécurité grâce à sa souplesse d'exploitation et au soin apporté au choix des pièces détachées et à la réalisation de ses organes. Il contribuera, dans l'avenir, dans le cadre des liaisons radioélectriques transhorizon, à apporter une solution nouvelle aux nombreux problèmes de télécommunication.

Nous tenons à exprimer ici nos remerciements aux Administrations et Services qui nous ont apporté leur appui et leurs encouragements dans la réalisation du matériel THC 953. Nous devons mentionner tout particulièrement les Ingénieurs du Centre National d'Etudes des Télécommunications pour leur précieux concours et leurs conseils.

L'ÉQUIPEMENT DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ POUR LES FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON DANS LA BANDE DE 900 MHz

PAR

P. MANDEL

*Directeur de la Section Télécommunications du Centre
de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité*

1. Description générale

L'équipement pour les faisceaux hertziens transhorizon décrit a été développé pour l'établissement des artères de télécommunications d'un ou de plusieurs bonds. Sa composition de base (fig. 1) est telle que toute une gamme des besoins différents correspondant aux conditions géographiques et climatiques les plus variées puisse être couverte à l'aide d'un nombre restreint de sous-ensembles.

La combinaison de ces éléments permet de couvrir la bande de fréquence de 830 à 960 MHz et de réaliser les systèmes de réception en diversité double, quadruple ou en cas exceptionnel d'ordre supérieur.

L'emploi des klystrons à plusieurs cavités et munis d'anode de modulation dans l'amplificateur de puissance permet en outre d'utiliser le matériel pour d'autres bandes de fréquence et permet également l'exploitation de la liaison à puissance réduite pendant les périodes de propagation favorables.

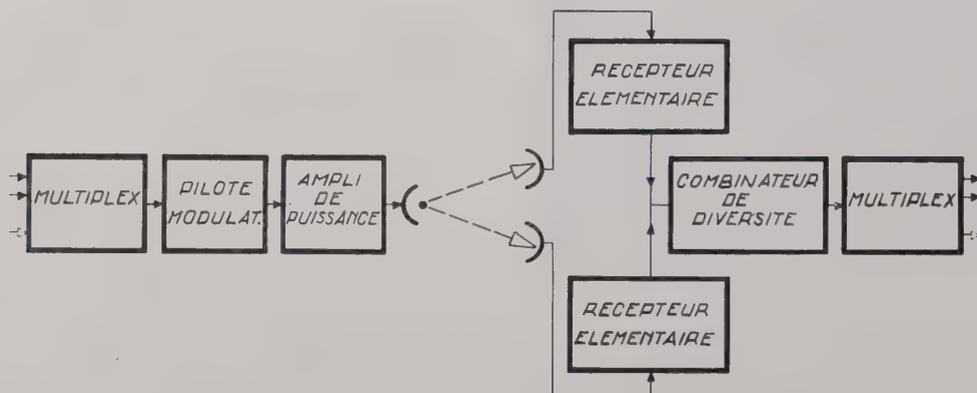


FIG. 1

Les éléments de base du matériel sont :

- le pilote-modulateur,
- l'amplificateur de puissance,
- le récepteur élémentaire,
- le combinateur de diversité,
- les antennes d'émission et de réception.

Le gain de puissance des klystrons, de l'ordre de 30 à 40 dB, correspond à une puissance modérée du pilote modulateur dont l'encombrement et la consommation deviennent faibles.

Les caractéristiques de chacun des éléments de base du matériel ont été déterminées en tenant compte des particularités des liaisons transhorizon par diffusion troposphérique comme :

- la large variation annuelle du niveau, et
- la profondeur et la rapidité des évanouissements du signal reçu.

En conséquence :

- le facteur de bruit du récepteur,
- son fonctionnement correct au voisinage du seuil pratique,
- la puissance maximum admissible à l'entrée du récepteur,
- les taux d'intermodulation des différents sous-ensembles,

— ont été sujets à des études approfondies dans le but de donner à l'ensemble de la liaison des performances égales ou supérieures à celles recommandées par le Centre National d'Études des Télécommunications.

Le combineur de diversité, en particulier, est le résultat d'études détaillées, son fonctionnement et sa stabilité étant de toute première importance pour la sécurité de la liaison.

Les caractéristiques techniques de l'ensemble du matériel sont les suivantes :

bande de fréquence	830 à 960 MHz
puissance d'émission	2 kW
type de modulation	FM
bande de base	12 à 405 kHz
rapport de bruit d'intermodulation mesuré par injection de bruit blanc	44 dB
largeur de bande du récepteur	2,5 MHz à 3 dB
stabilité de fréquence	$2 \cdot 10^{-5}$
type de refroidissement	à air
température ambiante	comprise entre 0 et 55 °C
humidité	100 %

2. Description des sous-ensembles

a) PILOTE MODULATEUR

Le pilote modulateur (figures 2 et 3) se compose d'un oscillateur modulé en fréquence par la bande

de base multiplex à l'aide d'un dispositif symétrique. Sa fréquence est stabilisée à l'aide d'un oscillateur de référence à quartz par une boucle de contre-réaction.

Six étages de multiplication (taux de multiplication = 144) amènent la fréquence de travail et l'excursion de fréquence à sa valeur nominale. Les

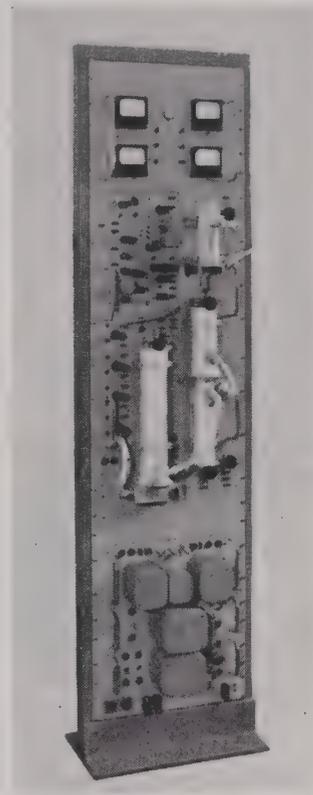


FIG. 3

circuits individuels du multiplicateur ont été dimensionnés de telle façon que la distorsion de phase reste en dessous du niveau admissible, tout en assurant un filtrage efficace des harmoniques indésirables.

Les trois premiers étages sont formés par des circuits à constantes localisées, les autres par des cavités coaxiales. La modulation d'amplitude résiduelle

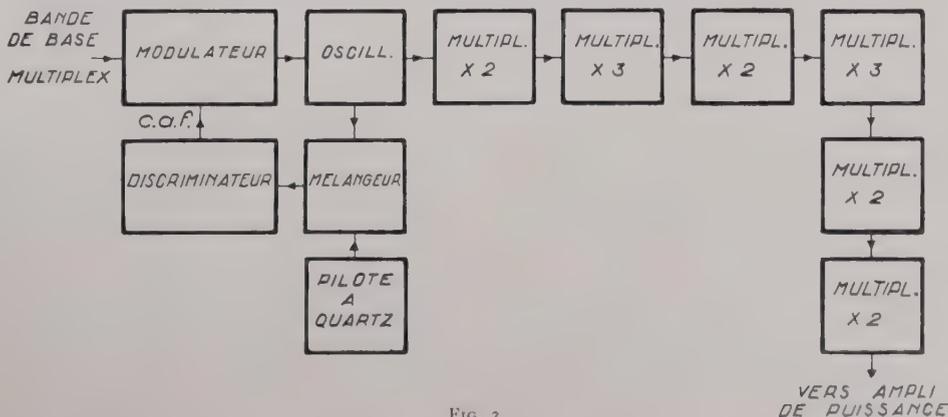


FIG. 2

est éliminée par les circuits limiteurs à l'entrée de chaque étage.

Le pilote modulateur peut être utilisé pour le réglage de l'amplificateur de puissance en fournissant un signal modulé en fréquence à la cadence de 50 Hz, l'excursion étant de ± 2 MHz.

Caractéristiques électriques du pilote modulateur

Bande de base	300 Hz à 405 kHz
Rapport du bruit d'intermodulation mesuré par bruit blanc	48 dB
Stabilité de fréquence	$2 \cdot 10^{-5}$
Puissance de sortie	2 Watts

b) AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

L'amplificateur de puissance (fig. 4) est formé par un seul étage équipé par le klystron à 4 cavités

de l'ensemble à une largeur de bande correspondant à la capacité de la liaison.

Les cavités sont munies de couplages variables afin de rendre les réglages aisés en cas de nécessité d'élargissement ou de rétrécissement de la bande passante. Les cavités sont accordées par un dispositif mécanique simple muni de compte-tours pour faciliter les réglages.

La haute tension est fournie par un bloc unique immergé dans l'huile. Les courants de focalisation des bobines proviennent des redresseurs à semi-conducteurs.

En dehors des dispositifs de sécurité habituels dus à la présence de la haute tension de 10 kV, le klystron est protégé contre les accidents éventuels d'exploitation tels que :

- manque de puissance d'excitation, taux d'ondes stationnaires anormalement élevé,
- courant de corps prohibitif,
- surintensité du courant collecteur, pression insuffisante d'air de refroidissement.

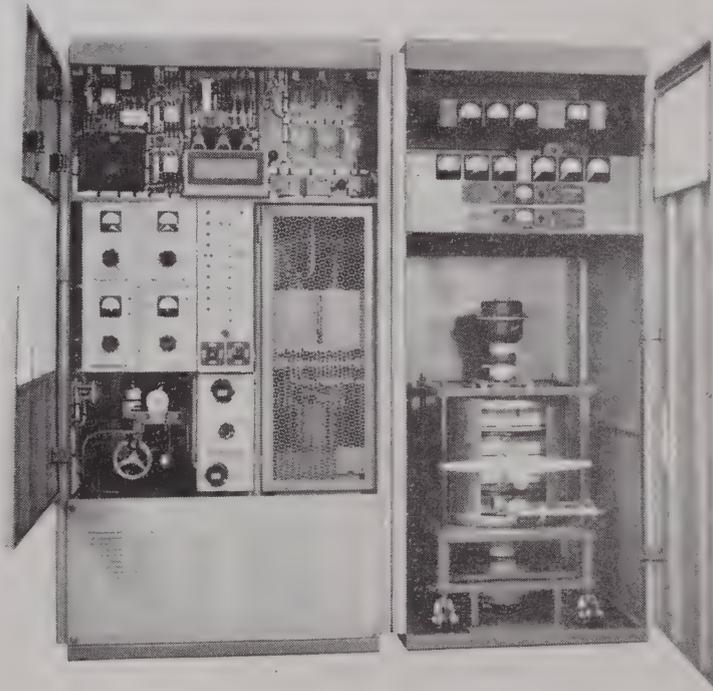


FIG. 4

EIMAC type 4 KM 3 000 LR. Ce tube est susceptible d'être accordé à une largeur de bande pouvant atteindre 4 MHz, il est muni d'une anode de modulation pour le réglage de la puissance d'émission.

La cavité d'entrée et les cavités intermédiaires sont convenablement amorties pour présenter d'une part à l'entrée de l'amplificateur un taux d'ondes stationnaires correspondant aux recommandations du C.N.E.T. et pour permettre d'autre part l'accord

L'origine d'un défaut quelconque qui a provoqué l'arrêt de l'émission reste affichée sur un tableau lumineux pour faciliter par la suite son élimination.

Le klystron, ses cavités, les bobines de concentration et le dispositif de refroidissement sont assemblés dans un bloc en forme de chariot afin que le changement du tube puisse être fait le plus rapidement possible (fig. 5).

La position du chariot dans le bâti est rigoureu-

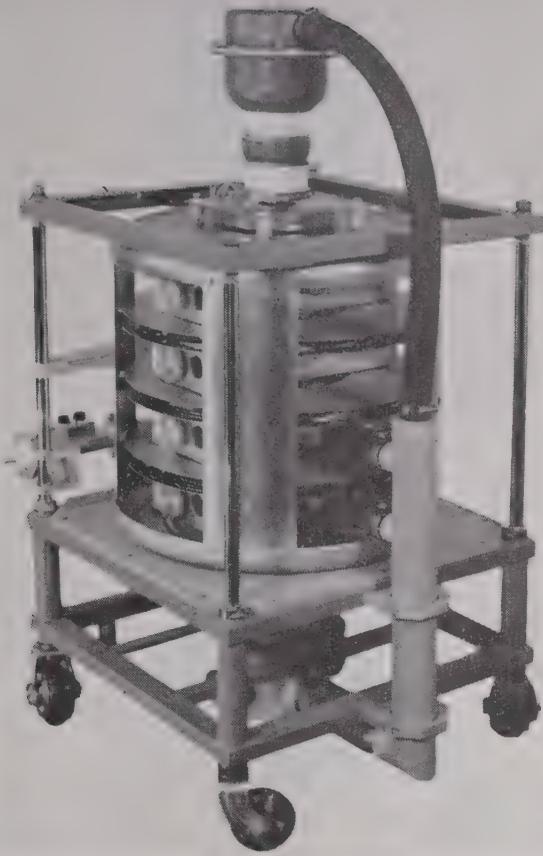


Fig. 5

sement déterminée par des butées et des vérins afin que le branchement du feeder coaxial puisse se faire dans des meilleures conditions.

L'amplificateur de puissance est formé par un meuble à deux compartiments. Le premier contient les alimentations, la ventilation, les dispositifs de démarrage et de sécurité. Le second renferme le chariot de klystron avec les appareils de mesure associés.

Le démarrage manuel est également possible à l'aide d'un jeu de boutons-poussoirs. L'ordre des opérations de démarrage ne peut ni être interverti, ni arbitrairement raccourci par l'opérateur.

Caractéristiques électriques de l'amplificateur de puissance

Puissance de sortie	2 kW
Gain	35 dB
Bande passante	3 MHz à 3 dB
Bruit d'intermodulation	50 dB

c) RÉCEPTEUR ÉLÉMENTAIRE

Le récepteur élémentaire fournit en partant du signal haute fréquence modulé en fréquence le signal de bande de base au combinateur de diversité (fig. 6).

L'étage d'entrée est formé par un amplificateur haute fréquence à faible bruit afin que le facteur de bruit de l'ensemble reste autant que possible indépendant de la diminution éventuelle de la qualité du cristal mélangeur. Il est du type à cavité coaxiale et utilise la triode planaire EC 157 en montage grille à la terre. Il est suivi d'un mélangeur à cristal du type aperiodique.

L'oscillateur local est piloté par quartz dont la fréquence est multipliée par des étages successifs. La fréquence de l'oscillateur local est inférieure à la fréquence de réception dans la bande de 830 MHz à 875 MHz. Elle est supérieure à la fréquence de réception de 915 à 960 MHz correspondant aux recommandations du C.N.E.T.

L'amplificateur moyenne fréquence est composé de deux sections. La première est à gain fixe, la seconde est munie d'un dispositif de contrôle de gain automatique. Il est accordé à 35 MHz, fréquence qui représente un bon compromis entre les conditions contradictoires pour le choix de la moyenne fréquence, telles que le facteur de bruit, la facilité

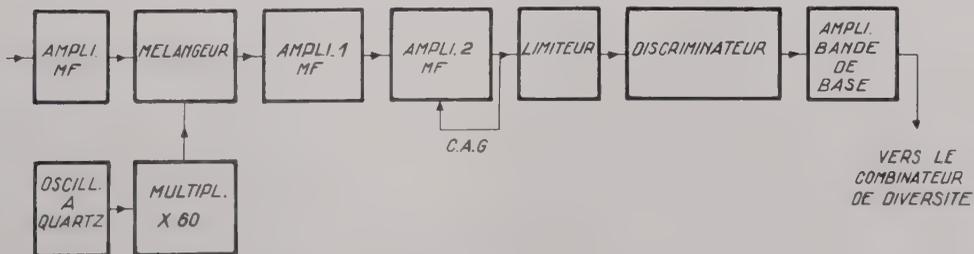


Fig. 6

La mise en service de l'amplificateur est automatique par un jeu de relais temporisés qui prescrivent l'ordre et la cadence des opérations successives de démarrage.

de la protection contre la fréquence image, et le gain réalisable par étage.

La fonction essentielle de l'amplificateur moyenne fréquence est de fournir un signal exempt de dis-

torsion de phase et constant à quelques dB près au limiteur bien que les variations du signal reçu peuvent atteindre 70 ou même 80 dB au cours d'une année. Ce résultat est atteint par l'étude approfondie de tous éléments actifs et passifs de l'amplificateur et celle des circuits du contrôle de gain automatique.

Le limiteur est composé de plusieurs étages en cascade munis de cristaux limiteurs en montage symétrique. Sa largeur de bande est supérieure à celle de l'amplificateur moyenne fréquence pour assurer un fonctionnement correct du récepteur au voisinage du seuil pratique où les niveaux du signal et du bruit deviennent comparables.

La dynamique du limiteur est de 60 dB, le taux de compression défini comme rapport de modulation d'amplitude à l'entrée et à la sortie est voisin de 60 dB.

Le discriminateur est du type symétrique à deux circuits décalés. Élément déterminant de la qualité de la liaison en raison des distorsions non linéaires qu'il peut introduire à chaque démodulation, il a été l'objet d'essais étendus quant à sa linéarité et sa stabilité.

L'amplificateur de bande de base à distorsion faible, relié à la sortie du discriminateur, fournit le signal multiplex sur impédance basse au combinatoire.

Deux récepteurs élémentaires et l'oscillateur local associés sont contenus dans un rack unique ; l'ensemble est représenté par la figure 7.

Les points de mesure pour les besoins de la maintenance sont amenés sur la face avant des platines du récepteur. En plus sont affichés en permanence :

- le courant du cristal mélangeur,
- la tension de commande automatique de gain,
- le zéro du discriminateur.

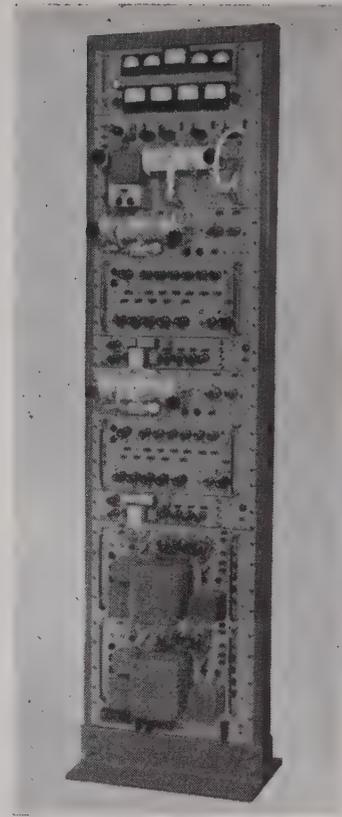


FIG. 7

Les platines amovibles des sous-ensembles sont à enfichage automatique. Le câblage du bâti est exécuté dans le creux des montants acier en forme de profilé.

Le refroidissement des cavités est assuré par des ventilateurs individuels. Le bâti fermé étanche à la

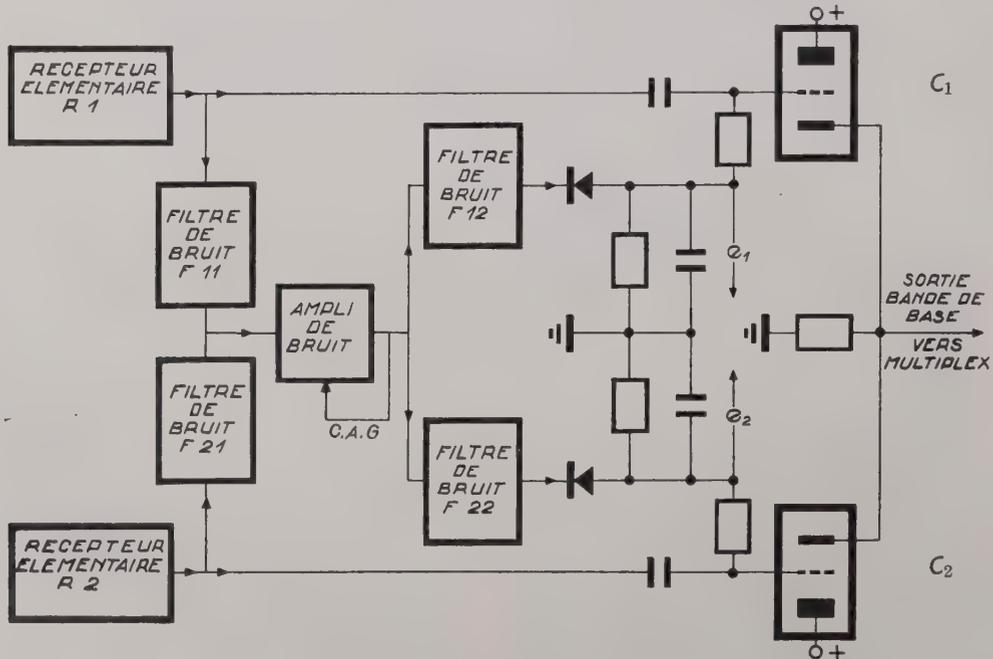


FIG. 8

poussière est muni de ventilateurs destinés à rejeter à l'extérieur l'air chaud.

Caractéristiques électriques du récepteur élémentaire

Taux d'ondes stationnaires	≤ à 1,2 dans une bande de ± 2 MHz autour de l'onde porteuse
Facteur de bruit	9 dB
Moyenne fréquence	35 MHz
Bande passante	3 MHz
Variations du niveau du limiteur	≤ à 0,2 dB entre le seuil et + 60 dB
Rapport de bruit d'intermodulation mesuré par injection de bruit blanc	47 dB

d) COMBINEUR DE DIVERSITÉ

Ce dispositif a pour fonction de combiner 2 ou 4 signaux issus des récepteurs élémentaires, de telle façon que le rapport signal/bruit résultant soit égal ou supérieur au meilleur des voies.

Il est décrit en détail aux pages 112 de cette revue (1). Son schéma de principe est représenté par la figure 8.

Les signaux issus des récepteurs R₁ et R₂ sont amenés en même temps aux grilles des lampes C₁ et C₂ formant le combineur et à deux filtres de bruit f_{1.1} et f_{2.1}, dont les bandes passantes sont

(1) P. LEMOINE : Un combineur de diversité pour liaisons transhorizon. *Onde Electrique*, pages 112 et suivantes.

disposées en dehors du spectre du signal multiplex. Les bruits représentatifs des deux voies sont additionnés et amplifiés en commun par un amplificateur muni d'un contrôle de gain automatique efficace, de telle sorte que la somme des bruits amplifiés reste constante.

Les bruits amplifiés sont séparés à la sortie de l'amplificateur par des filtres f_{1.2} et f_{2.2} et détectés, pour la commande des grilles C₁ et C₂.

Le combineur est formé par deux lampes à forte pente, à circuit cathodique commun.

Le signal de sortie combiné apparaît sur les bornes du circuit cathodique commun, la contribution de chaque récepteur étant déterminée par le rapport des bruits dans chacune des voies.

La combinaison de 4 voies de réception peut être faite par la combinaison des voies 1 et 2 ainsi que par celle des voies 3 et 4, et par la combinaison des deux signaux résultants.

La figure 9 représente un combineur à 4 voies implanté dans un bâti étanche à la poussière et muni de son propre système de refroidissement.

Caractéristiques électriques particulières

Type	combineur à bande de base
Nombre de voies	36, 60, 84 ou 120 voies
Gain	0 dB
Distorsion (signaux équilibrés à 0 dB)	≤ 80 dB
Distorsion (signaux déséquilibrés à 1 dB)	≤ 60 dB
Dynamique du rapport signal/bruit	+ 25 à - 40 dB autour du seuil



FIG. 9



FIG. 10

e) ANTENNES

Les antennes sont du type à miroir parabolique illuminé par un cornet.

L'illumination du bord est de 10 dB inférieure de celle du centre pour tenir les lobes latéraux à un niveau bas sans diminuer pour autant d'une façon notable le gain de l'antenne.

Le cornet est soutenu au foyer par quatre montants. Sa position peut être réglée avec une grande précision.

Un dispositif d'adaptation double permet de couvrir avec le même type de cornet la bande de 830 à 960 MHz tout en tenant le taux d'ondes stationnaires entre les limites recommandées par le C.N.E.T.

Les miroirs sont orientables indépendamment en gisement et en site. Ils sont munis d'un dispositif de blocage mécanique dans leur position définitive.

La surface réfléchissante des miroirs paraboliques est formée par une toile métallique soudée aux croisements des fils, et étamée ensuite. Elle offre une résistance faible aux vents, tout en possédant les caractéristiques électriques requises.

La figure 10 représente l'ensemble de l'antenne.

Caractéristiques électriques et mécaniques

Diamètre	10 mètres
Gain à 900 MHz	36 dB
T.O.S.	$\leq 1,2$ dans une bande de ± 10 MHz autour de l'onde porteuse
Distance focale	4,5 mètres

Pointage en site	$\pm 5^\circ$
Pointage en gisement	$\pm 5^\circ$
Vitesse maximum du vent	150 km/heure
Poids du miroir et du cornet	environ 1 200 kg.

3. Mise en œuvre

L'équipement transhorizon, complété par le matériel multiplex de la Compagnie Industrielle des Téléphones est actuellement installé sous forme d'une liaison expérimentale de 180 km de longueur. L'antenne d'émission se trouve sur le bâtiment des laboratoires de la C.I.T. à Paris. La station de réception se trouve sur le terrain de la Station de Mesures Astrophysiques à Nançay, grâce à l'obligeance de son Directeur, M. DENISSE.

La liaison expérimentale en fonctionnement depuis le début novembre 1959 sert à l'étude systématique des propriétés de la propagation. Elle permet en même temps de soumettre le matériel, placé dans des conditions réelles d'exploitation, à un essai de durée.

L'émetteur, le récepteur et le combinateur de diversité équiperont la liaison transhorizon à 84 voies téléphoniques reliant Alger à Bône, dont la réalisation a été confiée par l'Administration des P.T.T. à la C.G.E. qui bénéficie de la collaboration de la C.F.T.H. pour une fraction notable des fournitures et des travaux.

Le matériel décrit est le résultat des études entreprises au Centre de Recherches de la C.G.E. Son développement a été guidé par les conseils du Département « Transmission » du C.N.E.T. M.P. LEMOINE, ingénieur, chef de groupe, était responsable de l'ensemble du projet.

UN ÉQUIPEMENT POUR FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON DANS LA BANDE DES 170 MHz

PAR

R. BAYOT et A. FOREST

Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

1. Introduction

Les liaisons hertziennes dans les régions à faible densité de population sont nécessairement de grande portée. Par ailleurs, le recrutement d'un personnel exploitant y est difficile. Un matériel simple a été étudié par la C.S.F. pour se prêter à diverses variantes qui permettent la réalisation de liaisons de quelques dizaines à quelques centaines de kilomètres.

Dans ces régions, les besoins en nombre de voies sont modestes et les attributions de fréquences relativement aisées, ce qui permet de répondre au problème posé pour l'utilisation des gammes basses du spectre des fréquences généralement utilisées par les faisceaux hertziens.

Le matériel FH. 650 travaille dans la gamme 148-174 MHz avec une capacité nominale de 24 voies téléphoniques.

2. Principe de la transmission

Le problème était de transmettre 24 voies téléphoniques conformément aux diverses recommandations du C.C.I.R. de façon aussi économique et facile à exploiter que possible.

Comme procédé de modulation, il a été choisi la modulation de phase, système plus simple que la modulation directe de fréquence.

L'élément de base de l'émetteur est donc le modulateur de phase déjà décrit en détail par ailleurs ⁽¹⁾. Afin de simplifier l'équipement, les performances du modulateur ne sont pas entièrement exploitées, le coefficient de multiplication a été limité à 54 et l'indice de modulation à 3.

L'indice constant obtenu par le modulateur en fonction de la fréquence de modulation est corrigé

par une cellule de désaccentuation placée dans l'amplificateur à courants porteurs. Une répartition sensiblement homogène des bruits d'intermodulation dans les voies a été obtenue pour un indice de 0,75 sur la dernière voie. Dans ces conditions le bruit thermique apporté par le modulateur est négligeable (< 10 pW) et le bruit d'intermodulation atteint environ 200 pW.

Le récepteur est à simple changement de fréquence avec possibilité de diversité double. L'ensemble est commutable sur une chaîne de réserve.

3. Présentation du matériel

3.1. L'appareillage de base est constitué du matériel émetteur-récepteur FH.650. Les liaisons à grandes portées imposent l'adjonction de :

- un amplificateur 1 kW à l'émission,
- un dispositif de diversité des récepteurs par combinaison des courants porteurs,

3.2. La maintenance et la sécurité d'exploitation du matériel exigent les compléments suivants :

- une voie de service (transposée) indépendante des courants porteurs.

- un dispositif de commutation automatique des chaînes Radio,

- un dispositif de télésignalisation des commutations automatiques des chaînes radio ou des sources d'énergie.

3.3. Le nombre des aériens utilisés est fonction du type de diversité choisi (d'espace ou de fréquence). Ils sont munis d'aiguillages et de filtres simples séparant les signaux UHF.

3.4. Les sources d'énergie sont en général :

- soit le réseau avec commutation automatique sur un groupe électrogène de secours,

- soit deux groupes électrogènes avec commutation automatique sur l'un ou sur l'autre.

⁽¹⁾ cf. *Onde Electrique* avril 1959 « Description et particularités techniques des équipements du faisceau hertzien type FH. 625 ».

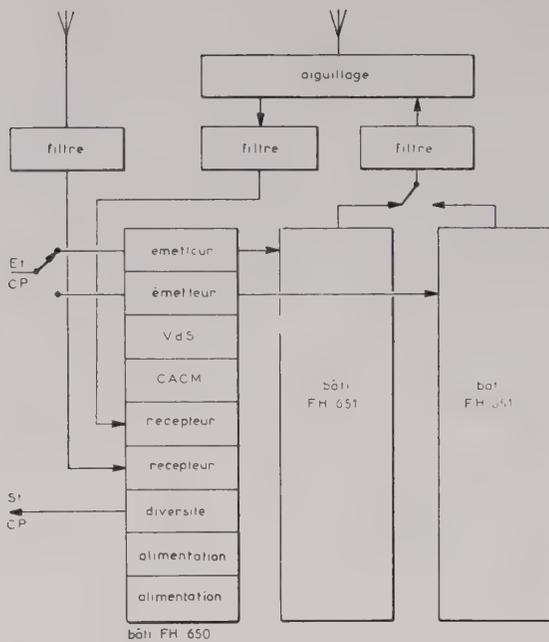


FIG. 1. — Station terminale, liaison Constantine - Hassi Messaoud.

3.5. Les bâtis FH. 650 ont pour dimensions :

- hauteur 2,10 m
- largeur 0,63 m
- profondeur 0,38 m.

Les sous-ensembles sont réalisés sur des platines de hauteur multiple de 10 cm, connectées au bâti par des cavaliers avec point de mesure.

3.6. A titre d'exemple, nous décrivons deux liaisons retenues par les Services Publics.

— deux émetteurs calés sur la même fréquence avec commutation automatique,

— deux récepteurs en diversité d'espace, et les servitudes : alimentations, voie de service, dispositifs de commutation automatique et de diversité.

Chaque ampli 1 kW est associé à 1 émetteur FH. 650 et commuté avec lui.

MATÉRIEL DES LIAISONS INTÉRIEURES DE MADAGASCAR

La figure 2 représente une station terminale. Dans cette dernière version, 2 récepteurs supplémentaires assurent une réserve totale *E* et *R* avec commutation automatique.

Nota. — Les stations relais sont constituées de 2 stations terminales dos à dos.

4. Caractéristiques techniques

4.1. CARACTÉRISTIQUE D'UNE LIAISON :

- gamme de fréquence 148-174 MHz,
- capacité maximum du système 36 voies (12 - 156 kHz),
- modulation de fréquence,
- déviation nominale à 12 kHz $\Delta f = \pm 36$ kHz,
- préaccentuation + 6,5 dB à 108 kHz,
- impédance des accès C.P. 150 Ω symétrique,
- impédance des accès H.F. 50 Ω dissymétrique,
- stabilité de fréquence : $5 \cdot 10^{-5}$ de -10 à + 50 °C,
- équivalent de transmission linéaire à 1 dB près dans la bande 12-108 kHz,
- pour une puissance à l'entrée récepteur de

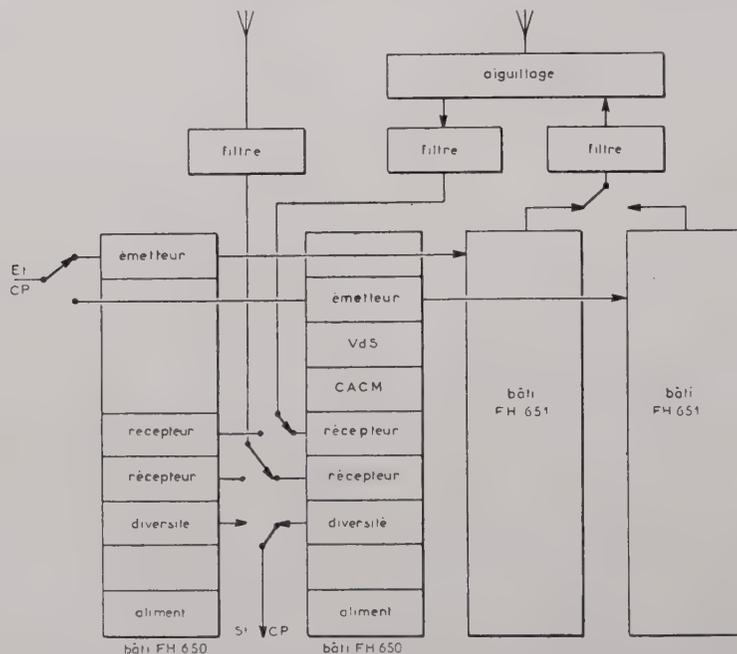


FIG. 2. — Station terminale, liaison Madagascar

MATÉRIEL DES LIAISONS CONSTANTINE - HASSI MESSAoud :

La figure 1 représente une station terminale. Le bâti FH. 650 unique est équipé de :

— 60 dBm et une charge en bruit blanc de + 4,5 dB (24 voies) :

- rapport signal à bruit thermique 67 dB.
- rapport signal à bruit d'intermodulation 60 dB.

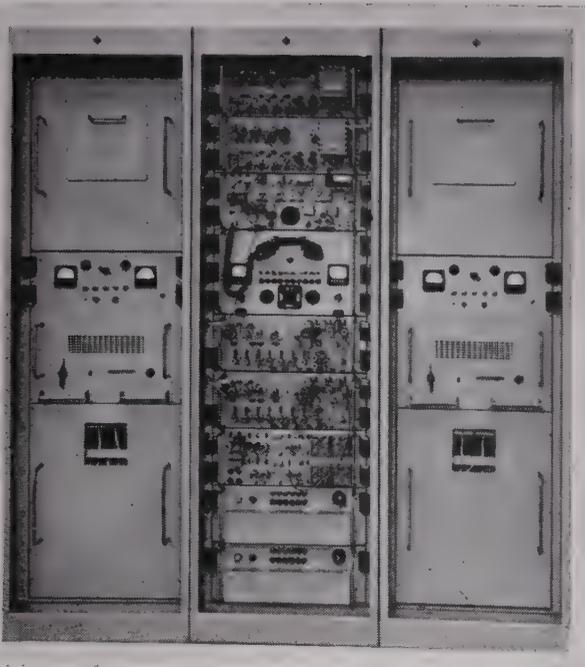


FIG. 3. — Station terminale, liaison Constantine-Hassi Messaoud.

4.2. CARACTÉRISTIQUES DE L'ÉMISSION :

- puissance émise 1 kW,
- niveau entrée C.P. — 45 dBm par voie.

4.3. CARACTÉRISTIQUES DE LA RÉCEPTION :

- seuil du récepteur $2,5 \mu\text{V}$ pour un rapport signal à bruit pondéré de 20 dB,
- facteur de bruit $< 8 \text{ dB}$,
- valeur de la fréquence intermédiaire : 15 MHz,
- Bande passante F.I. à 3 dB : 1 MHz,
- Niveau de sortie C.P. + 4,5 dBm.

4.4. CARACTÉRISTIQUES DES AÉRIENS :

- panneaux de dipôles gain 20 dB par rapport au dipôle.

4.5. CARACTÉRISTIQUES DE L'ALIMENTATION :

- baie émetteurs récepteurs secteur monophasé 220 V 50 Hz stabilisé à $\pm 3 \%$. puissance consommée : 800 VA.
- baie ampli 1 kW. secteur monophasé 220 V 50 Hz stabilité à $\pm 3 \%$. puissance consommée : 300 VA.
- secteur triphasé 220 V 50 Hz puissance consommée : 2 200 VA.

5. Description du matériel

5.1. ÉMETTEUR :

5.1.1. Composition

L'émetteur est réalisé sur une platine 2 unités comprenant :

- un amplificateur courants porteurs,
- un modulateur avec son oscillateur à quartz, une chaîne de multiplication,
- un ampli de puissance.

5.1.2. Description

L'amplificateur courants porteurs comprend 3 étages équipés de tubes 6 A M 6. Le premier monté en triode est attaqué par un transformateur élévateur sur noyau en ferrite assurant le passage symétrique dissymétrique. Cet étage attaque les deux suivants à travers une cellule de correction permettant d'obtenir une modulation de fréquence avec préaccentuation des fréquences élevées.

Un atténuateur permet de régler le niveau d'attaque du modulateur c'est-à-dire l'indice de modulation.

— L'oscillateur à quartz du type PIERCE, utilise un tube 6 AK 5. La tension H.F. prélevée sur la plaque attaque le modulateur. Un tube OA 2 stabilise la tension d'alimentation de cet étage.

— Le modulateur est constitué par un tube 6AK5 monté en triode avec une forte contre-réaction dans la cathode. Les signaux courants porteurs et H.F. sont appliqués sur la grille, la charge plaque est une self amortie. Nous trouvons à ses bornes une

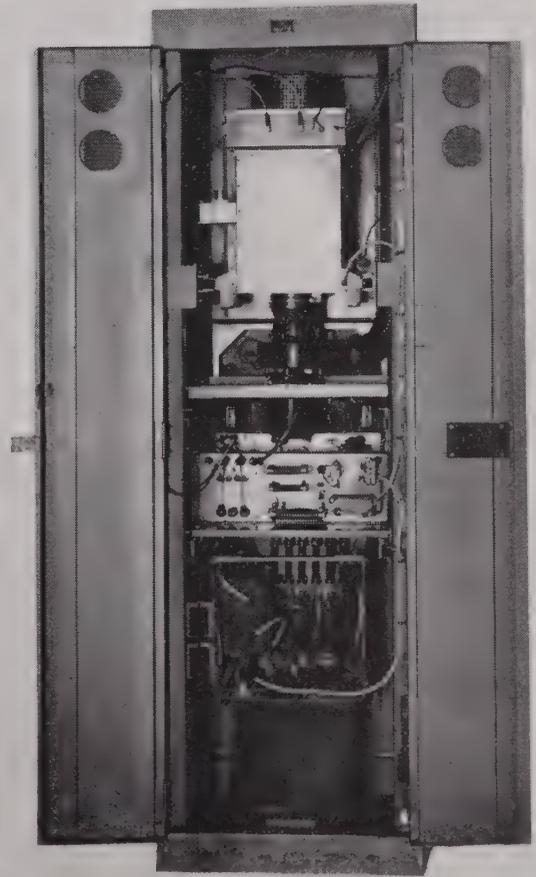


FIG. 4. — Bâti FH 651, vue arrière.

tension modulée en phase. Ce modulateur est suivi d'une chaîne de multiplication par 54, équipée de tubes 6 AM 6 et 5686 séparés par des circuits couplés sauf pour les deux derniers étages.

— L'amplificateur de puissance est constitué par un tube QQ E 03-12 suivi d'un tube QQ E 06-40.

- le déplacement du fond mobile (réglage « gros »),
- le réglage d'une capacité variable (réglage « fin »).

Ce dernier est seul nécessaire lors du remplacement du tube.

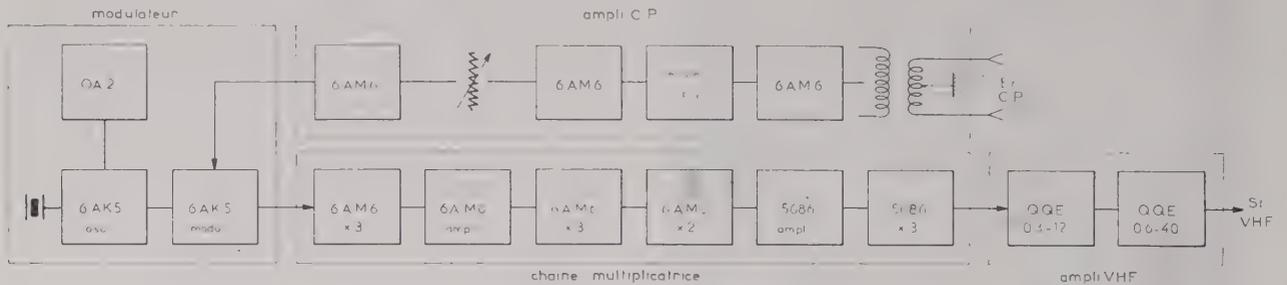


Fig. 5. — Schéma synoptique de l'émetteur.

5.1.3. Performances

Puissance de sortie 55 W environ.

Entrée C.P. coefficient de réflexion < 5 % de 12 à 108 kHz.

Indice de modulation du signal émis (voir fig. 6).

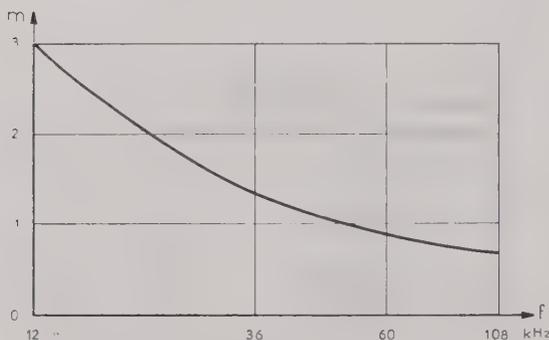


Fig. 6. — Indice de modulation du signal émis.

5.2. AMPLIFICATEUR 1 kW FH 651

5.2.1. Principe

Cet amplificateur porte la puissance de l'émetteur FH.650 de 50 à 1 000 W.

L'amplificateur VHF, ses alimentations, commandes, sécurités et ventilation sont placés dans un bâti de dimensions :

- hauteur 2,10 m
- largeur 0,63 m
- profondeur 0,60 m.

5.2.2. Description

L'amplificateur VHF (fig. 7) est constitué d'un seul étage équipé d'un tube QBL 5/3 500, le circuit grille à constantes localisées (circuit en π) donne une bonne adaptation d'entrée.

Le circuit d'anode est du type coaxial, l'accord s'obtient par :

L'écran est neutrodyné par un circuit à self variable.

Un circuit de contrôle de la puissance VHF permet le réglage.

L'alimentation, à partir du réseau triphasé 220 V donne :

- la tension de chauffage,
- la tension de polarisation — 150 V,
- la haute tension plaque 2 800 V 0,9 A (redresseur VX 550 A, montage GRAETZ),
- la haute tension écran + 700 V est prélevée sur la haute tension plaque ; une haute tension écran réduite est prévue pour les réglages.

— les commandes sont assurées par un commutateur, (avec serrure de sécurité) à 3 positions :

arrêt, chauffage et ventilation, haute tension

— les circuits de commande fonctionnent en commutation automatique à partir du FH. 650.

— les sécurités contrôlent les circuits de haute tension, de polarisation et de ventilation (débit et température). Elles entraînent, en cas d'alarme, la coupure immédiate des hautes tensions plaque et écran.

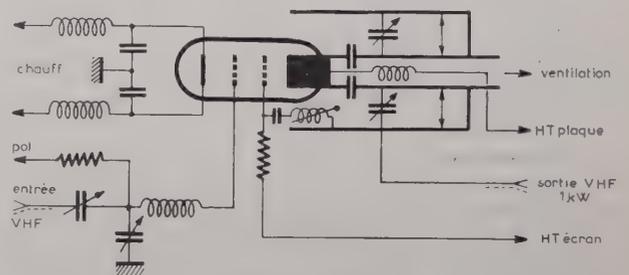


Fig. 7. — Amplificateur VHF 1 kW.

— un appareil de mesure avec commutateur permet la mesure des principaux courants et tensions.

Un deuxième appareil de mesure contrôle en permanence le courant de cathode du tube.

5.2.3. Performances

Puissance d'entrée 50 W,

Puissance de sortie 1 200 W environ sur 50 Ω,

Bande passante à 3 dB $\geq \pm 0,75$ MHz (associé à l'émetteur FH. 650),

Rendement d'anode ≥ 57 %,

Emission parasite avec filtre d'harmoniques : niveau des harmoniques 2 et 3 par rapport au fondamental ≤ -60 dB.

5.3. RÉCEPTEUR :

5.3.1. Composition

Le récepteur réalisé sur une platine 2 unités comprend :

- une tête V.H.F.,
- un amplificateur à fréquence intermédiaire,
- un démodulateur,
- un amplificateur C.P.

5.3.2. Description

La tête V.H.F. est construite dans un boîtier fermé, des cloisons intérieures éliminent les couplages parasites entre étages. Elle se divise en :

a) un ampli V.H.F. constitué par 2 tubes 6 J 4 grille à la masse en cascade. Entre les 2 étages, un circuit couplé donne une bonne sélectivité l'atténuation sur la fréquence image est supérieure à 60 dB.

b) un oscillateur local utilisant un tube 12 AT 7.

Le changement de fréquence se fait par battement supérieur. L'oscillateur a donc une fréquence inférieure à celle du signal reçu. Il est du type butler (partiel 3). La charge de l'une des plaques du tube est constituée par un circuit accordé sur l'harmonique 3 du quartz. Il fournit ainsi une puissance de 3 mW environ.

c) un mélangeur, utilisant un tube 6 AK 5. Il est attaqué sur la grille à la fois par l'amplificateur VHF et par l'oscillateur local. Dans la plaque du tube se trouve le circuit central du 1^{er} triplet de l'amplificateur F.I.

L'Amplificateur F.I. est constitué par 2 triplets linéaires en phase à circuits décalés. Il est équipé de tubes 6 AM 6. Le gain total est de 90 dB. Un circuit de CAG permet de faire travailler cet amplificateur sans écrêtage, quelle que soit l'amplitude du signal incident normalement rencontré en exploitation.

Le Démodulateur comprend deux étages limiteurs en cascade qui délivre une tension d'amplitude constante. Les constantes de temps des liaisons grilles sont faibles ainsi que les surtensions des

circuits plaques. La tension détectée par la grille du 1^{er} étage est utilisée pour la commande automatique de gain (CAG). Le discriminateur est du type à circuits décalés. Ceux-ci constituent les charges plaques de deux tubes 6 AM 6 attaqués en symétrique par le limiteur. Les signaux FI sont détectés par un tube 6 AL 5 et additionnés par un système à résistance. Celui-ci comprend un atténuateur qui permet d'ajuster le niveau de sortie.

L'Amplificateur C.P. comprend 3 étages employant les tubes 6 AM 6 et 6 AQ 5. Le premier tube est monté en triode ce qui permet d'obtenir un faible niveau de bruit. Il est suivi d'une cellule de désaccentuation. Dans la plaque du tube de sortie, un transformateur sur noyau en ferrite donne une bonne adaptation de l'impédance de sortie.

5.3.3. Performances

— TOS d'entrée $< 1,05$ environ dans une bande de ± 1 MHz.

— Facteur de bruit 7 à 8 dB.

— Niveau des réponses parasites < -80 dB par rapport au niveau de la fréquence de réception sauf pour la fréquence image niveau < -60 dB.

— Bande passante totale à 3 dB 0,91 MHz, à 60 dB 5,1 MHz.

— Désaccentuation : (voir figure 8).

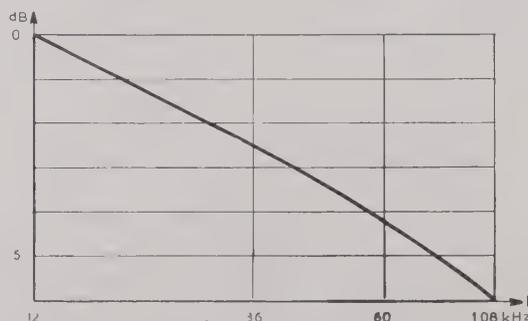


FIG. 8. — Désaccentuation.

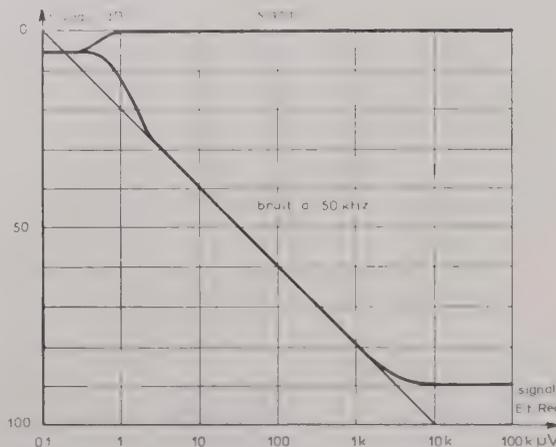


FIG. 9. — Rapport signal à bruit.

— Rapport signal à bruit dans une bande BF de 2 kHz centrée sur 50 kHz > 20 dB pour une tension d'entrée du récepteur de 2,5 μ V (fig. 9).

— Sortie courants porteurs : coefficient de réflexion < 10 % dans la bande 12 - 108 kHz.

Il comprend les éléments suivants :

Sur chaque sortie récepteur :

- un filtre de bruit passe-haut,
- un amplificateur de bruit (3 étages à résistance capacité équipé de 6 AM 6),

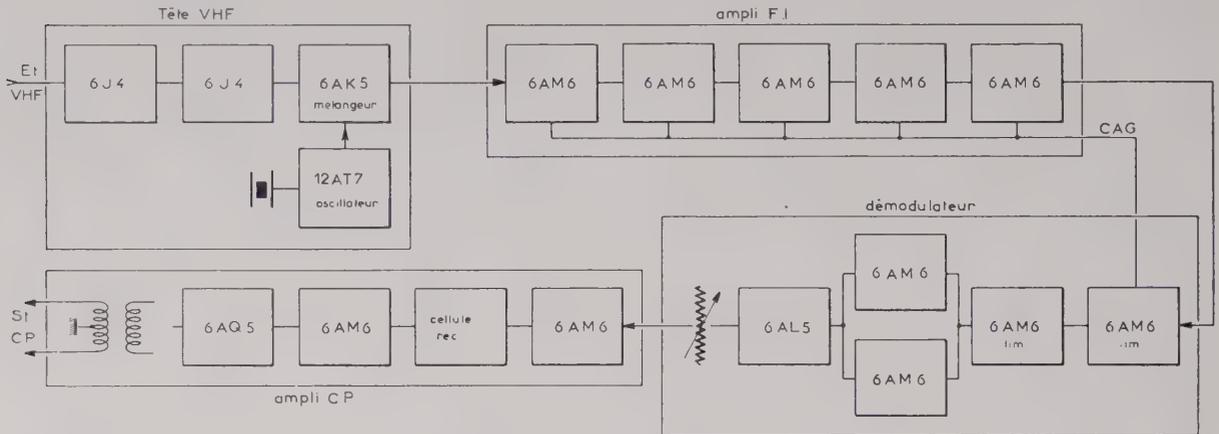


FIG. 10. — Schéma synoptique du récepteur.

5.4. DIVERSITÉ :

5.4.1. Principe et amélioration théorique du rapport S/B apportée par la diversité double en combinaison C.P.

Il s'agit de mélanger les signaux (C.P. + bruit) venant des 2 récepteurs, pour obtenir le meilleur rapport S/B possible.

Par principe :

- les 2 signaux C.P. de même amplitude et phase, sont additionnés arithmétiquement.
- les 2 signaux de bruit accompagnant les C.P. étant non corrélés sont additionnés quadratiquement.

Le gain de combinaison est de 3 dB lorsque le rapport S/B des 2 signaux est identique. La figure 11 représente la variation du gain de combinaison en fonction de l'écart des 2 rapports S/B à combiner.

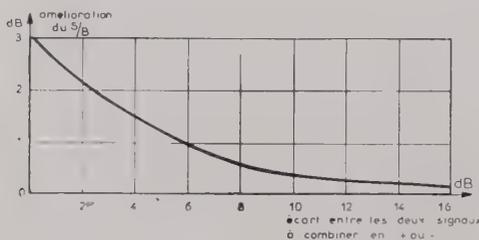


FIG. 11. — Gain de combinaison.

5.4.2. Description

Voir diagramme simplifié (fig. 13).

Le matériel est disposé sur une platine de hauteur 2 unités,

— un étage combineur (un tube - E 180 CC) qui reçoit le signal issu du récepteur et la tension de polarisation provenant de l'amplificateur de bruit.

Les 2 étages combineurs (1 par récepteur) ont une résistance de cathode commune sur laquelle se retrouve le signal « combiné ».

Un amplificateur C.P. (2 tubes 6 AQ5 en parallèle) adapte l'impédance élevée de cathode des étages combineurs à la sortie symétrique C.P. (niveau + 4,5 dBm).

Un relais de sécurité surveille le fonctionnement du combineur.

5.4.3. Fonctionnement

Les 2 récepteurs identiques délivrent le même niveau C.P. Ces signaux sont additionnés dans les tubes combineurs. Le niveau de bruit définit donc le rapport S/B. Le bruit hors-bande C.P. varie en première approximation comme le bruit dans le spectre C.P. Ce bruit amplifié et détecté fournit la tension de commande de gain de chaque étage combineur.

Afin d'obtenir la combinaison optimum, un dispositif de contrôle automatique de gain impose à cette tension de commande une loi de variation logarithmique en fonction du niveau de bruit. Il s'en suit, par exemple, qu'une augmentation de courant plaque d'un tube combineur, correspondra à une tension de commande plus faible (donc à un bruit plus faible). Ce courant polarise ainsi la cathode de l'autre tube combineur qui amplifie moins, donc atténue davantage le signal le plus bruyant.

La stabilité de l'équivalent et la faible distorsion harmonique de l'étage combineur sont assurées par la contre-réaction élevée de cathode.

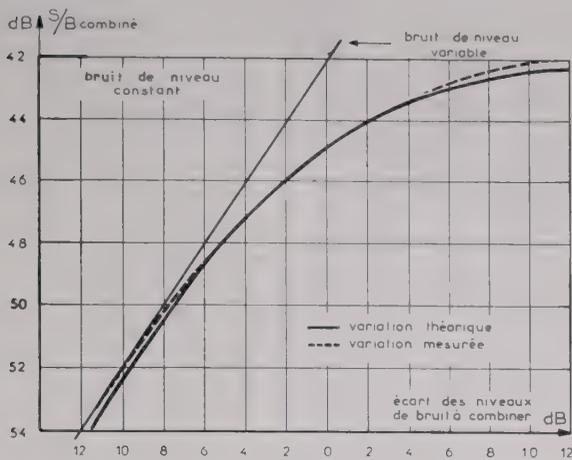


FIG. 12. — Efficacité du combineur.

Les tubes de l'étage combineur sont équipés de cathodes spécialement étudiées pour conserver leurs propriétés émissives après de longues durées de service en blocage.

5.4.4. Performances

La courbe (fig. 12) représente :

— *en pointillé* : la variation du rapport S/B mesuré à la sortie combiné lorsque :

— le 1^{er} récepteur est attaqué par une tension HF constante produisant un S/B de 42 dB.

— le 2^e récepteur est attaqué par une tension HF de même origine et de niveau réglable produisant un S/B variable entre 30 et 54 dB.

— *en trait plein* : la variation du rapport S/B théorique déduite de la courbe (fig. 11).

5.5. ÉLÉMENTS D'EXPLOITATION :

Le bon fonctionnement de l'équipement en service est surveillé par un ensemble de contrôle. Une panne déclenche en moins de 10 secondes la commutation automatique sur la chaîne de réserve et, la voie de service transmet une télésignalisation vers les stations surveillantes du réseau.

Les critères de bon fonctionnement sont :

- puissance H.F. émise,
- contrôle de la présence d'une onde pilote sur le tronçon radio ($F = 230$ ou 250 kHz).

Ces différents tests groupés sur une platine de hauteur 2 unités comprennent :

- 1 dispositif de contrôle de la puissance H.F. émise,
- 2 oscillateurs de fréquence pilote,
- 1 dispositif de contrôle de modulation des émetteurs,
- 1 dispositif de contrôle fréquence pilote en sortie diversité,
- 1 voie de service transposée émission et réception dans la gamme courants porteurs 8-11 kHz,
- 1 dispositif de télésignalisation à distance.

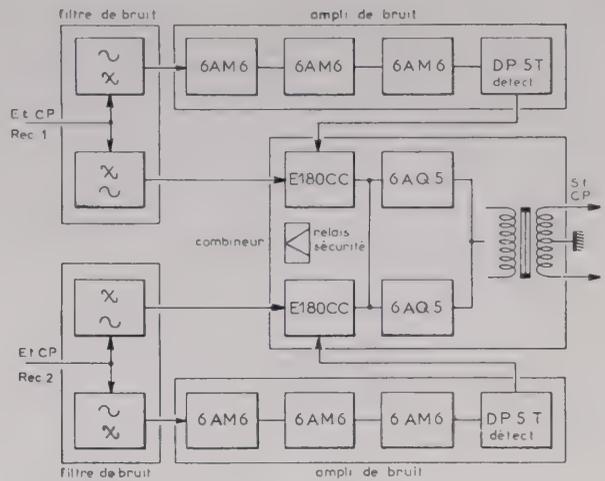


FIG. 13. — Schéma synoptique de la platine diversité.

5.5.1. Description des contrôles

5.5.1.1. *Contrôle puissance H.F.* Une partie de la puissance H.F. est détectée. La tension obtenue est amplifiée (1 tube 6 AM 6) puis commande un relais au travail.

Une variation de 4 dB sur la puissance provoque le retour au repos du relais.

5.5.1.2. *Contrôle de la modulation.* Un oscillateur fréquence pilote (230 ou 250 kHz) de faible distorsion (un tube 12 AT 7) délivre à l'entrée de l'amplificateur courants porteurs un signal à -15 dB au-dessous du niveau d'une voie. Ce signal contrôle le fonctionnement de l'amplificateur courants porteurs et du modulateur de phase. Après amplification et détection (2 tubes 6 AM 6), ce signal commande un relais. Une variation de 4 dB de l'équivalent provoque le passage au repos du relais.

5.5.1.3. *Contrôle réception.* L'onde pilote prélevée à la sortie du diversité effectue un contrôle global.

Un amplificateur sélectif avec dispositif de non réponse au bruit permet de commander un relais (4 tubes 6 AM 6). Une variation de l'équivalent de 4 à 5 dB provoque le retour au repos du relais. Pour mémoire, nous rappelons le dispositif contrôle des amplificateurs de diversité signalé au paragraphe 5.4.2.

Les contacts de l'ensemble de ces relais sont disposés en parallèle. La fermeture de l'un d'eux :

- provoque la commutation générale sur l'équipement de réserve avec déclenchement d'une signalisation locale, sonore et visuelle,
- transmet la télésignalisation.

5.5.2. Voie de service

L'exploitation du réseau est facilitée par une voie de service indépendante des bâts courants porteurs. Toutes les stations sont branchées en parallèle (tubes utilisés : deux 6 AM 6, deux 12 AT 7, un 6 BM 5) permettant une utilisation « en conférence ».

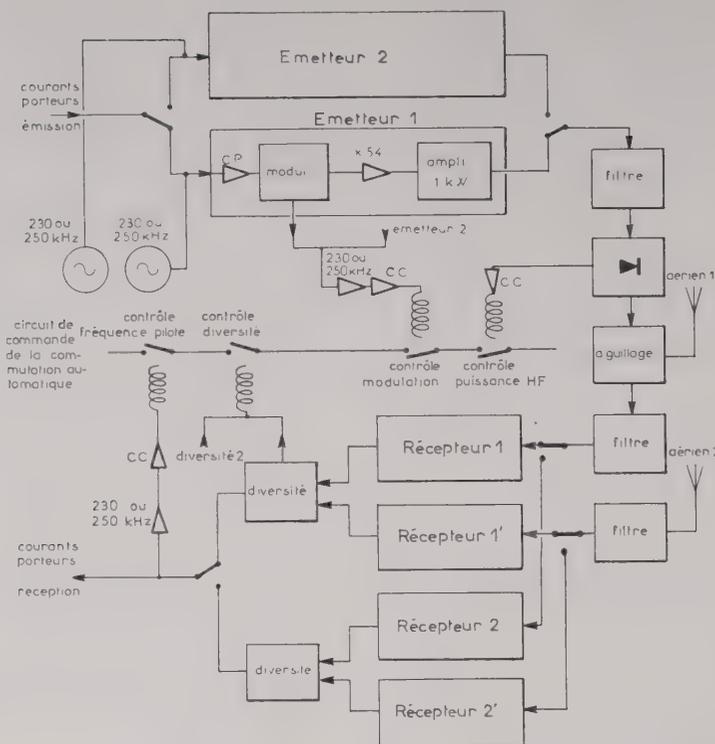


FIG. 14. — Diagramme simplifié d'une station avec réserve totale.

La voie de service est transposée en fréquence dans la bande. (8-11 kHz)

Voir diagramme simplifié (fig. 15).

Un auto-oscillateur à fréquence vocale différente pour chaque station délivre le signal d'appel.

5.5.3. *Télésignalisation à distance*

La télésignalisation transmet à distance les informations suivantes :

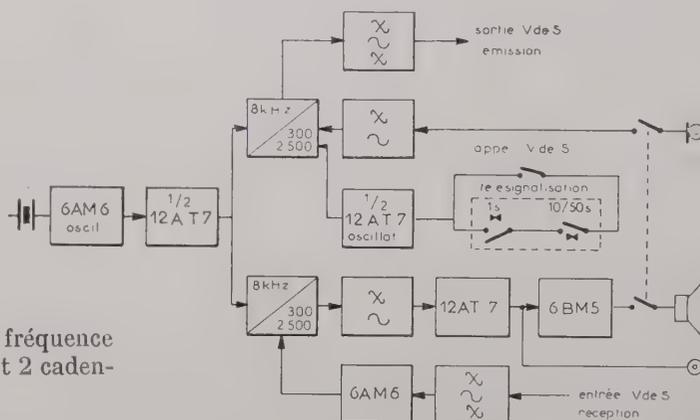
- commutation de chaîne radio.
- commutation de source d'énergie.

Le dispositif très simple ne nécessite que 2 relais temporisés.

Cette télésignalisation sommaire (voir fig. 15) détermine l'envoi du spécialiste (radio ou mécanicien) et de l'outillage le plus utile.

Au gré des nécessités de l'exploitation cette télésignalisation peut être remplacée par une plus complète de 8 ou 16 points d'informations (cf. *Onde Electrique* avril 1959. *Description et particularités techniques des équipements de faisceau hertzien type FH. 625*).

FIG. 15. — Schéma synoptique de la voie de service.



Ces informations sont transmises par la fréquence d'appel de la voie de service hachée suivant 2 cadences différentes.

5.5.3.1. *Commutation de chaîne radio.* Pour chaque cycle d'une minute envoi du signal d'appel continu pendant 10 s et interruption de 50 s (permettant l'usage de la voie de service).

5.5.3.2. *Commutation de source d'énergie.* Même cycle mais le signal d'appel est de plus haché à cadence rapide.

5.5.4. *Commutation automatique, commandes et mesures FH.650*

Cette platine, de hauteur 3 unités, renferme les éléments nécessaires aux fonctions de :

5.5.4.1. *Commandes.* Les régimes de fonctionnement suivants peuvent être utilisés :

— attente : tension de chauffage réduite de 15 % appliquée aux 2 chaînes,

— mise en service : arrêt, chauffage, H.T.,

— choix de la chaîne réserve en commutation automatique.

5.5.4.2. *Commutation automatique de chaîne radio.* La fermeture d'un des contacts « contrôles » (voir parag. 5.5.1.) déclenche en moins de 10 s (opération temporisée pour éliminer les dérangements sporadiques) les alarmes, démarre la commutation automatique sur la chaîne de réserve en opérant les manœuvres suivantes :

— coupure des tensions d'alimentation H.T. sur la chaîne en service (FH. 650 et FH. 651) avec mémoire visuelle de la panne émission ou réception,

— commutation des circuits d'aériens par relais coaxiaux,

— commutation des circuits courants porteurs,

— alimentation chauffage et H.T. normales de la chaîne en réserve (FH.650 et FH.651). Notons que les circuits de chauffage étaient soumis à une tension réduite (- 15 %) pour éviter une interruption très importante,

— envoi du signal de télésignalisation.

Les dispositifs nécessaires aux fonctions « commandes » et « commutations » étant étroitement liés, le nombre de relais (une dizaine) est particulièrement réduit.

Nota. — Les circuits d'alimentation permettent, sans perturbation de la chaîne en trafic, d'alimenter l'autre chaîne radio pour effectuer les opérations de maintenance ou de dépannage. Il est seulement nécessaire de placer une charge en sortie H.F du 2^e émetteur.

5.5.4.3. *Mesures FH. 650.* Deux appareils de mesure permettent le contrôle des tensions d'alimentation et des courants des divers tubes.

5.6. FILTRES V.H.F. AIGUILLAGE ET AÉRIEN :

5.6.1. Les filtres VHF sont du type linéaire en amplitude. Ils sont constitués par 2, 3 ou 4 cavités de surtensions différentes accordées sur la fréquence centrale et branchées en cascade par des tronçons quart d'onde de câble coaxial.

Performances d'un filtre à 4 cavités :

TOS < 1,2 dans une bande de ± 1 MHz.

Perte d'insertion 0,6 à 0,8 dB.

Atténuation à $\pm 4,5$ MHz, 50 à 60 dB.

5.6.2. Les aiguillages assurant la mise en parallèle de deux émetteurs, deux récepteurs ou d'un émetteur, et d'un récepteur, sont constitués par des tronçons de câble coaxial en Y de longueur convenable pour obtenir une bonne adaptation d'entrée.

5.6.3. Les aériens sont du type panneau de dipôle. Ils sont formés de 8 réflecteurs supportant chacun 4 dipôles demi-onde.

— gain 20 dB par rapport au dipôle,

adaptation : TOS < 1,2 dans une bande de ± 2 MHz.

ÉQUIPEMENT HERTZIEN TÉLÉPHONIQUE POUR PROPAGATION PAR DIFFUSION TROPOSPHÉRIQUE

PAR

G. ANDRIEUX, J. CAYZAC et C. DUCOT

*Laboratoires d'Electronique
et de Physique Appliquée*

L'équipement qui va être décrit est la première version, expérimentale, d'un système 900 MHz, 1,5 kW à modulation de fréquence, destiné à transmettre un signal multiplex de 30 voies téléphoniques par diffusion troposphérique.

Cet équipement a été réalisé à partir d'un klystron de puissance développé aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée.

La version décrite a été exécutée, aux mêmes Laboratoires, avec le souci d'arriver le plus rapidement possible au stade des transmissions expérimentales. C'est dire qu'en fonction des besoins ou des demandes un grand nombre de variantes peuvent être envisagées dans les circuits à faible puissance d'émission et de réception : par exemple, adoption d'une nouvelle fréquence intermédiaire, obtention d'une onde modulée à déviation normale en fréquence intermédiaire, réalisation du relais hétérodyne sans démodulation en fréquence, introduction d'un circuit auxiliaire rétrécissant la bande passante UHF du récepteur, etc.

Caractéristiques générales

L'équipement actuel présente les caractéristiques suivantes :

- Capacité : 30 voies téléphoniques ;
- Bande de base : 4 à 143 kHz ;
- Fréquence : 900 MHz ;
- Puissance de l'émetteur : 1,5 kW ;
- Tube émetteur : klystron amplificateur à 3 cavités ;
 - Modulation de fréquence ;
 - Déviation efficace de fréquence : 35 kHz pour 0 dBmo ;
 - Facteur de bruit du récepteur : inférieur à 8 dB (préamplificateur UHF seul : environ 7 dB) ;

- Bande passante du récepteur en fréquence intermédiaire : 2,5 MHz à 3 dB ; 1,3 MHz plat ;
- Fréquence intermédiaire : 70 MHz ;
- Réception en diversité binaire d'espace avec combinaison au niveau de la bande de base.

Le schéma de principe le plus simple a été adopté ; on a néanmoins effectué la modulation de fréquence à partir d'un modulateur de phase initial, afin de permettre à la fréquence porteuse de bénéficier de la stabilité d'un oscillateur à quartz. Cela est particulièrement intéressant d'une part pour éviter le besoin d'une commande automatique de fréquence, d'autre part pour permettre un fonctionnement à bande passante très réduite le cas échéant.

Il faut signaler que, pour les mesures dont il va être question, l'équipement émetteur était muni d'un feeder coaxial d'antenne dont les propriétés limitaient à 1,2 kW la puissance de sortie de l'amplificateur à klystron. Ces mesures ont été effectuées avec des aériens à miroir réflecteur paraboloidal de diamètre 5 m, ce qui est une dimension relativement petite pour une liaison troposphérique.

Description du système

1. EMETTEUR

La figure 1 donne le schéma synoptique de l'émetteur et la figure 2 sa vue d'ensemble. Les différentes parties seront décrites en suivant le sens des signaux.

a) *Pilote et modulateur*

La fréquence porteuse doit être stable, à la fois pour que les distorsions de phase liées au décentrement du spectre transmis par rapport à la bande passante des circuits soient négligeables, et pour que la bande de réception puisse être réduite au minimum. Dans l'état actuel (déviation de fréquence de crête 400 kHz pour une bande

de base 4-143 kHz) la bande de réception est de 2,5 MHz à 3 dB et de 1,3 MHz plat. La porteuse initiale est engendrée avec une précision relative de fréquence de 10^{-5} , soit un écart d'environ 10 kHz à 900 MHz. En doublant cet écart, pour tenir compte de l'oscillateur de réception, de même précision, on arrive à 20 kHz, soit moins de 2 % d'une bande plate de 1,3 MHz, moins de 10 % de la bande cinq fois plus étroite qui peut être envisagée pour un service allégé.

On part donc d'une onde sinusoïdale fournie par un maître oscillateur à quartz ; cette onde est modulée en fréquence par l'intermédiaire d'un modulateur de phase dérivé du système d'Armstrong ; dans le premier canal de ce dispositif le signal haute fréquence est soumis à l'action d'un modulateur d'amplitude équilibré à diodes au germanium, suivi d'un déphaseur de 90° ; dans l'autre canal, le signal est transmis en phase avec un dosage

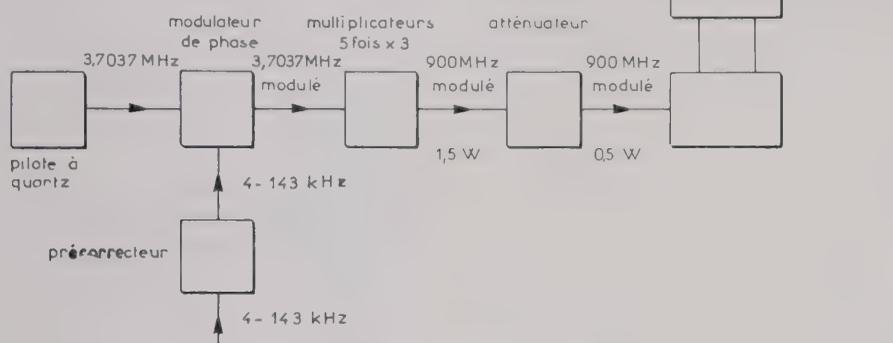


FIG. 1. — Schéma synoptique : émetteur.

b) Multiplicateurs de fréquence

Les circuits multiplicateurs, qui véhiculent l'onde modulée, doivent satisfaire à certaines conditions.

En premier lieu des précautions doivent être prises pour éviter les modulations d'amplitude de profondeur considérable qui tendent à prendre

réglable d'amplitude ; l'addition des signaux à la sortie des deux canaux s'effectue par un circuit additeur composé uniquement d'éléments passifs. Pour garantir la bonne stabilité dans le temps de l'équilibrage du modulateur, les seules composantes non linéaires utilisées sont des diodes à jonction dont on a limité par des éléments shunt et série fixes l'effet des variations des impédances extrêmes susceptibles d'évoluer dans le temps.

Avant d'entrer dans le modulateur de phase, le signal multiplex traverse un circuit de précorrection approprié permettant d'obtenir soit une modulation de fréquence proprement dite, soit une caractéristique à préaccentuation partielle. Les conditions de fonctionnement les plus sévères du modulateur de phase se situent à l'extrémité basse de la bande, soit 4 kHz. La déviation de phase de crête de l'onde à 900 MHz correspondant à une déviation de fréquence de 50 kHz en crête (35 kHz efficaces) est de 12,5 radians. On conçoit aisément que la modulation de phase doit s'effectuer sur une onde de fréquence relativement basse ; on a choisi, pour le maître oscillateur et le modulateur de phase, une fréquence de 3,7037 MHz, que l'on multiplie ensuite par 243, soit 5 fois par 3, pour obtenir 900 MHz ; la déviation de phase nécessaire sur le modulateur n'est alors plus que de 0,05 radian. Ce choix permet d'allier à l'avantage d'une faible distorsion celui d'opérer la modulation à une fréquence où les circuits sont de réalisation facile.

naissance au fur et à mesure des multiplications ; ces précautions consistent à assurer dans les circuits de tous les tubes des polarisations automatiques susceptibles de répondre à la cadence de la modulation, et à intercaler en quelques points des étages amplificateurs-limiteurs.

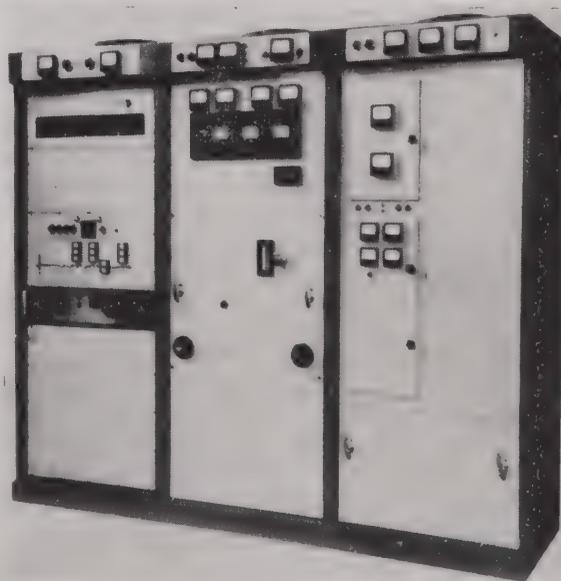


FIG. 2. — Ensemble émetteur 900 MHz, 1 kW.

Un autre point essentiel est celui de la bande passante minimum à donner aux différents étages : les distorsions d'ordre 3 sont directement proportionnelles à la variation de temps de transit $\Delta\tau$; or pour un circuit double accordé, en approximation quasi statique, on a

$$\Delta\tau = \frac{1}{B} \frac{\Delta f}{f}$$

où B est la bande passante du circuit et Δf la déviation de fréquence.

Sont

n le facteur de multiplication, compris entre 1 et 243 dans le cas présent ; B_n la bande passante nécessaire à l'étage dont la sortie correspond à une certaine valeur de n ; B_i la bande passante initiale ; Δf la déviation initiale correspondant à $n = 1$.

Si on desire que la contribution aux distorsions de phase soit la même pour les divers circuits, on doit avoir

$$\frac{\Delta f^2}{B_i^2} = \frac{(n \Delta f)^2}{B_n^2}$$

ou (trois)

$$B_n = n B_i$$

Dans le cas particulier des étages tripleurs on est ainsi conduit à

$$B_n = 2,08 B_i$$

Il faut donc pratiquement doubler la bande passante à chaque multiplication par 3. Bien entendu, si des étages séparateurs interviennent, ils doivent être considérés comme des multiplieurs de la même façon.

Cette relation n'est valable qu'en régime quasi stationnaire. Pour tenir compte du régime dynamique, des bandes légèrement plus larges doivent être choisies pour les étages à fréquence basse.

D'autre part, il est intéressant, pour des raisons de rendement, de réduire quelque peu la bande des étages travaillant à puissance élevée (c'est ainsi qu'on sera amené à réduire à une valeur de l'ordre de 2 MHz la bande de l'étage de sortie).

Les circuits utilisés dans cet ensemble multiplieur de fréquence sont d'une technique classique jusqu'à 100 MHz : au-dessus on emploie des lignes à rubans ; les tubes utilisés dans les derniers étages sont des doubles tetrodes du type QOE 03 20. Une puissance de 1,5 W à 900 MHz est directement extraite sans amplification du dernier étage tripleur.

L'équipement 1,5 W à 900 MHz, qui fonctionne déjà avec une déviation de fréquence mesurée, a été réalisé de façon entièrement autonome afin de pouvoir, le cas échéant, être utilisé pour une liaison de

petite puissance en visibilité optique ; en particulier, il comporte ses alimentations indépendantes du reste de l'émetteur. Il est contenu dans l'armoire de droite de l'ensemble représenté fig. 2.

Un atténuateur de quelques décibels sépare la sortie 900 MHz 1,5 W de l'entrée du klystron amplificateur de puissance ; cet atténuateur, du type ajustable, utilise les propriétés absorbantes d'un ferrite ; outre la fixation d'un niveau d'entrée correct pour le fonctionnement du klystron, il facilite, bien entendu, l'adaptation des impédances.

c) Étage de puissance

L'étage de puissance est constitué par le klystron amplificateur à 3 cavités (décrit dans les articles de G. ZLOTYKAMIN et R. CHAMPEIX du prochain numéro) et les circuits associés. Cet ensemble comprend deux armoires qui sont représentées fig. 2 ; l'armoire centrale contient le klystron, muni de ses cavités et de ses bobines de concentration, et l'armoire de gauche les alimentations diverses (voir fig. 3 et 4), soit :

une source 10 kV-0,5 A filtrée, mais non stabilisée, qui alimente le circuit cathode-collecteur du tube ;

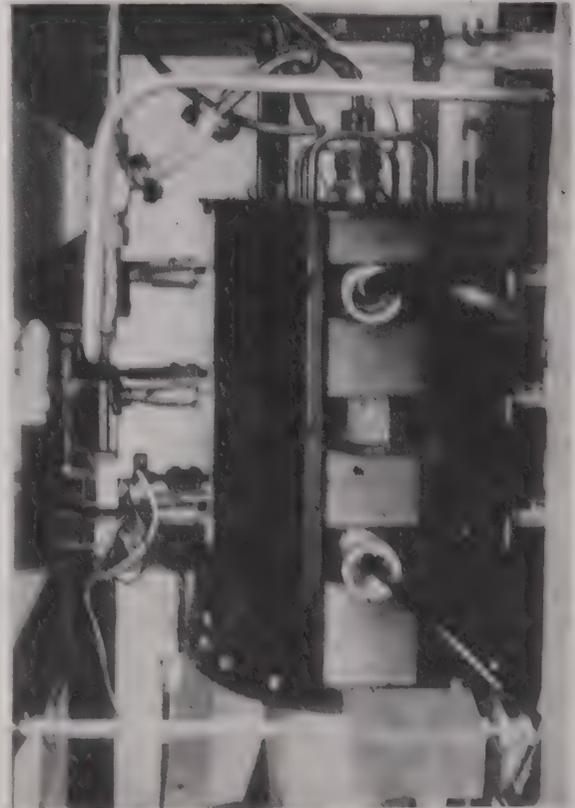


Fig. 2. Armoire à Klystron.

une source stabilisée sans débit qui permet d'agir sur le courant de faisceau en portant la première anode à un potentiel réglable entre + 1kV et + 6 kV par rapport à la cathode. Cette tension est obtenue à partir d'un pont partiellement composé

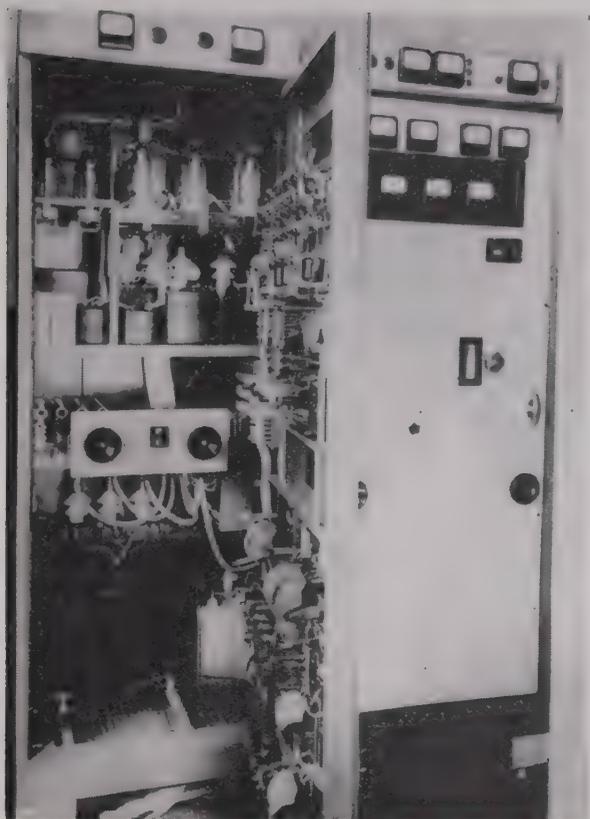


FIG. 4. — Armoire d'alimentation du klystron.

Dans l'état actuel de la réalisation de cet étage de puissance, une fois les réglages effectués à chaud, les mises en route sont entièrement automatiques. L'adaptation de la boucle de sortie a été réalisée de manière à amener le point de puissance maximum au centre du diagramme de Rieke (fig. 5). Afin

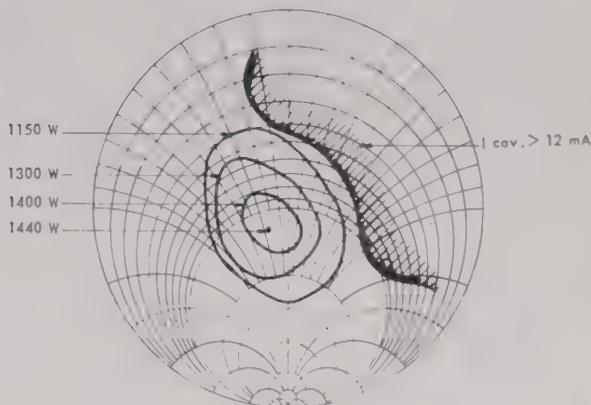


FIG. 5. — Diagramme de Rieke.

d'éviter des conditions dangereuses pour le tube, le taux d'ondes stationnaires dans la ligne de sortie doit être inférieur à 1,7. Un transformateur à double quart d'onde a été prévu sur cette ligne pour corriger les désadaptations éventuelles du feeder. Des relais de sécurité placés en série dans les circuits qui alimentent les électrodes protègent d'ailleurs le klystron contre les désadaptations accidentelles.

Citons, à titre d'exemple, un fonctionnement type de l'étage de puissance :

Collecteur	: 10 kV	280 mA
Cavités	: 10 kV	4 mA
Anode I	: 2,5 kV	
Chauffage	: 5,5 V	11 A
Puissance de sortie : 1.2 kW		

Un régime réduit typique, permettant une substantielle économie d'énergie aux heures où la puissance UHF maximum n'est pas nécessaire, est le suivant :

Collecteur	: 6 kV	130 mA
Cavités	: 6 kV	3 mA
Anode I	: 1,7 kV	
Chauffage	: 5,5 V	11 A
Puissance de sortie : 200 W		

Les développements actuellement en cours sont orientés d'une part vers le fonctionnement en relais hétérodyne et d'autre part vers l'augmentation de la puissance de sortie.

L'énergie UHF fournie par le klystron est envoyée (à travers une ligne actuellement coaxiale) sur l'excitateur de l'aérien à réflecteur parabolique.

de stabilisateurs à gaz, connecté en parallèle sur la source 10 kV ;

— une source basse tension, qui alimente les bobines de concentration.

Le collecteur et les tubes de glissement sont reliés aux cavités extérieures, ce qui implique la mise à la masse du pôle positif de l'alimentation 10 kV. Le chauffage de la cathode est effectué par l'intermédiaire d'un transformateur isolé à 10 kV. Le collecteur du klystron fut initialement refroidi par une circulation d'eau ; un nouveau modèle fonctionne avec un dispositif de refroidissement par air forcé.

La gamme d'accord de l'étage de puissance s'étend de 860 MHz à 930 MHz ; un nouveau type de cavités en développement permettra de couvrir la gamme 830-960 MHz. La variation de fréquence est obtenue par l'action symétrique de deux pistons entraînés par une commande unique pour chacune des 3 cavités. Le gain de l'étage, supérieur à 40 dB pour une bande de 1 MHz, a dû être réduit à 35 dB en chargeant la cavité intermédiaire pour augmenter la largeur de bande et l'amener à 2 MHz environ.

Le réglage de l'accord du klystron s'effectue sans précaution spéciale au maximum maximum de la puissance de sortie. Le réglage correct du champ magnétique est obtenu lorsque la dissipation sur les tubes de glissement est suffisamment faible. Ce réglage n'est pas critique et peut tolérer des variations de l'ordre de 25 % sans danger, ce qui permet l'économie d'un système stabilisateur pour le courant des bobines de focalisation.

2. ENSEMBLE DE RÉCEPTION

L'ensemble de réception, dont le schéma synoptique est donné par la figure 6, comporte essentiellement deux récepteurs identiques dont les sorties

notamment sur la recherche des meilleures performances possibles avec mélangeur en tête de haute qualité, ainsi que sur des procédés nouveaux d'amplification ou de conversion paramétrique qui donnent, à plus longue échéance, de sérieux espoirs d'amélioration substantielle.

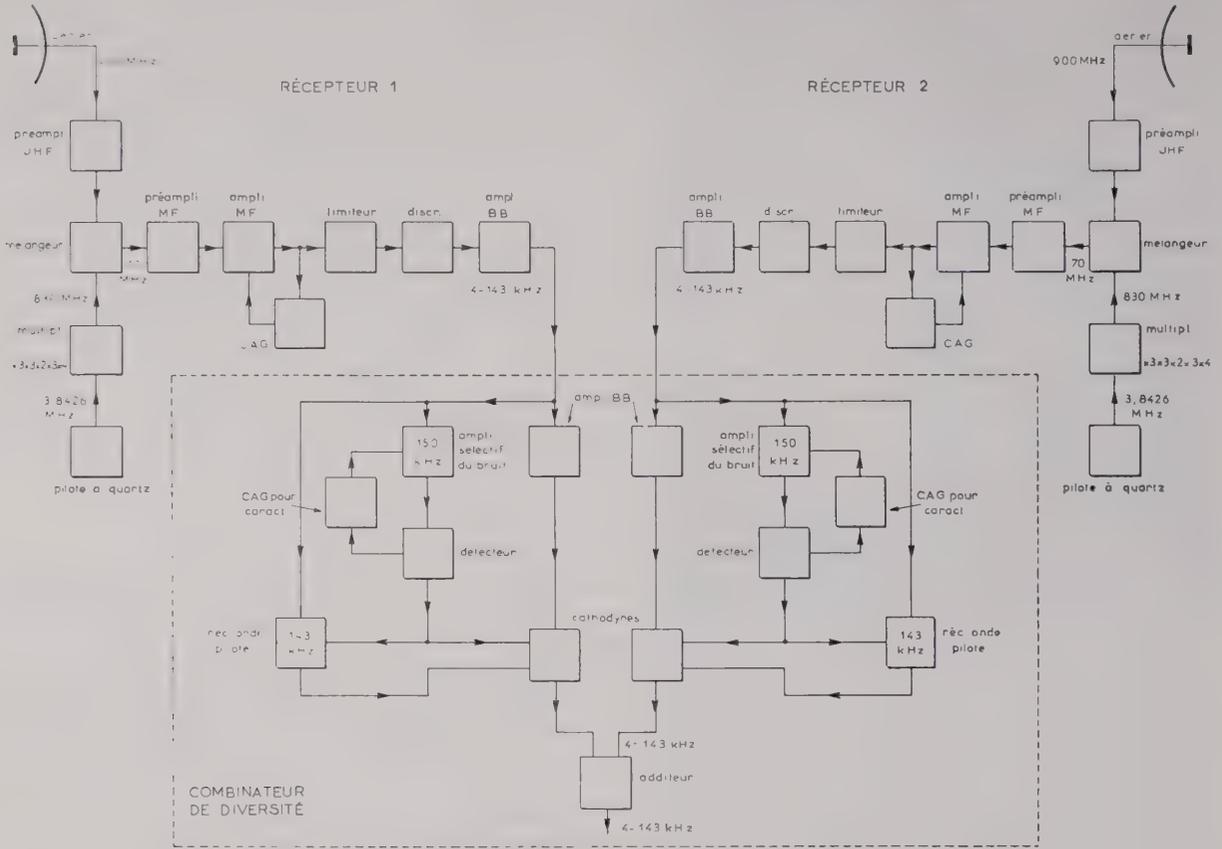


FIG. 6. — Schéma synoptique : récepteurs.

au niveau de la bande de base attaquent un dispositif combinateur de diversité. La sortie de ce dernier constitue l'extrémité de la chaîne réceptrice et doit être connectée au système à courants porteurs ; naturellement un correcteur est inséré en cas de besoin (préaccentuation partielle).

Une certaine recherche d'homogénéité avec des équipements de faisceaux hertziens pour visibilité optique existants a amené à choisir provisoirement la même fréquence intermédiaire que dans ces derniers, soit 70 MHz, et à utiliser des circuits de démodulation identiques. Dans ces conditions la recherche du facteur de bruit le plus faible possible a conduit, pour le circuit d'entrée du récepteur, à l'adoption d'un préamplificateur en tête. Ce préamplificateur est équipé de la triode EC 157, normalement développée pour les faisceaux hertziens à 4 000 MHz, mais dont le facteur de bruit décroît très vite aux fréquences plus basses pour atteindre vers 500 ou 1 000 MHz des valeurs donnant des possibilités avantageuses d'amplification à faible bruit.

Cette solution n'est cependant pas considérée comme immuable. Des travaux sont en cours,

La figure 6 montre que le schéma de chacun des récepteurs est de conception classique. Il faut cependant remarquer que l'onde locale est pilotée par un quartz oscillant à 3,8426 MHz et assurant une stabilité relative de fréquence de 10^{-5} identique à celle de l'émetteur. Cette solution permet de limiter la bande de réception à la valeur minimum compatible avec le spectre des signaux transmis et avec les conditions de linéarité imposées à la liaison. Cela est particulièrement important dans le cas où l'exploitation permet d'envisager, par exemple aux heures creuses, un service allégé (à nombre de voies plus faible) : la limitation de la largeur de bande de réception, qui peut être obtenue assez facilement par insertion d'un circuit à fréquence intermédiaire de bande plus étroite, rend alors possible le fonctionnement à régime réduit de l'émetteur évoqué dans le chapitre précédent.

a) Description de chaque récepteur

La figure 7 montre l'ensemble des deux récepteurs montés dans une armoire qui contient en outre le combinateur de diversité et les sources d'alimentation. Chaque récepteur se compose d'une tête haute

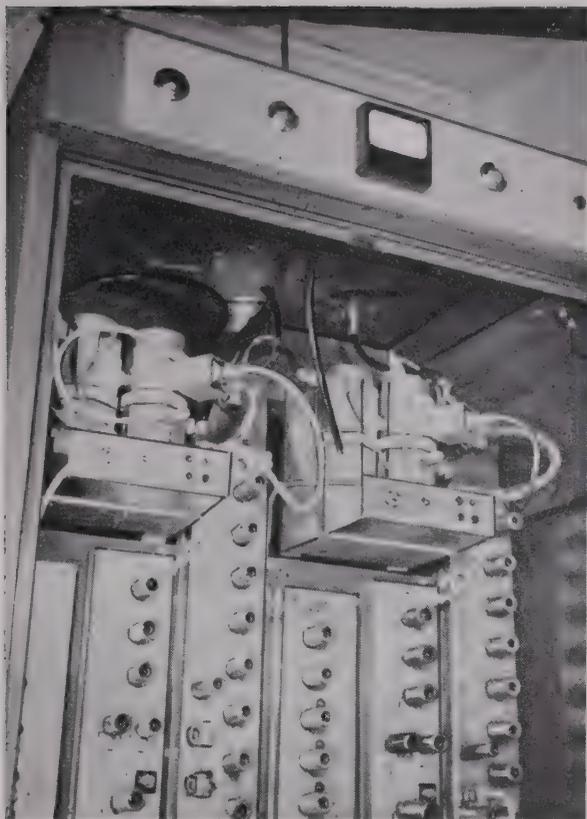


FIG. 7. — Ensemble des deux récepteurs UHF.

fréquence et de trois châssis qui sont, de droite à gauche, la chaîne d'amplification à fréquence intermédiaire, la chaîne de démodulation et la partie de la chaîne de génération de l'onde locale équipée de tubes conventionnels (comme on le verra plus loin, le dernier étage multiplicateur est contenu dans la tête haute fréquence).

Cette chaîne locale comporte un oscillateur à quartz suivi d'étages multiplicateurs, respectivement deux tripleurs, un doubleur et un dernier tripleur, qui élèvent la fréquence de l'onde locale à 207,5 MHz, enfin d'un étage adaptateur à 207,5 MHz à sortie sur câble coaxial 50 ohms. Tous ces étages sont munis de dispositifs assurant une parfaite stabilité de niveau.

La tête haute fréquence rassemble en un montage compact le préamplificateur UHF à tube EC 157, directement chargé par le mélangeur, et le dernier multiplicateur de la chaîne d'oscillation locale, lui-même équipé d'un tube triode EC 157 fonctionnant avec grille à la masse.

Cet étage est un quadrupleur qui fournit l'onde locale à 830 MHz, laquelle est injectée au mélangeur par l'intermédiaire d'une courte longueur de câble coaxial munie d'un dispositif de réglage permettant d'ajuster le courant du cristal.

Le préamplificateur UHF est du type grille à la masse à circuit d'anode double accordé. Le circuit cathode-grille est constitué par une ligne coaxiale accordable munie d'une prise réglable permettant d'assurer l'adaptation du feeder d'antenne d'impédance 50 ohms.

Le circuit d'anode est constitué par deux cavités coaxiales accordables couplées au moyen d'un système de boucles orientables. La première cavité, à haute surtension, charge directement l'espace grille-anode du tube. La seconde, qui contient le cristal mélangeur 1N21 C, est munie de deux réglages permettant d'obtenir un accord et un amortissement variables.

L'ensemble des divers réglages rend possible l'obtention d'une courbe de réponse plate, pour des largeurs de bandes très différentes et malgré les dispersions de caractéristiques des tubes et des cristaux.

La sortie du signal de fréquence intermédiaire s'effectue sur câble 75 ohms à travers un circuit transformateur d'impédance solidaire de la tête UHF.

L'ensemble qui vient d'être décrit est normalement réglé pour une largeur de bande en haute fréquence de l'ordre de 7 MHz et présente un gain en puissance global de l'ordre de 9 dB. Le gain du préamplificateur seul est de 14 à 15 dB et la perte de conversion du mélangeur de l'ordre de 5 ou 6 dB.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire actuel, centré à 70 MHz, a été réalisé de façon à garantir une grande stabilité de fréquence centrale, afin de permettre éventuellement l'insertion d'un circuit à bande plus étroite.

L'étage d'entrée de l'amplificateur, du type cascode, est équipé d'une double triode E88CC et les étages suivants de pentodes EI80F. La sortie du dernier étage s'effectue sur câble coaxial 75 ohms au niveau nominal de 200 mV. La largeur de bande globale de l'amplificateur, qui définit celle du récepteur complet, est de 2,5 MHz entre points à 3 dB, avec une partie plate de 1,3 MHz et un gain maximum de 95 dB. Un système antifading amplifié à action rapide permet à l'amplificateur d'absorber des variations de niveau d'entrée de 60 dB.

La chaîne de démodulation, d'un type courant pour faisceaux hertziens à visibilité, est essentiellement constituée d'étages limiteurs à cristaux, d'un discriminateur à circuits décalés et d'un préamplificateur de bande de base. Le niveau de sortie de ce dernier est de 0 dBm sur une impédance de 150 ohms pour une déviation de fréquence de 35 kHz efficaces de l'onde reçue.

b) *Combinateur de diversité*

La combinaison se fait ici après démodulation de fréquence, c'est-à-dire en un point de chaque chaîne réceptrice où le signal est à un niveau indépendant des fluctuations de la propagation, et où c'est le bruit qui varie au rythme de ces fluctuations.

Le combinateur, réalisé par les Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques, a pour but d'opérer entre les deux signaux un dosage pondéré de façon inversement proportionnelle à la puissance de bruit présente sur chaque canal.

Il fonctionne de la façon suivante :

Sur chaque canal, la puissance de bruit est isolée autour d'une fréquence de 150 kHz, située juste au-dessus de la bande de base ; cette puissance de bruit, amplifiée puis détectée selon une loi convenable, commande l'impédance interne des cathodines de dosage. En outre, pour tenir compte des franchissements éventuels du seuil, un récepteur d'onde pilote (153 kHz) à bande étroite commande par tout ou rien le fonctionnement des cathodines de chaque canal.

La figure 8 montre la station réceptrice de Caen.



FIG. 8. — Station réceptrice de Caen.

Les deux aériens, identiques à l'aérien d'émission, sont actuellement espacés de 12 m, c'est-à-dire d'environ 36 longueurs d'onde. Avec cet espacement, des enregistrements effectués simultanément sur chacun des récepteurs accusent déjà une certaine décorrélation entre les signaux. La figure 9 montre

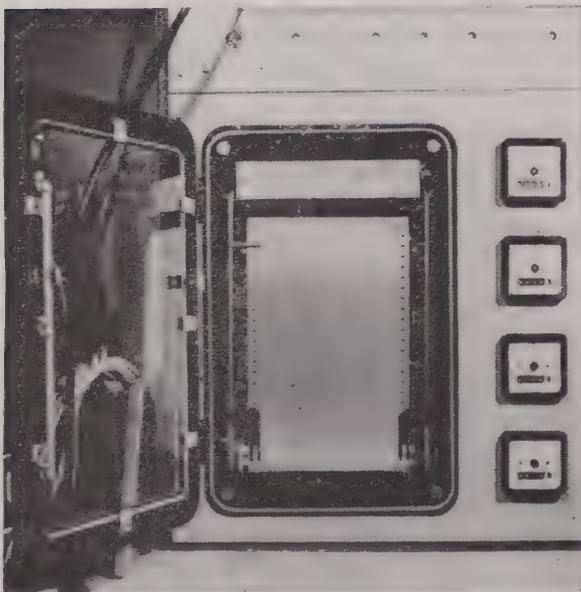


FIG. 9. — Enregistreur de Caen.

l'un des enregistreurs, dont la plage actuelle s'étend de -60 dBm à -100 dBm de puissance reçue. Les compteurs horaires, qui apparaissent sur la figure, indiquent les temps totalisés pendant lesquels le champ subit des évanouissements supérieurs à 10, 20, 30 et 40 dB par rapport à un niveau fixé à l'avance.

Description de la liaison expérimentale

Il s'agit d'une liaison Paris-Caen unilatérale par diffusion troposphérique. L'équipement précédemment décrit est utilisé conjointement avec un équipement à courants porteurs à 12 voies échelonnées entre 92 et 140 kHz. La figure 10 montre les baies de cet équipement, côté réception, à Caen.

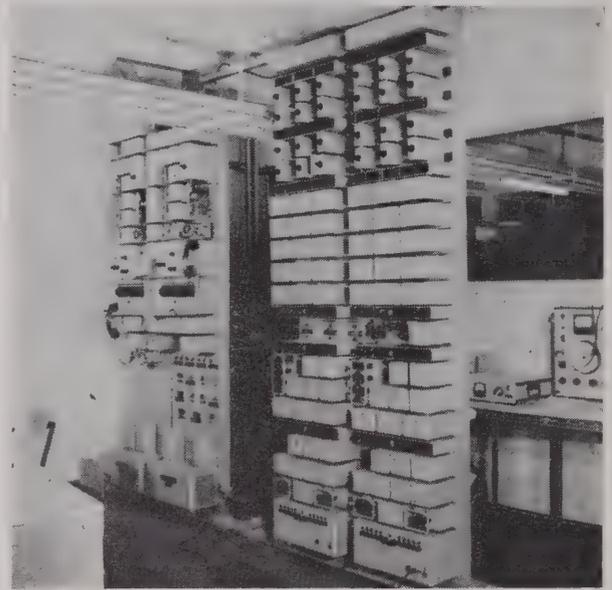


FIG. 10. — Equipement à courants porteurs.

La figure II indique le profil de la liaison. Comme on le voit, on n'a pas cherché à faire le trajet le plus favorable possible du point de vue propagation entre Paris et Caen. Ainsi à une distance de 204 km, avec des aériens centrés à 15 m du sol sur terre

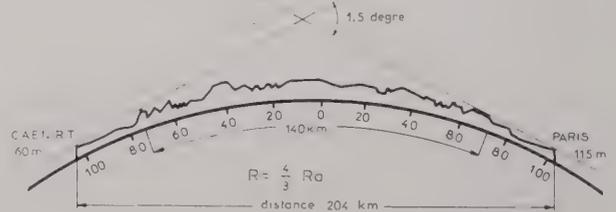


FIG. 11. — Profil de la liaison Paris-Caen.

sphérique et en atmosphère standard, on aurait un angle de diffusion θ de $1,14^\circ$. Ici les emplacements choisis à la réception (en plein champ près de la route à 5 km NO de Caen) donnent un angle de diffusion de $1,5^\circ$ correspondant à une distance « équivalente » de l'ordre de 250 km.

L'affaiblissement de propagation en espace libre est de 138 dB ; l'affaiblissement supplémentaire tro-

posphérique médian à prévoir peut être évalué, selon les méthodes de calcul employées, de 58 à 68 dB.

En évaluant la totalité des pertes dans les feeders à 3 dB, on peut estimer le niveau de réception UHF, avec un affaiblissement troposphérique additionnel de 68 dB, de la façon suivante :

+	61 dBm	(puissance émise limitée à 1,2 kW)
+	62 dB	(aériens)
—	3 dB	(feeders)
—	206 dB	(propagation)

soit — 86 dBm

Avec l'évaluation plus optimiste de 10 dB pour l'affaiblissement troposphérique, on trouve — 76 dBm.

En fait, les niveaux reçus (mesurés par substitution à la porteuse reçue d'une puissance UHF locale calibrée, à bruit résultant égal) varient évidemment dans le temps.

On a pu constater qu'outre les variations du champ médian, il y a des fadings rapides, assez rares et peu profonds pendant certaines périodes, mais souvent rapprochés et atteignant alors 20 ou même 30 dB.

Des mesures, faites sans diversité, lorsque le champ médian était assez stable et atteignait — 75 dBm environ, ont donné pour le rapport signal bruit thermique en voie supérieure défavorisée une valeur de 46 dB « psophométriques », tout à fait conforme aux prévisions.

Ce chiffre ne doit pas être considéré comme une performance limite du système lui-même. En effet, il ne faut pas oublier que les aériens étaient de diamètre très réduit pour une transmission troposphérique ordinaire. Avec des aériens de 10 ou 20 m de diamètre, la performance en bruit thermique serait améliorée à peu près de 12 ou 24 dB. D'autre part la même puissance de bruit thermique (mesurée sans modulation) doit être « lue » à un niveau de 5 dB inférieur si l'on suppose appliquée une préaccoutumation de 6 dB par octave.

Des mesures ont été effectuées concernant non seulement le bruit thermique, mais le bruit d'intermodulation. Les essais de produits individuels d'intermodulation ont permis de prévoir les niveaux de bruit psophométriques d'intermodulation suivants correspondant à la charge réglementaire de + 5 dBmo pour 30 voies :

- 53 dBmo avec le meilleur des deux récepteurs ;
- 52,5 dBmo avec les deux récepteurs en diversité de combinaison.

Ces chiffres sont presque aussi bons que ceux qui ont été mesurés en local ; on peut dire que la propagation n'intervient pas beaucoup dans les distorsions. Le modulateur de phase donne peut-être une distorsion un peu moins réduite qu'un modulateur direct de fréquence, mais sa stabilité en fréquence l'a fait préférer, car de toute façon les bruits thermiques constituent l'obstacle principal à vaincre.

On a également essayé, selon la méthode de la charge en bruit incohérent, le système 12 voies 92-140 kHz sur la liaison Paris-Caen elle-même. Dans ce cas, il a fallu élever la charge répartie à + 15 dBmo pour obtenir un bruit d'intermodulation franchement mesurable de — 30 dBmo. Comme il ne s'agit alors que des produits d'ordre 3, on peut en déduire pour la charge de + 5 dBmo un bruit d'intermodulation de l'ordre de — 60 dBmo.

On a effectué des enregistrements sur bande magnétique afin d'apprécier la qualité téléphonique des voies extrêmes du système à 12 voies dans diverses conditions.

Les enseignements de ces essais sont qualitativement les suivants :

- la variation du champ médian reçu et les fadings lents agissent sur le bruit de souffle, permanent et léger, entendu sur les voies ;

- les fadings rapides et profonds donnent subjectivement l'impression de vagues déferlantes ; chaque déferlement correspond à un franchissement du seuil porteuse/bruit en UHF ;

- l'effet de la diversité est de réduire les temps de fading rapide apparents pour une période donnée ;

- les temps de fading rapide étant réduits par la diversité, l'emploi de dispositifs « compandors » améliore sensiblement la qualité de la transmission pendant le reste du temps.

On a constaté en outre que l'introduction de la charge incohérente sur 10 voies au niveau global + 5 dBmo ne provoque aucune modification perceptible de la transmission, ce qui était prévisible à la suite des mesures précédemment effectuées.

Remerciements

Les auteurs tiennent à remercier la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée d'avoir bien voulu autoriser la publication de ce travail ; il remercient également leurs collaborateurs qui ont mené à bien la réalisation de l'équipement, ainsi que la Société des Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques, qui s'est chargée du combinatoire de diversité et a coopéré de façon très importante à l'installation de la liaison expérimentale.

UN ÉQUIPEMENT PROTOTYPE DE FAISCEAU HERTZIEN TRANSHORIZON DANS LA BANDE DES 2 000 MHz

PRÉSENTATION

PAR

F. du CASTEL

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

Le Centre National d'Etudes des Télécommunications a poursuivi de pair l'étude de la normalisation des équipements pour Faisceaux Hertziens Transhorizon, en liaison avec l'industrie, et l'étude de prototypes nouveaux.

Le travail de normalisation a permis l'établissement de spécifications pour deux types principaux de matériel : l'un, dans la bande des 450 à 600 MHz, permet la transmission de 12 à 60 voies téléphoniques, l'autre, dans la bande des 830-960 MHz, permet la transmission de 60 à 120 voies téléphoniques. Les équipements, spécialement conçus pour les liaisons dans les territoires de la Communauté franco-africaine, ont une portée de l'ordre de 200 à 300 km suivant les conditions de propagation. Cette portée est notamment limitée par la puissance maximale fixée aux équipements (de l'ordre du kilowatt), et par les dimensions maximales fixées aux antennes (jusqu'à 10 m de diamètre en pratique).

Un autre type d'équipements est en voie de nor-

malisation, équipement léger dans les bandes 156-174 et 950-600 MHz permettant la transmission de 4-6 voies téléphoniques à des distances de l'ordre de 150 à 200 km.

Si ces divers types de matériel permettent de couvrir une bonne partie des besoins, dans le cadre de l'équipement des pays neufs en moyens de télécommunications, il était nécessaire de prévoir un avenir plus lointain et la possibilité d'autres besoins. Aussi le CNET a-t-il fait étudier un prototype d'équipement, dans une gamme plus élevée (bande des 2 000 MHz) et mettant en jeu une puissance plus importante (10 kW). C'est cet équipement qui est décrit dans cet article. Son installation prochaine sur une liaison expérimentale de 350 km entre la Bretagne et la Région Parisienne permettra non seulement une étude expérimentale des performances des faisceaux hertziens transhorizon, mais aussi des études de caractère scientifique sur les phénomènes de propagation à grande distance des ondes ultra-courtes.

I. PROTOTYPE DE TRANSMISSION MULTIPLEX PAR DIFFUSION TROPOSPHÉRIQUE

PAR

G. BROUSSAUD et L. MALNAR

Département de Physique Appliquée de la
Compagnie Générale de T.S.F.

1. Généralités

Le matériel décrit dans cet article constitue un ensemble expérimental destiné à transmettre un signal multiplex comprenant 60 voies téléphoniques par diffusion troposphérique et pour une liaison unilatérale. L'ensemble comprend un émetteur (1), un récepteur, 2 aériens et un dispositif de branchement.

Le dispositif de branchement comprend un système complet de duplexage de manière à permettre ultérieurement la mise en œuvre d'une liaison bilatérale double avec utilisation d'un aérien unique à l'émission et à la réception.

2. Caractéristiques techniques

Les bases de l'étude de ce prototype ont été dans ses grandes lignes définies par un projet de M. Libois (2). L'essentiel de ce projet visait à obtenir une liaison expérimentale capable de transmettre 60 voies téléphoniques à une distance de l'ordre de 300 km et avec une qualité moyenne correspondant à un rapport signal/bruit de l'ordre de 50 dB.

De plus, il était demandé de pouvoir opérer des changements de fréquence de 2 types : un changement lent par réglage des différents éléments de la chaîne d'émission et de la chaîne de réception ; un changement rapide par simple commutation et superposé au premier. Ces différents besoins ont conduit au choix des caractéristiques techniques que nous exposons ci-dessous en insistant plus particulièrement sur les circuits hyperfréquences qui présentent le plus d'originalité.

2.1. FRÉQUENCES D'UTILISATION

La bande totale disponible s'étend de 2 100 à 2 400 MHz. Une liaison double bilatérale s'effectuerait selon le plan de fréquence de la figure 1.

(1) L'étage final de l'émetteur constitué par un klystron de 10 kW n'est pas décrit dans cette note.

(2) Note technique projet T 98 (Département Transmission du CNET) par M. L. J. LIBOIS.

Pour une station donnée les fréquences f_1 et f_2 seraient réservées à l'émission, les fréquences φ_1

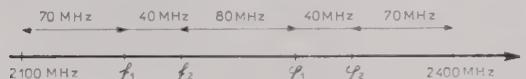


FIG. 1. — Plan de fréquences.

et φ_2 à la réception. Pour pouvoir utiliser la bande totale disponible, chaque fréquence peut être déplacée de ± 70 MHz à partir de sa valeur initiale. Le matériel construit actuellement a pour fréquence initiale 2 170 MHz et il est réglable de 2 100 à 2 240 MHz. Ce changement lent permet de déplacer en réalité un ensemble de 3 fréquences pré-réglées F_1, F_2, F_3 distantes de 5 MHz. Par une simple commutation, il est possible de choisir une ou deux quelconques des 3 fréquences F_1, F_2, F_3 et par conséquent de superposer un changement rapide de fréquence au changement lent défini plus haut.

2.2. EMETTEUR

La partie de l'émetteur décrite ici constitue le pilote de l'étage final, elle est chargée de fournir un signal d'une puissance de 10 W à l'entrée du klystron (cf. note 1).

Le type de modulation utilisé est la modulation de fréquence.

Ce type de modulation s'impose pour la transmission d'un grand nombre de voies avec une qualité suffisante.

Etant donné le caractère fluctuant des signaux reçus en propagation troposphérique, le choix de l'excursion de fréquence résulte d'un compromis entre la qualité moyenne recherchée pour la liaison et le pourcentage de temps pendant lequel la liaison est coupée.

Ce compromis a conduit au choix d'une excursion de fréquence maximum de 300 kHz. Pour réaliser une uniformisation du rapport signal/bruit, une préaccentuation de 7 dB est appliquée aux signaux multiplex. Compte tenu du fait que les fréquences

de modulation les plus hautes sont à 300 kHz, la largeur de bande nécessaire est de 1,2 MHz.

Pour réaliser les conditions de changement rapide de fréquence, la fréquence d'émission est produite de la manière suivante : le signal porteur est obtenu au moyen d'un oscillateur stabilisé, après modulation, il est porté à une fréquence intermédiaire qui est normalisée à 70 MHz pour F_1 , à 65 MHz pour F_2 et 75 MHz pour F_3 . La fréquence d'émission définitive (F_1 ou F_2 ou F_3) est ensuite obtenue par changement de fréquence. Les étages qui suivent ce changement de fréquence sont à large bande (15 MHz) de manière à pouvoir transmettre simultanément les 3 fréquences (F_1 , F_2 , F_3).

2.3. RÉCEPTEUR

Le récepteur comme l'émetteur doit satisfaire aux exigences du changement rapide de fréquence. Pour atteindre ce but il est du type superhétérodyne à 2 fréquences intermédiaires. Les étages de la première fréquence intermédiaire (70 MHz) sont à large bande et transmettent simultanément les 3 fréquences 65, 70, 75 MHz correspondant à F_1 , F_2 et F_3 . Les étages de la deuxième fréquence intermédiaire sont à bande étroite : 1,2 MHz.

Le récepteur doit en outre permettre d'effectuer des essais comparatifs de réception en diversité de fréquence. La diversité permet d'améliorer considérablement la qualité des transmissions transhorizon et il est intéressant de connaître l'écart de fréquence minimum correspondant à des signaux indépendants. L'émetteur pouvant transmettre 2 quelconques des 3 fréquences F_1 , F_2 , F_3 , le récepteur comporte un système de diversité qui permettra d'expérimenter un écart de fréquence de 5 ou de 10 MHz selon le couple de fréquence choisi à l'émission.

Enfin on a cherché à réaliser une sensibilité uniforme dans toute la bande de fréquence disponible. Ainsi le facteur de bruit reste inférieur à 8 dB dans toute cette bande.

2.4. CIRCUITS HYPERFRÉQUENCES

Ils comprennent des organes de branchement et des organes de filtrage. Leur rôle est de permettre le groupement, sur une même antenne, d'un émetteur puissant et d'un récepteur sensible, tout en conservant entre ces deux ensembles un découplage élevé. Ils doivent en outre assurer une protection efficace contre tout signal non essentiel, c'est-à-dire en particulier contre le rayonnement par l'antenne de l'énergie fournie par le tube de puissance sur son premier harmonique, dont la fréquence (4 000 MHz) est justement celle utilisée par de nombreuses liaisons hertziennes.

Pour satisfaire à ces diverses exigences, l'ensemble des circuits hyperfréquences comprend :

a) Un duplexeur de polarisation

L'émission et la réception se feront sur des ondes à polarisation croisée. L'essentiel du branchement sera constitué par un duplexeur permettant d'établir la liaison émetteur-antenne pour les ondes d'un premier type (par exemple de polarisation horizontale) et la liaison antenne-récepteur pour les ondes du second type (polarisation verticale). Ce dispositif est, dans son principe, apériodique ; mais le découplage qu'il introduit entre les voies émission et réception ne dépassera généralement pas 40 dB du fait de diverses réflexions (principalement dues aux obstacles environnant l'antenne) qui s'accompagnent toujours d'une petite dépolarisation du champ. Encore prendra-t-on soin de disposer le duplexeur de polarisation immédiatement derrière le cornet d'excitation de l'antenne de façon à éliminer tout couplage dû aux imperfections du feeder ⁽³⁾.

Le découplage apporté par le duplexeur de polarisation étant insuffisant, il est indispensable de le renforcer par des filtres disposés à la fois dans la voie émission et dans la voie réception.

b) Filtre de bruit

Le bruit du klystron de puissance occupe, en particulier la bande de fréquence réservée à la réception. Ce niveau de bruit étant d'environ 10^{-7} watt, et la sensibilité du récepteur 10^{-14} watt, la voie réception doit être découplée de l'émission de 70 dB. Le découplage dû au duplexeur étant seulement de 40 dB, il est nécessaire de disposer un filtre capable de fournir une atténuation de 30 dB dans la bande réservée à la réception. Ce filtre sera donc nécessairement placé dans la branche émission et devra être réglable avec la fréquence de travail.

c) Filtre de réception

Il importe aussi de protéger le cristal contre l'énergie importante due à la fréquence nominale de l'émetteur. Cette énergie ne doit pas dépasser sur le cristal 10^{-5} watt. L'affaiblissement nécessaire sur cette fréquence est donc de $\frac{10^4}{10^{-5}} = 10^9$ soit 90 dB.

La protection due au duplexeur étant seulement de 40 dB, il est donc nécessaire de protéger le cristal par un second filtre, placé cette fois dans la voie de réception et assurant, sur la fréquence d'émission un affaiblissement de 55 dB. Ce filtre devra lui aussi être réglable avec la fréquence de travail.

d) Rejecteur du premier harmonique

A cause de la très forte puissance de l'émetteur, il importe de filtrer également l'énergie fournie sur

⁽³⁾ Des mesures effectuées à la longueur d'onde de 7,5 cm, sur un tronçon de guide circulaire de 70 mm de diamètre et 63 m de long, ont montré l'apparition d'une composante polarisée perpendiculairement à l'onde principale, et dont le niveau est seulement à 10 dB en dessous — cf. M. THUE, essais sur une grande longueur de guide d'ondes circulaire, CNET, dep. transm., rapport de mesures n° 37 du 21 juin 1957.

le premier harmonique, qui bien que situé à 30 dB au-dessous du fondamental, pourrait néanmoins être rayonné avec une puissance de l'ordre de 10 watts. Pour réduire ce niveau à 1/10 watt, on a été conduit à disposer, sur la voie émission, un coupleur directif à fentes épaisses et capable d'absorber le premier harmonique sans perturber le fondamental.

Outre les caractéristiques énoncées, ces différents circuits hyperfréquences doivent satisfaire à d'autres conditions notamment le taux d'ondes stationnaires, de perte d'insertion et, éventuellement de tenue en puissance.

Dans les faisceaux hertziens du type classique, qui fonctionnent en visibilité directe, les exigences sur le taux d'ondes stationnaires sont imposées surtout par des considérations de diaphonies⁽⁴⁾. Ces exigences se trouvent allégées ici par suite de la diminution du nombre de stations et du nombre de voies. En fait, le taux d'ondes stationnaires est limité, côté émission par la puissance maximum qui peut être renvoyée sur le tube. Compte tenu de la complexité propre à chaque élément on s'est fixé les limites suivantes :

pour le duplexeur de polarisation

— $TOS < 1,1$ dans la bande 2 100-2 300 MHz.

pour le rejeteur d'harmoniques

— $TOS < 1,05$ dans la bande 2 100-2 300 MHz.

Les pertes d'insertion doivent naturellement être réduites dans toute la mesure du possible. Dans la voie émission, une perte de 0,1 dB correspond à une énergie dissipée de 230 watts.

Dernier point important, l'état de surface des brides de jonctions qui permettent l'assemblage des divers éléments de guide. Les brides peuvent en effet être le siège de flashes dus aux très fortes intensités qui les traversent. Comme l'émission est continue, ces flashes provoquent une ionisation qui peut se propager à l'intérieur du guide et remonter jusqu'au tube émetteur. L'expérience a montré qu'un surfacage à 5 microns était suffisant pour assurer un contact convenable entre les brides.

Nous décrivons plus loin les solutions adoptées pour chacun des divers éléments en insistant plus particulièrement sur celles (originales) qui ont permis la réalisation des filtres réglables.

3. Description générale

3.1. EMETTEUR

La figure 2 donne un schéma synoptique de l'émetteur. Le fonctionnement en est le suivant :

Le signal multiplex porté au niveau correct par l'amplificateur d'entrée module en phase un signal à 7,5 MHz issu d'un oscillateur stabilisé ; une cellule intermédiaire transforme la modulation de phase en modulation de fréquence et assure la préaccentuation.

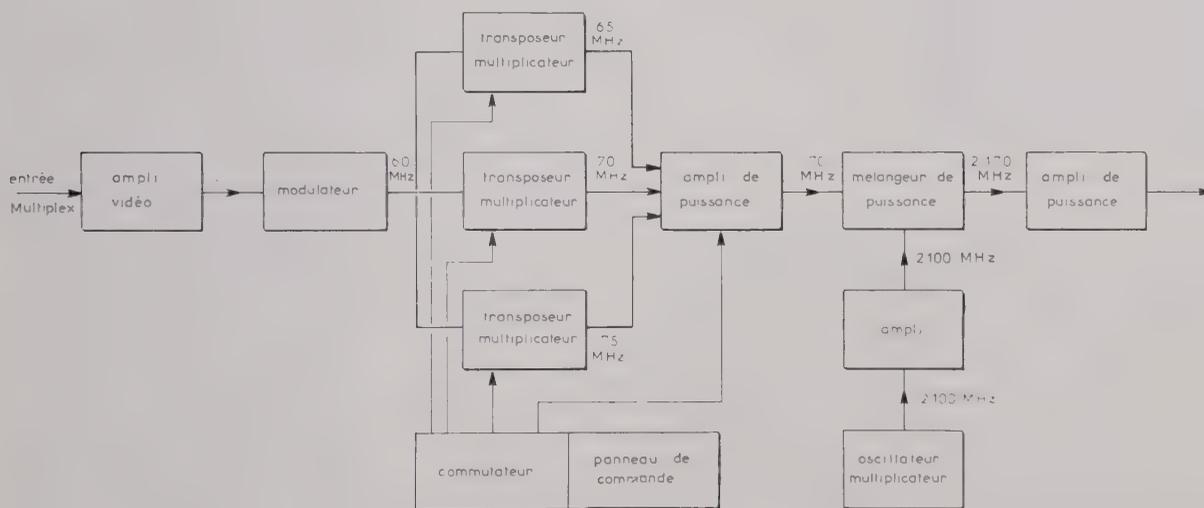


FIG. 2. — Schéma synoptique de l'émetteur.

pour le filtre de bruit :

— $TOS < 1,1$ dans une bande de ± 9 MHz autour de la fréquence d'émission ;

pour le filtre de réception

— $TOS < 1,2$ dans une bande de ± 10 MHz autour de la fréquence de réception.

⁽⁴⁾ J. LIBOIS et M. THUE. — Bruit et diaphonie dans les liaisons multiplex à modulation de fréquence. — *Câbles et Transmissions*, n° 2, avril 1956.

⁽⁵⁾ G. BROUSSAUD. — Sur quelques perfectionnements aux circuits hyperfréquences pour faisceaux hertziens. — *Ann. Radio.*, n° 49, juil. 1957.

Le signal modulé est porté à 60 MHz par multiplication. Il est ensuite transmis à 3 transposeurs multiplicateurs qui réalisent chacun la double opération suivante : transposer d'abord le signal à 4 MHz environ puis par une nouvelle multiplication porter la fréquence à la valeur normalisée soit respectivement 65,70 et 75 MHz.

Le but de ces multiplications successives est d'obtenir une excursion de fréquence suffisante. Les 3 signaux ainsi obtenus sont additionnés et amplifiés puis transmis à un mélangeur de puis-

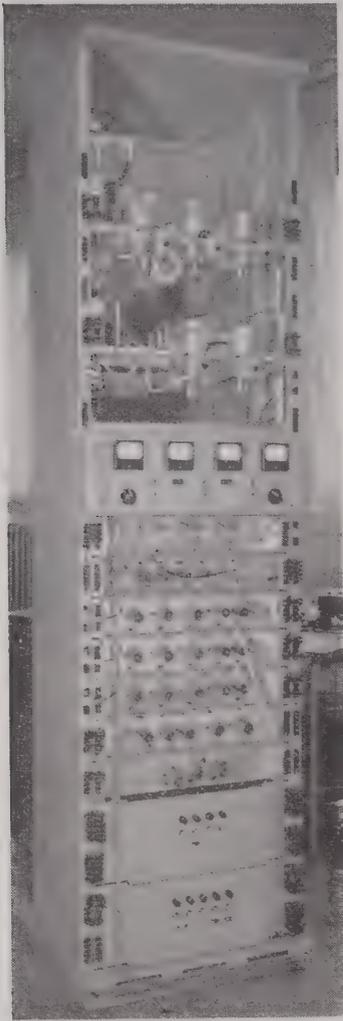


FIG. 3. — Emetteur.

cation de puissance est assurée par des tubes 2 C 39 et TH 021. Le mélangeur et l'amplificateur de puissance ont une largeur de bande de 15 MHz. Ils sont accordables dans la bande 2 100 à 2 300 MHz. Pour éviter des réglages compliqués à chaque changement de fréquence les cavités d'accord sont munies d'un système de couplage compensé qui maintient la bande passante et le gain constants dans toute la gamme de fréquence utilisée ⁽⁶⁾.

L'émetteur est muni d'un tableau de commande qui comprend entre autre un commutateur chargé de transmettre à l'amplificateur de puissance une ou deux quelconques des trois fréquences pré-réglées F_1, F_2, F_3 .

La figure-3 représente une vue de face de l'émetteur, panneau ouvert.

3.2. RÉCEPTEUR

Le schéma synoptique du récepteur est donné par la fig. 4.

Le signal d'entrée est amené par un câble coaxial à un mélangeur à cristal. Le signal local est obtenu à partir d'un oscillateur stabilisé et multiplication de fréquence, ce qui assure une stabilité meilleure que 10^{-5} . Le mélangeur fonctionne sans réglage dans la bande 2 100 à 2 400 MHz. Le premier amplificateur MF est à large bande et transmet par conséquent les 3 fréquences intermédiaires normalisées 65, 70 et 75 MHz.

Cet amplificateur MF est suivi de 3 transposeurs qui font passer les signaux de la première à la deuxième fréquence intermédiaire. Finalement on obtient 3 voies transportant des signaux à la fréquence de 17 MHz mais issus de porteuses différentes et distants de 5 MHz. Comme il est possible de choisir à l'émission 1 ou 2 quelconques des 3 porteuses il est possible de procéder à une réception en diversité de fréquence avec un écart de 5 ou de 10 MHz.

sance. Celui-ci reçoit par ailleurs un signal à 2 100 MHz obtenu par multiplication à partir d'un oscillateur à quartz et délivre finalement le signal à la fréquence d'émission soit 2 170 MHz. L'amplifi-

⁽⁶⁾ Brevet français n° 772169.

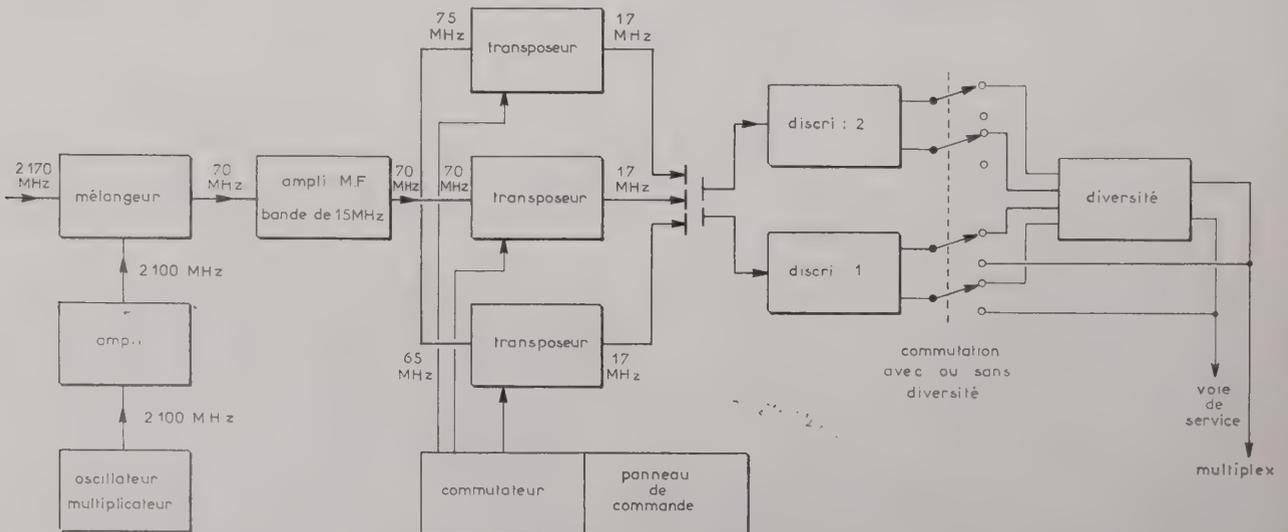


FIG. 4. — Schéma synoptique du récepteur.

Les deux discriminateurs qui suivent comprennent chacun un amplificateur à 17 MHz et 2 amplificateurs BF qui sont destinés l'un au signal multiplex l'autre au bruit prélevé par filtre passe haut en dehors de la bande multiplex.

Les deux signaux sont alors transmis au système de diversité qui fonctionne de la manière suivante ; il réalise une addition des deux signaux multiplex après les avoir affectés de coefficients inversement proportionnels à la puissance de bruit issue de chaque voie respectivement. Cette combinaison assure un rapport signal/bruit maximum. En particulier le rapport signal/bruit obtenu est toujours supérieur au rapport signal/bruit de la voie la meilleure.

Le système de diversité a une dynamique de 30 dB, mais son point de fonctionnement peut être choisi manuellement entre 0 et 70 dB.

Le récepteur est muni d'un troisième discriminateur à large bande destiné à des mesures comparatives.

Comme l'émetteur il comporte un tableau de commande et un commutateur chargé de sélectionner 1 ou 2 des 3 fréquences pré-réglées. En outre il peut être muni d'un commutateur automatique

permettant un fonctionnement alterné ; avec ou sans diversité. Cette disposition ayant pour but de mesurer l'efficacité de la diversité. La fig. 5 donne une vue de face du récepteur.

3.3. CIRCUITS HYPERFRÉQUENCE

3.3.1. Duplexeur de polarisation

Il est constitué par un branchement symétrique dérivé du classique « turnstile ». ⁽⁷⁾.

Le schéma de ce duplexeur est représenté sur la fig. 6. On remarquera que le groupement des ondes

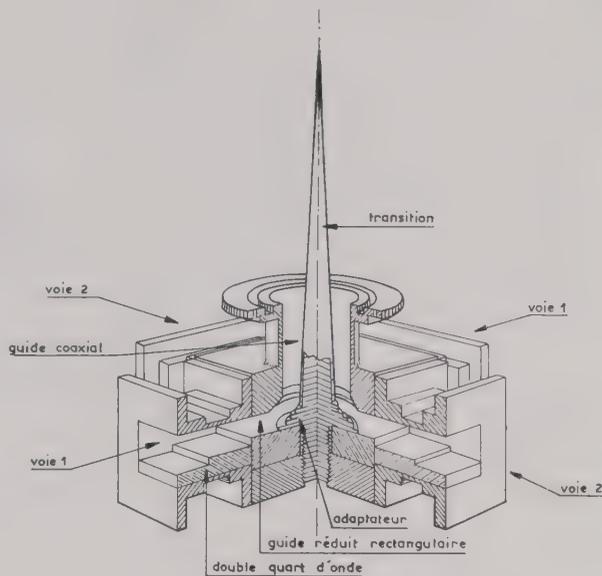


FIG. 6.

sur un même feeder est effectué dans un guide coaxial fonctionnant sur le mode TE_{11} à partir de guides rectangulaires réduits. De cette façon on a pu réaliser une excellente adaptation entre les caractéristiques des différents éléments, dans une très large bande de fréquence (un octave environ pour un T.O.S. inférieur à 1,5). On passe du guide coaxial au guide circulaire classique (fonctionnant sur le mode TE_{11}) par une transition continue sur le conducteur intérieur. Le regroupement des deux branches correspondant à chacune des 2 voies du duplexeur ne soulève aucune difficulté de principe. Dans la voie « émission » il doit cependant satisfaire aux conditions énoncées plus haut à propos de l'état de surface des brides de raccordement. Comme il ne semblait pas possible d'obtenir une boucle fermée, par l'assemblage de tronçons élémentaires (transformateurs, coudes, té...) avec sur chaque bride un contact suffisant, on a choisi de réaliser la boucle toute entière au moyen de deux coquilles identiques raccordées sur la ligne de courant longitudinal du guide d'onde. (cf fig. 7a). Ces coquilles sont obtenues à partir de pièces de fonderie en alliage léger AS

⁽⁷⁾ cf. RAGAN. Microwave transmission circuits, série du MIT n° 9, p. 368.

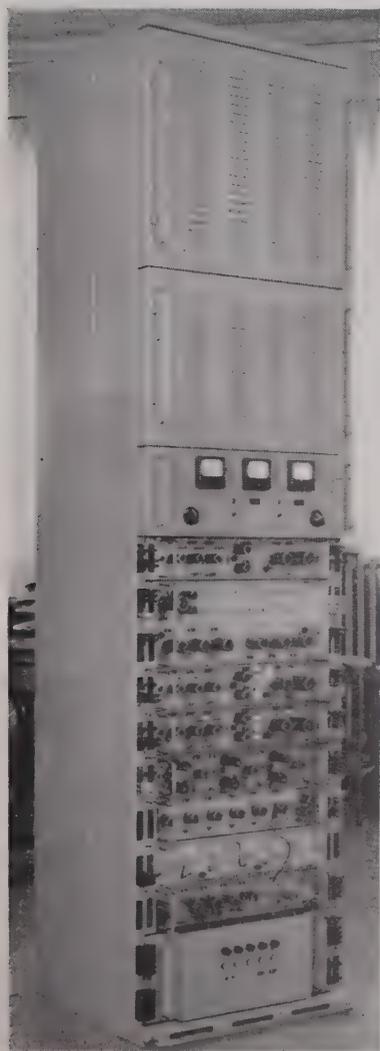


Fig. 5. — Récepteur.

10 G usiné puis traité, suivant le programme suivant :

- a — fonderie
- b — usinage à 5/100
- c — stabilisation
- d — usinage définitif
- e — premier dépôt de nickel (chimique)
- f — assemblage
- g — deuxième dépôt de nickel (chimique)
- h — argenture
- i — dorure

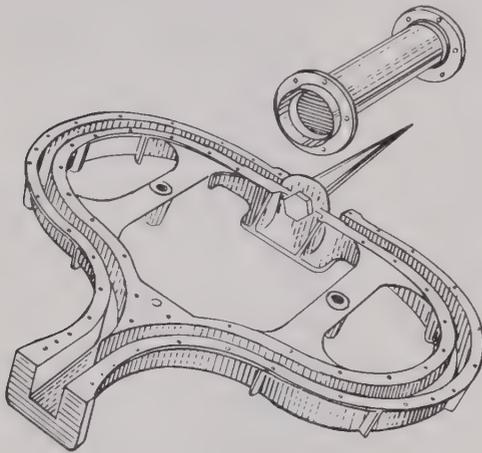


FIG. 7 a.

Ainsi construit, le duplexeur de polarisation ne permet plus aucun réglage dans sa voie « émission ». Aussi a-t-on adopté une structure continue n'introduisant nulle part d'ondes réfléchies.

Dans la voie réception, la boucle est faite d'éléments plus compacts, réglés séparément et assemblés par vis. La fig. 7b est une photographie de l'ensemble duplexeur terminé par le cornet d'excitation de l'antenne.

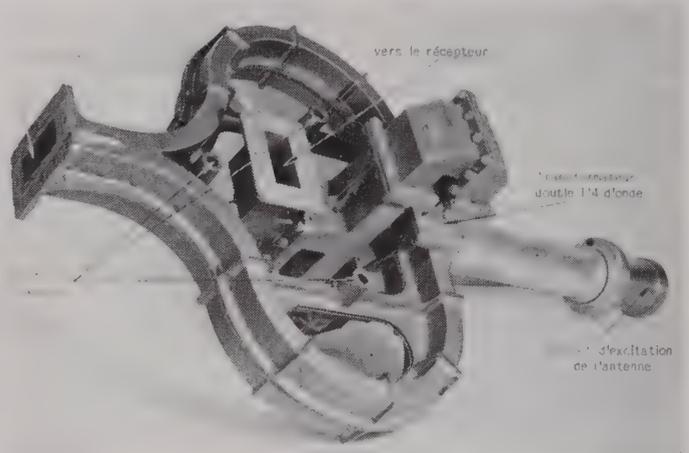


FIG. 7 b. — Duplexeur de polarisation.

toute variation de la fréquence de coupure se traduira sur la courbe de filtrage par une translation sur l'axe des fréquences. Dans un dispositif suggéré par Sichak et Augenblick⁽⁸⁾ la variation de la coupure est effectuée en enfonçant dans le plan médian d'un guide rectangulaire une lame diélectrique ou métallique. Ce montage a malheureusement le grave inconvénient d'introduire des pertes

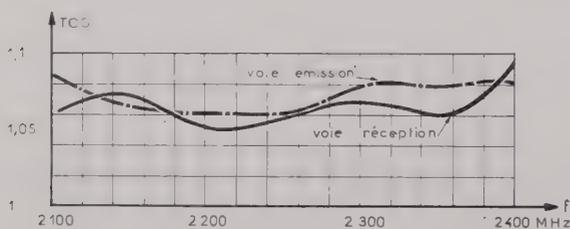


FIG. 8 a. — Duplexeur fermé sur charge adaptée.

tation de l'antenne. La fig. 8 indique le T.O.S. relevé à l'entrée de chacune des 2 voies :

a) lorsque le guide circulaire est fermé sur une charge adaptée,

b) lorsque le guide circulaire est chargé par le cornet dirigé vers le ciel.

Le découplage entre les 2 voies est partout supérieur à 50 dB.

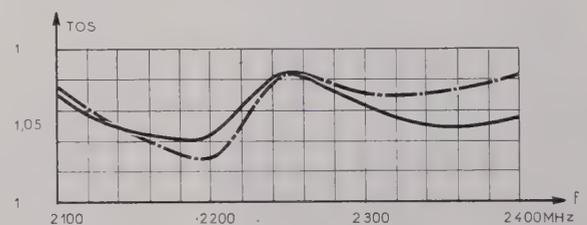


FIG. 8 b. — Duplexeur fermé sur le cornet d'excitation de l'aérien.

notables sur la fente dans laquelle est introduite la lame. La ligne médiane n'est en effet ligne de courant que si le champ est du type TE_{10} . Or il n'en n'est plus ainsi lorsqu'une lame, diélectrique ou métallique, pénètre à l'intérieur du guide, et aucun des systèmes expérimentés pour éviter les fuites qui se produisent alors (pièges, ressorts de

(8) Tunable Waveguide Filters. — P.I.R.E. vol. 39. September 1951.

contact...) n'a donné de résultats satisfaisants compte tenu des performances recherchés.

Dans la solution adoptée, la variation de la fréquence de coupure est obtenue en déplaçant dans le guide une lame diélectrique parallèle au petit côté (cf. figure 9). L'enfoncement e de la lame est commandé par des tiges minces E , perpendiculaires

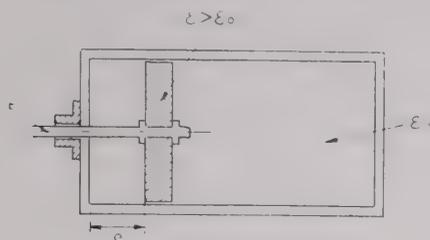


FIG. 9.

au champ électrique et en nombre suffisant pour assurer un bon parallélisme avec l'axe du guide. De cette façon aucune fuite n'est plus à craindre et il est possible d'obtenir sur cette ligne de transmission un filtre de qualité comparable à celle des meilleurs filtres à fréquence fixe.

Ce filtre est constitué, suivant un schéma maintenant classique, par une suite de cavités résonnantes, toutes accordées sur la même fréquence et séparées d'environ ⁽⁹⁾ un quart de longueur d'onde. Les surtensions ont été calculées de façon à satisfaire à peu près à la condition du « maximally flat »; moyennant quoi les caractéristiques à atteindre peuvent être obtenues :

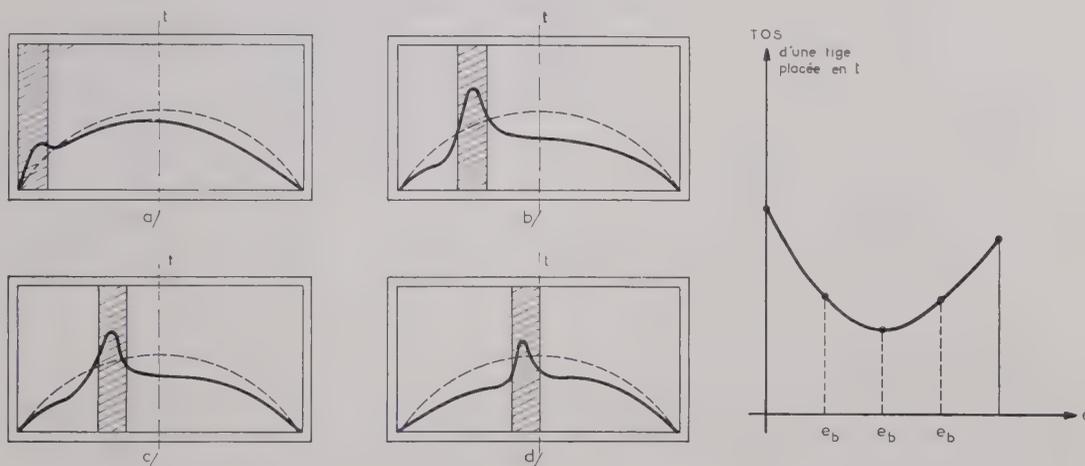


FIG. 11. — En pointillé : la répartition sinusoïdale du guide vide.

— pour le filtre de bruit, par 3 cavités de surtensions

$$S_1 = S_3 = 20 ; S_2 = 40$$

— pour le filtre de réception, par 4 cavités de surtensions

$$S_1 = S_4 = 25 ; S_2 = S_3 = 50$$

⁽⁹⁾ La distance exacte fait intervenir le déphasage introduit sur l'onde réfléchié par chacun des obstacles qui définissent la cavité. cf. Les filtres passe-bande en hyperfréquences (J. C. SIMON et G. BROUSSAUD. — *Annales Radioélec.* n° 31, janvier 1953).

Chaque cavité est délimitée par deux obstacles identiques constitués par des tiges minces parallèles au champ électrique. Cette technique est employée depuis longtemps par CSF parce qu'elle permet de réaliser des paires parfaitement identiques, d'un montage et d'un démontage facile. Ces tiges sont disposées comme il est indiqué sur la figure 10 de

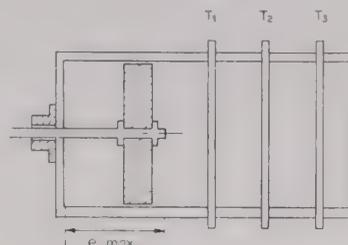


FIG. 10.

façon à permettre un déplacement suffisant de la lame diélectrique.

Le principe du filtre réglable tel qu'il a été décrit plus haut suppose une caractéristique de fonctionnement invariable en fonction de la longueur d'onde guidée. Cela suppose, en particulier, que tous les paramètres qui interviennent dans la détermination de cette caractéristique sont fonction *seulement* de la longueur d'onde guidée. Or, parmi ces paramètres, il en est un, important, qui dépend aussi de la répartition du champ électromagnétique dans le guide, c'est le paramètre caractéristique ⁽¹⁰⁾ des tiges qui définissent la cavité.

La figure 11 montre l'allure générale de la répar-

tition du vecteur électrique pour différentes positions de la lame.

Ces graphiques permettent aussi une estimation qualitative de la variation d'efficacité d'une tige placée en t lorsque l'enfoncement de la lame varie (figure 11e).

Pour corriger cet inconvénient, la solution la plus

⁽¹⁰⁾ ou suivant une autre formulation du problème, l'impédance (ou l'admittance) des tiges. Pour la définition du paramètre caractéristique et son importance dans le calcul des filtres, on se reportera à l'article cité en (9).

simple consiste à enfoncer autour de la tige T un manchon M , de diamètre suffisant pour ramener le paramètre caractéristique de la tige à sa valeur initiale. Le schéma de ce dispositif ⁽¹⁾ est indiqué sur la figure 12. Dans le cas d'obstacles à plusieurs

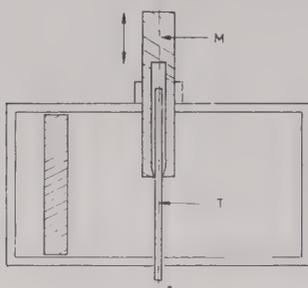


FIG. 12.

tiges, il suffira d'appliquer la correction sur la tige la plus voisine de l'axe du guide. On a pu construire par ce moyen des filtres de très haute qualité, réglables dans une bande pouvant atteindre 10 % sans détérioration notable de leurs caractéristiques. Quelques points délicats méritent une mention particulière. Ce sont :

a) la lame diélectrique qui doit être parfaitement stable, homogène et suffisamment rigide pour permettre un déplacement rigoureusement parallèle à l'axe du guide (la précision requise est de 1/10 mm).

On a utilisé à cet effet une lame de silice fondue dont la constante diélectrique est 3,78 et l'angle de perte voisin de $0,5 \cdot 10^{-4}$ (13). Cette substance peut être obtenue dans d'assez grandes dimensions et permet un usinage précis. L'adaptation de la lame au guide standard est effectuée par une transition

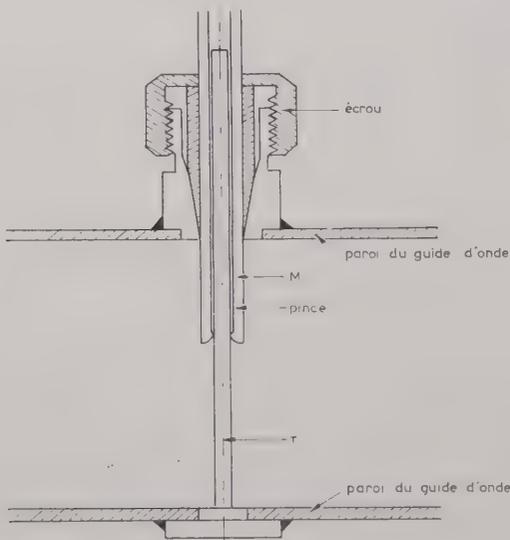


FIG. 13.

⁽¹⁾ Brevet français n° 651.122.

⁽¹²⁾ Signalons à titre comparatif que les mêmes paramètres ont pour valeur 2,1 et $1,5 \cdot 10^{-4}$ dans le cas du téflon ; 3,78 et $0,6 \cdot 10^{-4}$ dans le cas du quartz (VON HIPPEL — Dielectrics materials and applications — John Wiley 1954).

« en pointe » sur 15 cm environ. Son déplacement est rendu solidaire de celui d'un parallélogramme déformable, au moyen de quatre entretoises de 5 mm de diamètre, disposées à égales distances du plan des tiges qui délimitent les cavités.

b) les contacts à assurer entre le manchon coulissant d'une part, les tiges et la paroi du guide d'autre part ; la perfection de ces contacts est en effet à la base de la qualité des cavités donc de la caractéristique de filtrage. Dans le cas du filtre de bruit ils doivent en outre permettre le passage de courants importants. La figure 13 montre comment on a résolu ce problème. Le manchon est en bronze au glucinium ; le contact avec la tige est assuré par une pince cylindrique, tandis que le contact avec la paroi du guide est obtenu en enfonçant une sorte de coin de révolution entre le guide et le manchon.

c) Le réglage et l'étalonnage du filtre

La détermination de la loi d'enfoncement des manchons de correction en fonction de la position de la lame de silice a été faite expérimentalement. Pour une lame d'épaisseur et d'indice donnés, il existe une relation $f = F(e, \lambda_g)$ qui relie la fréquence f à l'enfoncement e de la lame dans le guide et à la longueur d'onde guidée λ_g correspondante à la fréquence f . Une fois choisie la longueur d'onde λ_{g0} de fonctionnement du filtre on a cherché quelle devait être la pénétration p du manchon dans le guide pour ramener l'accord de la cavité sur la fréquence $f = F(e, \lambda_{g0})$.

On obtient ainsi une courbe $p(e)$ dont un exemple est donné sur la figure 14.

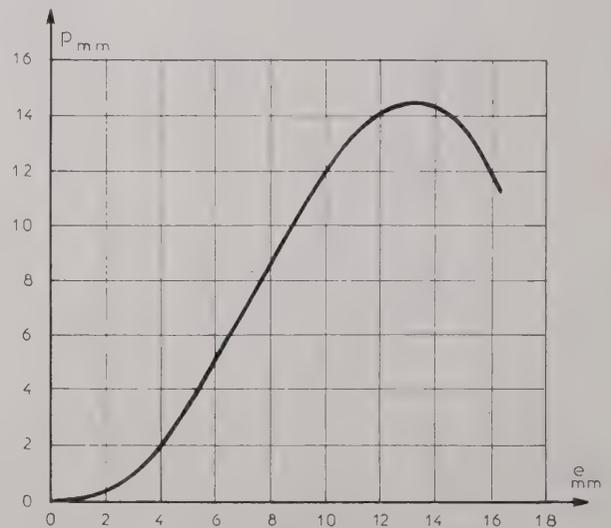


FIG. 14.

Cette méthode implique la connaissance de la loi $f = F(e, \lambda_g)$ qu'il est difficile d'établir expérimentalement avec une précision suffisante. Heureusement la géométrie de la lame dans le guide permet la formulation précise et même la résolution rigoureuse de ce problème. L'essentiel du calcul est indiqué en

annexe. On a pu vérifier que, dans les conditions de travail choisies, la ligne ainsi formée ne pouvait propager qu'un seul type d'ondes.

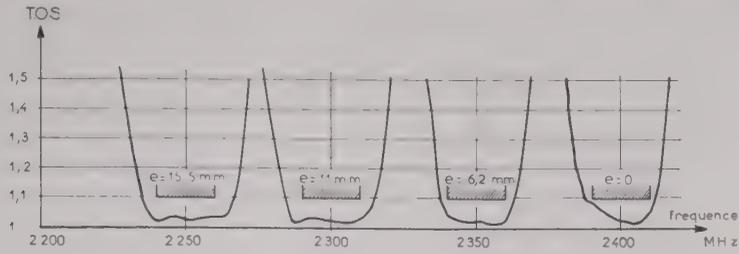


FIG. 16.

La figure 16 montre l'allure de la caractéristique du filtrage à l'intérieur de la bande 2 100-2 400 MHz. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,1 dB, et

La figure 15 est une photographie du filtre de bruit sur laquelle on peut distinguer l'essentiel du dispositif mécanique. On remarquera que la longueur de la cavité centrale est sensiblement le double de celle des cavités extrêmes. Cette particularité présente deux avantages.

1° Former une cavité de surtension double au moyen d'obstacles identiques à ceux utilisés pour les cavités extrêmes ;

2° Diviser par 2 la densité d'énergie réactive contenue dans une cavité de même surtension vibrant en demi onde.

l'atténuation supérieure à 32 dB à 110 MHz de la fréquence nominale.

3.3.3. Rejeteur d'harmonique

C'est un coupleur à fentes épaisses dont le schéma est indiqué sur la figure 17. Ces fentes sont dimensionnées de façon à former des guides dont la fréquence de coupure se situe vers 4 100 MHz. Pour la fréquence fondamentale elles se comportent donc comme de petits obstacles dont il est possible de compenser le taux propre par un arrangement progressif convenable. Pour le premier harmonique, elles



FIG. 15. — Filtre de bruit (voie émission).

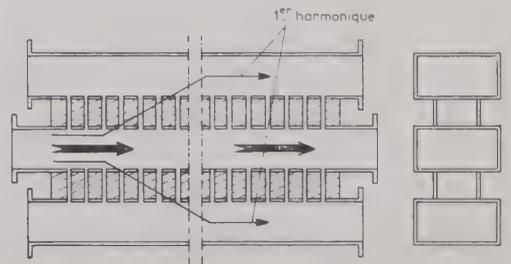


FIG. 17 a.

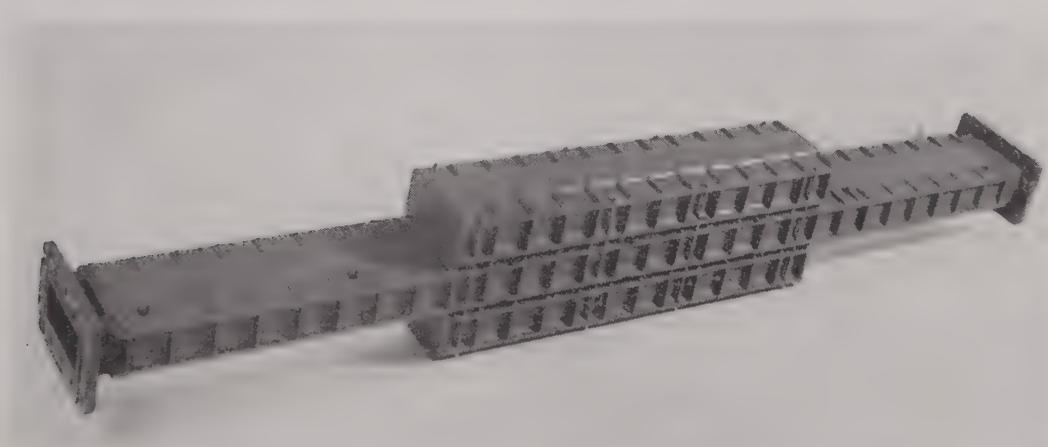


FIG. 17 b. — Rejeteur d'harmonique.

apparaissent au contraire comme autant de lignes de couplage dont la longueur électrique reste toujours très faible par suite de la proximité du cut off. Ce branchement dérive du filtre d'aiguillage décrit par P. MARIÉ (13) dans le cas où l'on désire séparer deux gammes de fréquences également utiles. Ici le problème est un peu plus simple en ce sens que la bande 4 200-4 800 MHz ne transporte aucun signal utile, et n'a donc pas à être aiguillée avec des conditions données de taux, d'affaiblissement, etc. vers une voie qui lui est propre. En contrepartie, la bande à couper est plus large. On a pu satisfaire au cahier des charges en disposant des bandes résistives dans la région même du couplage. Les performances obtenues sont indiquées sur la figure 18. Compte tenu du taux résiduel de la charge utilisée en bout de ligne, on voit que le réjecteur n'introduit aucun taux notable sur l'onde principale.

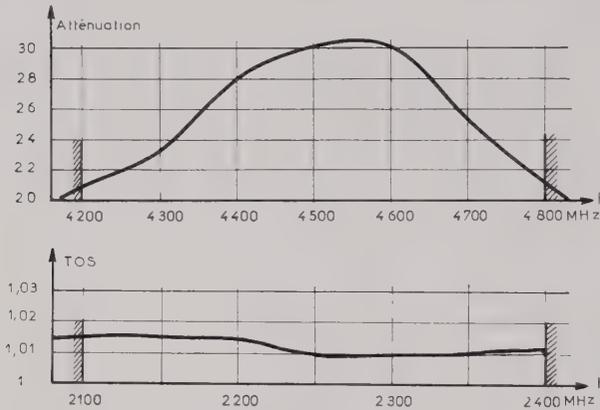


FIG. 18.

3.4. AÉRIEN (figure 19)

Il n'a à satisfaire à aucune exigence particulière, en dehors d'un fort gain (45 dB) et d'un découplage élevé entre onde de polarisations croisées. On a adopté la solution classique d'un miroir parabolique de 12 m de diamètre et de 4 m de distance focale, à excitation centrée.

La distance focale a été choisie aussi courte que possible de façon à permettre un cornet excitateur de petite dimension et, par là, une faible réaction du miroir sur les circuits hyperfréquences.

L'ensemble cornet-duplexeur est tenu par 4 bras qui traversent le réflecteur pour prendre appui sur un caisson circulaire de 6 m de diamètre. Sur ce caisson est aussi fixé le réflecteur formé de 18 secteurs de tôle pleine, juxtaposés et raidis transversalement. Le support est une charpente en tube d'acier utilisant un système triangulé et assurant à l'ensemble un maximum de rigidité tant au point de vue de la flexion en site que de la déformation de torsion en gisement.

(13) P. MARIÉ. — Filtres d'aiguillage hyperfréquence. Communication présentée au congrès international Circuits et Antennes hyperfréquences. Paris. Octobre 1957, numéro spécial de l'Onde Electrique, vol. 11. Communication n° 104, page 424.

Cette charpente prend appui sur trois massifs de béton par 3 courtes glissières qui permettent un réglage en azimut de $\pm 2^\circ 30'$. Cette opération est commandée par 3 vérins qui doivent être manœuvrés en synchronisme. Un troisième vérin lié au caisson principal permet le réglage en site ($\pm 2^\circ 30'$).

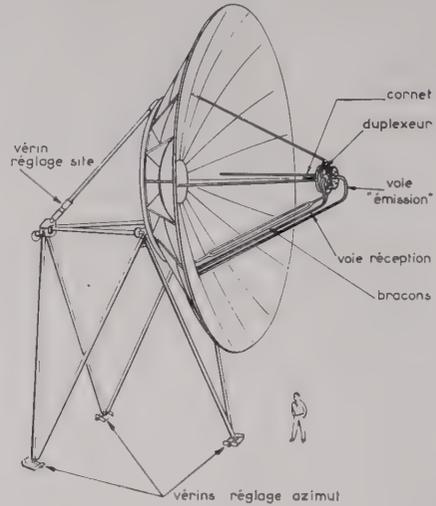


FIG. 19. — Aérien.

Un troisième vérin lié au caisson principal permet le réglage en site ($\pm 2^\circ 30'$).

Le montage au sol d'un aérien de cette envergure et sa levée en position verticale est une opération délicate qui se complique encore lorsqu'il s'agit du montage d'un aérien sur une tour.

On a préféré un mode de construction dans lequel le réflecteur est assemblé sur son support en position horizontale, puis basculé autour de l'axe de réglage en site pour occuper sa position normale d'utilisation.

ANNEXE

Propagation d'une onde électromagnétique dans un guide rectangulaire chargé par une lame diélectrique mince parallèle au petit côté du guide (14)

I. Le schéma est celui de la figure 20. Cette structure est excitée à partir du guide rectangulaire

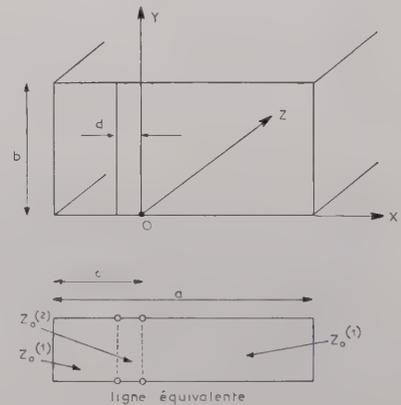


FIG. 20.

(14) Le calcul exposé ici est dû à M. C. ANGULO de la Brown University, Providence, USA.

vide propageant une onde du type TE_{10} , par l'intermédiaire d'une transition progressive sur la hauteur de la lame diélectrique. De cette façon, les seuls modes excités sont du type TE . Il en est de même dans le filtre lorsque les tiges sont des cylindres parallèles à l'axe OY . De toute façon, si la fréquence utilisée est telle que :

$$k^2 \varepsilon < \left(\frac{\pi}{b}\right)^2 \tag{1}$$

aucun mode du type TH ne peut se propager le long du guide. Aussi ne discutera-t-on ici que des modes TE qui, seuls, interviennent dans le calcul du filtre.

II. Le problème se ramène alors à la détermination des nombres d'onde correspondant à chacun des axes de coordonnées. Pour trouver celui relatif à la direction OX , il suffit d'écrire l'équation de la ligne équivalente à la section droite du guide, soit, en se plaçant par exemple au point O :

$$\vec{Z} + \overleftarrow{Z} = 0 \tag{2}$$

les flèches indiquent que l'impédance considérée est celle que l'on voit lorsqu'on regarde dans la direction des X positifs ou des X négatifs. Avec les notations de la figure, on a, par un calcul élémentaire de la théorie des lignes.

$$\begin{aligned} \vec{Z} &= j Z_o^{(1)} \operatorname{tg} [\xi^{(1)} (a - c)] \\ \overleftarrow{Z} &= j Z_o^{(2)} \frac{1 + \frac{Z_o^{(1)}}{Z_o^{(2)}} \operatorname{tg} [\xi^{(1)} (c - d)] \operatorname{cotg} \xi^{(2)} d}{\operatorname{cotg} \xi^{(2)} d - \frac{Z_o^{(1)}}{Z_o^{(2)}} \operatorname{tg} [\xi^{(1)} (c - d)]} \end{aligned} \tag{3}$$

Dans ces formules l'indice supérieur (1) est associé aux éléments dans l'air ; l'indice (2) aux éléments dans le diélectrique — Z_o est l'impédance caractéristique et ξ le nombre d'onde le long de l'axe OX .

La finition de l'impédance n'est pas unique ; elle dépend de la répartition des voltages et des courants. Pour les modes TE , elle est proportionnelle à $\omega\mu/\xi$, ce qui permet d'écrire

$$\frac{Z_o^{(1)}}{Z_o^{(2)}} = \frac{\xi^{(2)}}{\xi^{(1)}} \tag{4}$$

Compte tenu de cette relation, on a, en portant le système (3) dans l'équation de résonance (2) :

$$\begin{aligned} 1 + \frac{(\xi^{(2)}/\xi^{(1)}) \operatorname{tg} [\xi^{(1)} (c - d)] \operatorname{cotg} \xi^{(2)} d}{\operatorname{cotg} \xi^{(2)} d - \frac{\xi^{(2)}}{\xi^{(1)}} \operatorname{tg} [\xi^{(1)} (c - d)]} \\ + \frac{\xi^{(2)}}{\xi^{(1)}} \operatorname{tg} [\xi^{(1)} (a - c)] = 0 \end{aligned} \tag{5}$$

On obtient une autre relation entre $\xi^{(1)}$ et $\xi^{(2)}$ à partir de la relation qui lie le nombre d'onde k_o dans l'espace libre aux nombres d'ondes ξ et ζ sur les axes OX et OY (15). On a en effet :

$$\begin{cases} \text{dans l'air} & : k_o^2 = \xi^{(1)2} + \zeta^2 \\ \text{dans le diélectrique} & : \varepsilon k_o^2 = \xi^{(2)2} + \zeta^2 \end{cases} \tag{6}$$

ξ étant naturellement le même dans les deux milieux. Du système (6) on tire :

$$k_o^2 (\varepsilon - 1) = \xi^{(2)2} - \xi^{(1)2} \tag{7}$$

Les équations (4) et (6) permettent le calcul des deux inconnus, $\xi^{(1)}$ et $\xi^{(2)}$. Elles admettent les solutions réelles qui représentent les ondes ordinaires, et des solutions où $\xi^{(2)}$ est réel et $\xi^{(1)}$ imaginaire qui traduisent l'existence d'ondes de surface.

Pour simplifier la discussion, on posera

$$|\xi^{(1)}| (a - c) = x \quad \xi^{(2)} d = y$$

$$\frac{d}{a - c} = m \quad \frac{c - d}{a - c} = s \quad k_o^2 (\varepsilon - 1) (a - c)^2 = R^2$$

moyennant quoi, le système précédent devient :

- pour les ondes ordinaires :

$$m + \frac{y}{\operatorname{tg} y} \left[\frac{\operatorname{tg} x}{x} + s \frac{\operatorname{tg} s x}{s x} \right] = \frac{s}{m} y^2 \frac{\operatorname{tg} x}{x} \frac{\operatorname{tg} s x}{s x} \tag{8 a}$$

avec

$$\frac{y^2}{m^2} + x^2 = R^2$$

pour les ondes de surface :

$$m + \frac{y}{\operatorname{tg} y} \left[\frac{\operatorname{th} x}{x} + s \frac{\operatorname{th} s x}{s x} \right] = \frac{s}{m} y^2 \frac{\operatorname{th} x}{x} \frac{\operatorname{th} s x}{s x} \tag{8 b}$$

avec

$$\frac{y^2}{m^2} + x^2 = R^2$$

(Dans les 2 cas x et y sont réels et positifs)

Dans le cas général, la résolution de ces deux systèmes doit être faite graphiquement. L'examen de 2 cas particuliers simples permet cependant de délimiter à peu près l'intervalle utile au calcul numérique correspondant au cas pratique envisagé.

(15) Le nombre d'onde lié à la direction OZ est nul si l'inégalité (1) est vérifiée.

III. *Premier cas particulier — la lame diélectrique est plaquée contre le petit côté du guide.*

En faisant $s = 0$ dans les deux systèmes précédents, on obtient :

— pour les ondes ordinaires :

$$m \frac{\operatorname{tg} y}{y} + \frac{\operatorname{tg} x}{x} = 0$$

$$\text{avec } \frac{y^2}{m^2} - x^2 = R^2 \quad (9 a)$$

— pour les ondes de surface :

$$m \frac{\operatorname{tg} y}{y} + \frac{\operatorname{th} x}{x} = 0$$

$$\text{avec } \frac{y^2}{m^2} + x^2 = R^2 \quad (9 b)$$

La représentation graphique approximative de ces quatre équations est tracée sur la figure 21.

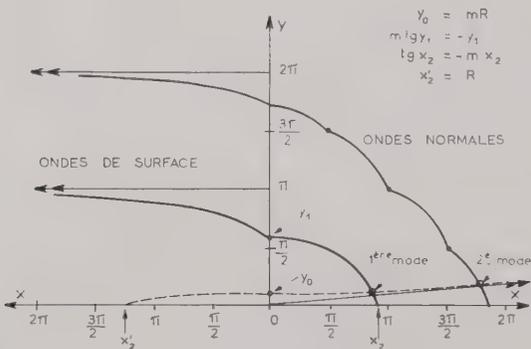


FIG. 21.

Dans le cas qui nous occupe $a = 104,8$ mm ; $d = 5,8$ mm et $\epsilon = 3,78$; par suite $m = 0,0585$ et $y_1 = 1,66$ rad.

Pour que le premier mode d'ondes de surface puisse être excité, il faut $R > \frac{y}{m}$, soit

$$\lambda < \frac{2nd}{y_1} \sqrt{\epsilon - 1} = 36,5 \text{ mm}$$

cette borne se trouve donc très loin en-dessous de la bande de travail.

IV. *Deuxième cas particulier — La lame diélectrique est centrée dans le plan médian du guide d'onde.*

On a cette fois $s = 1$; moyennant quoi les systèmes (8 a) et (8 b) s'écrivent :

pour les ondes ordinaires :

$$\left[\frac{m \operatorname{tg} \left(\frac{y}{2} \right)}{\frac{y}{2}} + \frac{\operatorname{tg} x}{x} \right] \left[\frac{m \operatorname{cotg} \left(\frac{y}{2} \right)}{\frac{y}{2}} - \frac{\operatorname{tg} x}{x} \right] = 0 \quad (10 a)$$

$$\text{avec } \frac{(y/2)^2}{(m/2)^2} - x^2 = R^2$$

pour les ondes de surfaces :

$$\left[\frac{m \operatorname{tg} \left(\frac{y}{2} \right)}{\frac{y}{2}} + \frac{\operatorname{th} x}{x} \right] \left[\frac{m \operatorname{cotg} \left(\frac{y}{2} \right)}{\frac{y}{2}} - \frac{\operatorname{th} x}{x} \right] = 0 \quad (10 b)$$

$$\text{avec } \frac{(y/2)^2}{(m/2)^2} + x^2 = R^2$$

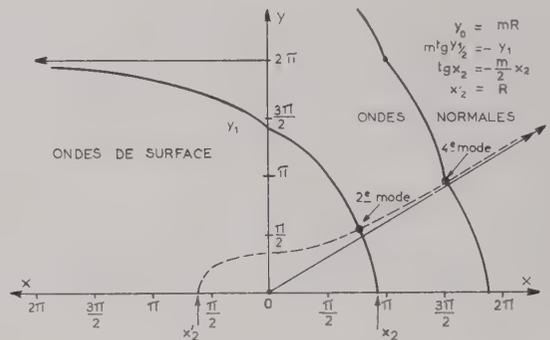


FIG. 22. — Répartition antisymétrique.

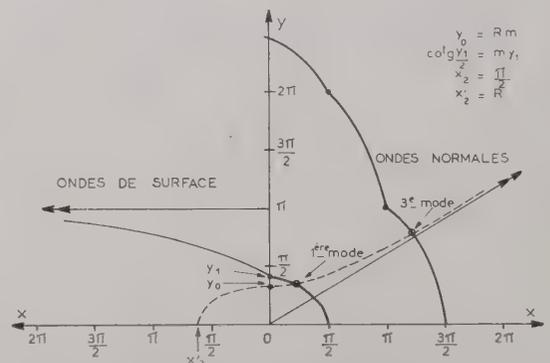


FIG. 23. — Répartition symétrique.

Ces formules mettent en évidence 2 répartitions possibles suivant que le plan médian du guide (d'équation $X = \frac{a}{2}$) est plan de symétrie ou d'antisymétrie pour le champ électrique. Ce dernier cas peut d'ailleurs se déduire directement du calcul

précédent en remarquant que les conditions aux limites sur un plan d'antisymétrie sont les mêmes que sur un écran métallique. En changeant a en $\frac{a}{2}$ et d en $\frac{d}{2}$, donc m en $\frac{m}{2}$ dans le système (9), on retrouve bien le premier terme entre crochets du système (10).

Pour cette raison, la fréquence d'excitation d'un mode évanescents transversal est rejetée encore plus loin que précédemment. Il en est tout autrement si l'on considère le cas de la répartition symétrique. On constate en effet qu'une onde de surface peut être excitée pour des fréquences situées dans la bande normale d'utilisation du guide d'onde.

Choissant toujours $a = 104,8$ mm ; $d = 5,8$ mm ; $\epsilon = 3,78$ on trouve alors $m = 0,117$ et $y_1 = 0,48$ rad.

Le premier mode d'ondes de surface apparaît donc dès que $R > \frac{y_1}{m}$, c'est-à-dire dès que $\lambda_0 < 133$ mm, soit $f > 2\,260$ MHz.

V. Le calcul des nombres d'onde $\xi^{(1)}$ et $\xi^{(2)}$ a été fait numériquement pour 6 enfoncements de la lame diélectrique compris entre 0 et 25 mm et pour 16 fréquences distantes de 20 MHz à l'intérieur de la bande 2 100-2 400 MHz ; on en a déduit la longueur d'onde guidée λ_g correspondant à ces différents cas particuliers.

Le tableau ci-après contient les résultats de ce calcul ; la figure 24 montre le réseau de courbe correspondant.

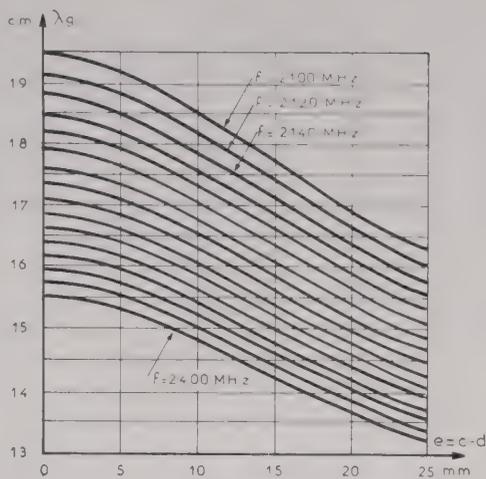


FIG. 24

$c-d$ (mm)	0	5	10	15	20	25
2100	194,62	191,42	185,14	177,14	169,39	163,08
2120	191,24	188,13	182,00	174,19	166,63	160,49
2140	188,00	184,98	178,99	171,35	163,97	157,98
2160	184,90	181,95	176,09	168,61	161,40	155,56
2180	181,91	179,03	173,31	165,97	158,91	153,23
2200	179,04	176,23	170,62	163,43	156,52	150,97
2220	176,28	173,53	168,03	160,97	154,20	148,78
2240	173,61	170,93	165,53	158,59	151,95	146,66
2260	171,05	168,42	163,12	156,29	149,78	144,60
2280	168,57	166,00	160,78	154,06	147,67	142,61
2300	166,17	163,65	158,52	151,91	145,63	140,67
2320	163,86	161,39	156,33	149,82	143,65	138,80
2340	161,62	159,19	154,21	147,78	141,72	136,97
2360	159,45	157,07	152,15	145,81	139,85	135,19
2380	157,35	155,01	150,16	143,90	138,03	133,47
2400	155,31	153,01	148,22	142,04	136,26	131,79

II. AMPLIFICATEUR 10 kW DANS LA BANDE DES 2 000 MHz

PAR

R. BAUD

*Département Télécommunications
Compagnie Française Thomson-Houston*

1. Introduction

Pour réaliser des liaisons radioélectriques trans-horizon, il est nécessaire de disposer d'une puissance d'émission élevée. En effet, ces liaisons sont caractérisées par un affaiblissement de propagation nettement supérieur aux liaisons classiques, en visibilité optique. Il est en général nécessaire de gagner 70 à 80 dB par des puissances d'émission entretenues élevées (1 à 10 kW) et par des aériens de grandes dimensions.

L'emploi d'un klystron TH 2 800/VA 800 C, à 4 cavités fonctionnant dans la bande des 2 GHz, permet de porter la puissance d'émission de quelques watts à 10 kW à l'aide d'un seul étage amplificateur. Le Centre National d'Etudes des Télécommunications a confié à la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON l'étude et la réalisation d'un tel amplificateur.

Nous allons décrire successivement le klystron employé et ses caractéristiques, l'amplificateur avec ses organes UHF, ses alimentations et sécurités, ses dispositifs de refroidissement. Nous verrons enfin les performances obtenues par cet amplificateur.

2. Klystron TH 2800/VA 800 C

2.1. FONCTIONNEMENT

Le klystron TH 2 800/VA 800 C (fig. 1) comprend :

a) des dispositifs qui émettent et dirigent le faisceau électronique :

— un filament en tungstène ;

— une cathode en tungstène thorié chauffée par bombardement électronique : les électrons émis par le filament sont accélérés par une tension de 2 kV entre filament et cathode. L'énergie cinétique de ces électrons est dissipée sur la cathode. Elle émet un faisceau de 2 A environ.

— un collecteur qui capte le faisceau électronique et dissipe l'énergie du faisceau. Il est porté à un potentiel voisin de la masse de manière à faciliter

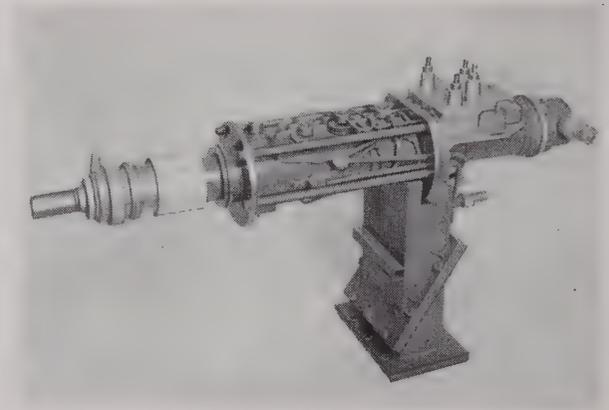


FIG. 1. - Klystron TH 2 800/VA 800 C.

l'évacuation de l'énergie. La tension d'accélération du faisceau 15 kV est appliquée négativement à la cathode. Les différentes tensions des trois électrodes énumérées ci-dessus sont :

Filament — 17 kV

Cathode — 15 kV

Collecteur 0

— un dispositif magnétique de focalisation.

b) Un ensemble de quatre cavités disposées sur le parcours du faisceau comprenant :

— une cavité de commande attaquée par un coaxial dont le rôle est de moduler en vitesse le faisceau électronique ;

— deux cavités intermédiaires jouant un rôle amplificateur ;

— une cavité de sortie couplée à un guide d'onde de manière à prélever l'énergie UHF amplifiée.

Cet ensemble de quatre cavités fait partie intégrante de l'enceinte du klystron où l'on a fait un vide poussé. La sortie en guide se fait à travers une fenêtre en céramique. La gamme d'accord de ces cavités est 2 160-2 400 MHz. Elles peuvent être accordées indépendamment les unes des autres.

L'accord synchrone des 4 cavités permet d'obtenir un gain en puissance de 55 dB pour une puissance de sortie supérieure à 10 kW avec une bande passante à 3 dB de l'ordre de 3 à 4 MHz. Un seul klystron amplificateur permet donc de passer d'un niveau de quelques milliwatts à 10 kW.

En désaccordant les deux cavités intermédiaires qui ne sont pas chargées, de part et d'autre de la fréquence centrale, on obtient une bande à 3 dB de 15 MHz avec un gain de 35 dB pour une puissance de sortie supérieure à 10 kW. Pour une grande bande passante, le gain reste donc important. Cette caractéristique permet de changer le canal d'émission de 2 MHz de largeur, sans retoucher aux réglages du klystron.

Généralement, les atténuateurs courants ne peuvent admettre une telle dissipation. Le problème a été résolu par l'emploi d'un atténuateur variable à ferrite et à commande électronique. Par la variation d'un courant continu dans un électro-aimant, la perte d'insertion de l'atténuateur à ferrite varie de 0,5 dB à plus de 20 dB.

A l'entrée du klystron, un coupleur directif permet de mesurer la puissance d'excitation.

Afin d'effectuer différentes mesures sur l'amplificateur 10 kW, nous avons réalisé une cavité oscillatrice couvrant la gamme 2 100-2 400 MHz et délivrant une puissance supérieure à 10 W. La cavité oscillatrice employée est du type coaxial avec circuit accordé entre grille et anode, et entre cathode



FIG. 2. — Equipement de mesures.

2.2. CARACTÉRISTIQUES DU KLYSTRON TH 2 800 / VA 800 C

Caractéristiques statiques	Valeurs Max.	Valeurs typiques de fonctionnement
Tension d'accélération	17 kV	15 kV
Intensité du faisceau	2,3 A	1,7 A
Puissance appliquée	40 kW	25,5 kW
Tension de bombardement	3 kV	2 kV
Puissance de bombardement		250 W
Chauffage filament		1,5 V, 15 A

Caractéristiques dynamiques	Accord synchrone	Large bande
Puissance de sortie	11 kW	12 kW
Gain	55 dB	35 dB
Largeur de bande à 3 dB	3 MHz	15 MHz

et grille. Le tube utilisé est la triode à électrodes planes et parallèles TH 021.

Le montage de mesure est indiqué (fig. 2).

3.2. DISPOSITIFS DE SORTIE EN GUIDE

A la sortie du klystron, la puissance de 10 kW est transportée par une ligne de transmission en guide λ_{10} , suivant la normalisation CNET.

Les cotes intérieures du guide sont 104,0 mm et 46,58 mm. Les brides employées dans l'équipement sont normalisées par le CNET.

Les différents éléments en guide tels que : coude E, coude H, coupleurs directifs de différentes valeurs charges adaptées à dissipation de l'ordre de quelques watts, ont été étudiés à l'aide d'une ligne de mesure (fig. 3). Cette ligne est réalisée à partir de deux pièces de fonderie rectifiées, l'une des pièces porte la fente de couplage.

Il a étudié une charge à eau en guide λ_{10} dont la dissipation est supérieure à 15 kW et dont le TOS

3. Etude de l'amplificateur

La mise en œuvre du klystron TH 2 800 / VA 800C a nécessité l'étude de dispositifs UHF d'entrée et de sortie, de systèmes d'alimentation, de sécurité et de refroidissement.

3.1. DISPOSITIFS COAXIAUX D'ENTRÉE

La liaison entre le pilote et l'amplificateur est réalisée en câble coaxial MD, 50 ohms. L'entrée de la première cavité du klystron se fait sur fiche N.

Dans le cas d'un fonctionnement à large bande, 15 MHz, il est nécessaire d'employer une ligne unidirectionnelle à ferrite afin de masquer les variations d'impédance d'entrée de la première cavité du klystron dans la bande. La ligne unidirectionnelle employée présente une perte directe de 1 dB et une perte inverse supérieure à 12 dB dans la gamme 2 160-2 400 MHz.

Pour permettre une attaque variable de l'étage amplificateur, nous avons prévu un atténuateur variable dont la dissipation est supérieure à 10 W.

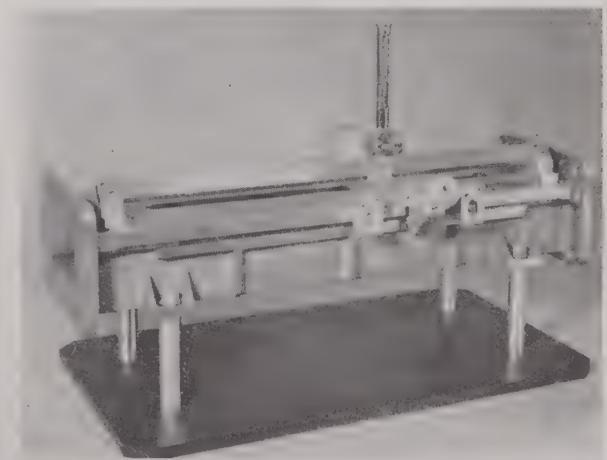


FIG. 3. — Ligne de mesure.

est inférieur à 1,10 dans la gamme 2 100-2 400 MHz. La longueur hors-tout de cette charge est 1 250 mm. L'énergie est évacuée par de l'eau circulant dans un tuyau de verre incliné dans le guide. Une mesure de la température d'entrée et de sortie de l'eau par thermomètre ou par thermocouple permet une mesure calorimétrique de la puissance.

La sortie du klystron est reliée à un duplexeur par un feeder en guide λ_{10} . Deux coupleurs directifs permettent de contrôler la puissance émise et la puissance réfléchie.

3.3. ALIMENTATIONS

Les différentes alimentations se font à partir d'un secteur triphasé 380 V. Le filament du klystron est alimenté par un transformateur à isolement élevé fournissant 16 A sous 1,6 V environ.

La cathode est chauffée par un redresseur de bombardement fournissant 2 000 V, 125 mA. C'est un redresseur triphasé équipé de trois phanotrons TH 5221. Cette puissance de bombardement est régulée par un dispositif électronique.

Le redresseur HT fournissant l'énergie du faisceau est équipé de six thyratrons DCG 12/30 montés en pont de Graetz. Il peut fournir un débit de 2,3 A sous 17 kV. Le réglage de la haute tension est obtenu par déphasage, sur les grilles des thyratrons, d'une tension de commande qui se superpose à une tension continue de polarisation. L'emploi de thyratrons nous a permis d'obtenir des temps de coupure de la haute tension extrêmement courts au moment des surcharges par court-circuit de la tension de commande.

Le schéma des alimentations (fig. 4) montre comment s'effectue la mesure du courant qui atteint le

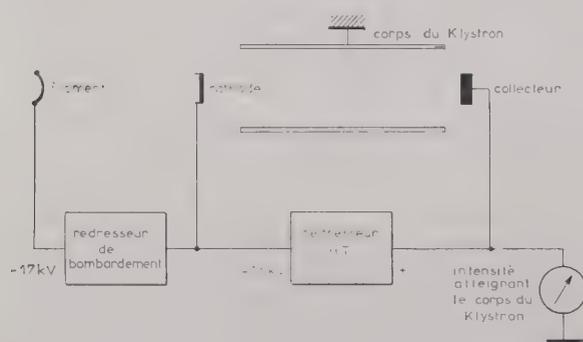


FIG. 4. — Alimentation du klystron.

corps du klystron. Les électro-aimants de focalisation sont alimentés par des sources séparées, réglables. Leur réglage est obtenu en recherchant un minimum du courant atteignant le corps du klystron.

3.4. AUTOMATICITÉ ET SÉCURITÉS

Le klystron est protégé contre toutes les surcharges pouvant se produire accidentellement telles que réflexion importante de puissance, focalisation insuffisante, débit trop important dans le collecteur, cou-

rant atteignant le corps du klystron trop important, etc.

Des dispositifs d'automaticité permettent d'effectuer simplement la mise en marche de l'amplificateur et contrôlent les différentes étapes de la mise sous tension : chauffage des redresseurs, refroidissement, focalisation, chauffage klystron, tension collecteur.

Un schéma synoptique (fig. 5) matérialisé sur la face avant permet de se rendre compte du bon fonctionnement de l'amplificateur et, le cas échéant, de repérer rapidement un incident.

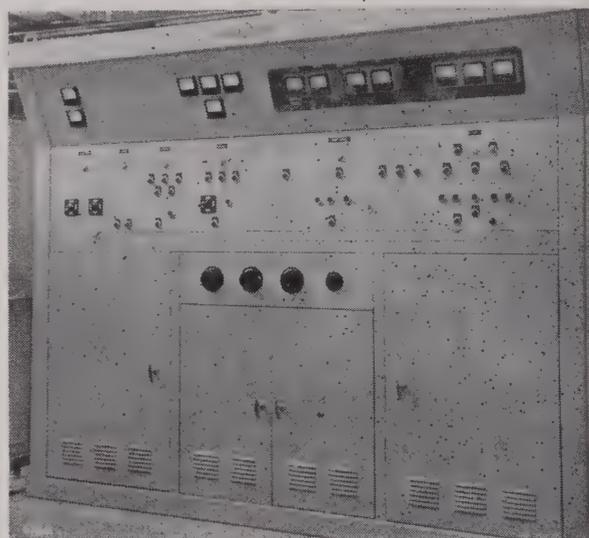


FIG. 5. — Tableau synoptique.

3.5. DISPOSITIFS DE REFROIDISSEMENT

La cathode du klystron est refroidie par air forcé. Le collecteur, le corps du klystron, la charge, les électro-aimants sont refroidis par eau, en circuit fermé comprenant un réservoir, une pompe et les différents circuits hydrauliques.

L'entrée du liquide se fait à une température maximum contrôlée et des débitmètres dans chaque circuit vérifient le débit. Des thermomètres permettent de contrôler la température de sortie de l'eau. Dans le cas d'un fonctionnement incorrect, des sécurités coupent toutes les sources d'énergie.

Un échangeur de chaleur à eau perdue évacue l'énergie dissipée par le klystron. L'évacuation d'énergie pourrait se faire par air forcé.

4. Réalisation de l'amplificateur

L'amplificateur (fig. 6) comporte trois cabines, une pour les différentes alimentations, une pour le klystron et ses circuits UHF, une pour les dispositifs de refroidissement et, le cas échéant, le duplexeur.

L'ensemble présente un encombrement de 5,6 m en longueur, de 1,4 m en profondeur et de 2,3 m en hauteur.

Le klystron TH 2 800/VA 800 C (fig. 7) est monté dans des bobines de focalisation. L'ensemble est

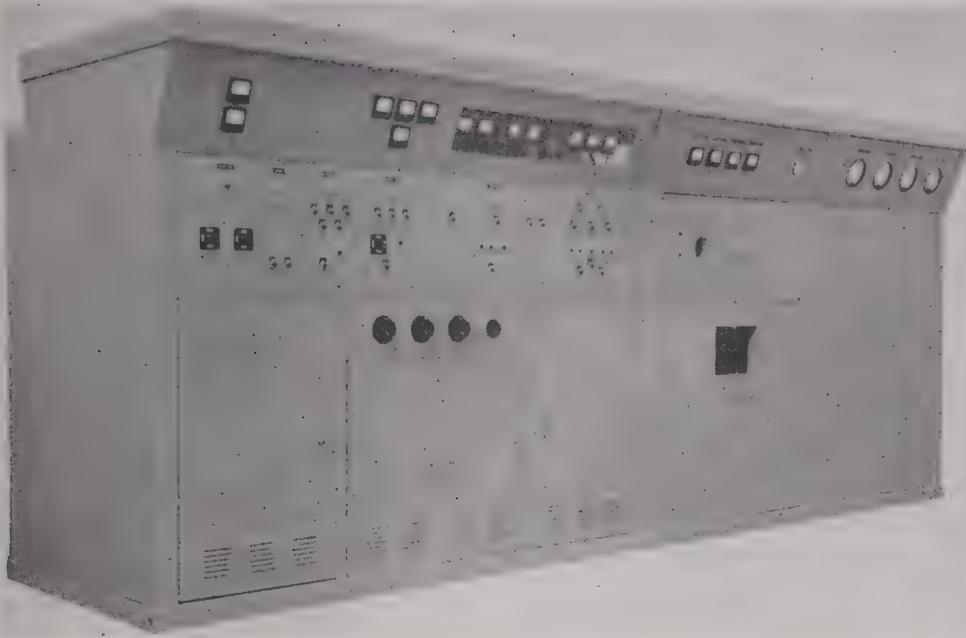


FIG. 6. — Vue générale de l'amplificateur.

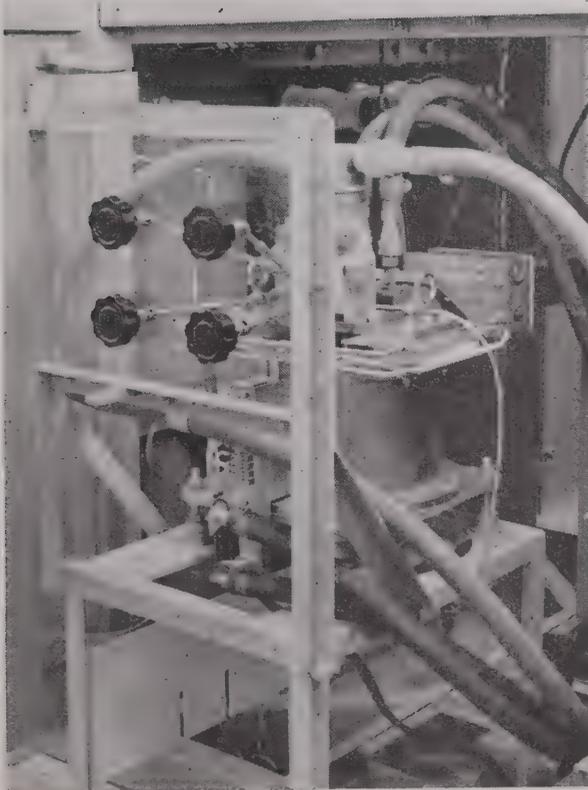


FIG. 7. — Klystron monté sur son chariot.

supporté par un chariot mobile permettant une mise en place facile et rapide du klystron. Les commandes d'accord des cavités sont accessibles, en fonctionnement, de la face avant.

5. Caractéristiques de l'amplificateur

La consommation de l'amplificateur est de 40 kVA. Nous avons obtenu une puissance de sortie de 10 kW pour une alimentation du faisceau de 1,7 A

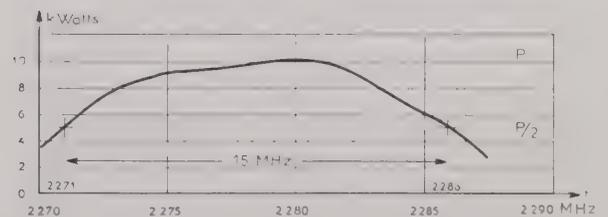


FIG. 8. — Courbe de transmission de l'amplificateur 10 kW. Klystron n° 66. Fréquence : 2 280 MHz; bande à 3 dB : 15 MHz.

sous 15 kV. Le rendement du klystron TH 2 800 /VA 800 C est donc d'environ 40 %.

La courbe de transmission du klystron est donnée (fig. 8).

LIAISONS HERTZIENNES TRANSHORIZON DANS LA GAMME 4 400-5 000 MHz

PAR

J. DOCKES et W. KOREICHO
Société Anonyme de Télécommunications

L'utilisation de la gamme 4 400-5 000 MHz pour les liaisons hertziennes transhorizon en modulation de fréquence offre le maximum d'intérêt pour transmettre des informations nécessitant une grande largeur de bande et pour réaliser des sections de propagation de l'ordre de 150 à 200 kilomètres. L'utilisation de cette gamme donne en effet la possibilité :

— d'utiliser des aériens de diamètre relativement réduit pour des gains élevés et d'obtenir ainsi des pinceaux radioélectriques étroits permettant la transmission de bande de fréquences étendues ;

— de réaliser des équipements d'encombrement réduit et par conséquent facilement transportables ;

— de disposer de nouvelles fréquences pour la constitution du plan de fréquence d'un réseau hertzien ;

— et de se protéger efficacement vis-à-vis des bruits parasites d'origine atmosphérique ou industrielle.

Dans cet article nous nous proposons de présenter certains éléments de calcul permettant de prévoir des caractéristiques de transmission pour des liaisons à 4 500 MHz.

Une description générale d'équipement fonctionnant dans la gamme 4 400 à 5 000 MHz est ensuite donnée.

1. — Caractéristiques de propagation

L'affaiblissement de propagation troposphérique est toutes choses égales par ailleurs, supérieur à l'affaiblissement de propagation en espace libre. L'écart dépend non seulement du profil de la liaison mais aussi des conditions climatiques et météorologiques générales du lieu. Cet affaiblissement subit également des fluctuations dont les distributions temporelles dépendent aussi des conditions précitées.

La présente étude comporte une méthode de calcul permettant de prévoir les caractéristiques d'affaiblissement de propagation sur une liaison transhorizon à 4 500 MHz pour des conditions géographiques et climatiques moyennes. Toutefois, dans des conditions géographiques et climatiques particulières il convient de contrôler les résultats des calculs par des mesures expérimentales.

Le calcul est effectué dans l'hypothèse d'une terre sphérique de rayon normal radioélectrique de 8 500 km pour des longueurs de section de propagation comprises entre 100 et 400 km et des diamètres d'aériens de 4, 6, 10 et 15 mètres.

1.1. CALCUL DE L'AFFAIBLISSEMENT MOYEN DE PROPAGATION POUR UNE SECTION DE LIAISON

L'affaiblissement moyen de propagation peut être considéré comme étant la résultante des termes d'affaiblissement et de gain énumérés ci-après :

— un terme d'affaiblissement A identique à celui qui serait relevé entre deux sources isotropiques en visibilité directe et séparées par une distance égale à celle des deux stations troposphériques ;

— un terme d'affaiblissement supplémentaire T dû à la transmission troposphérique ;

— un terme de gain égal au gain G qui serait obtenu avec les aériens en espace libre, diminué d'un terme C représentant une « perte de couplage » d'aériens croissant avec le gain des aériens.

L'affaiblissement de propagation en espace libre A entre sources isotropiques, pour une liaison à 4 500 MHz et des portées comprises entre 100 et 400 kilomètres est indiqué en décibels sur la figure 1.

La valeur du terme d'affaiblissement supplémentaire T est exprimée sous une forme déduite du calcul de H.T. FRIS [1]. Cette expression, qui suppose négligeables toutes les causes de couplage entre

aériens autres que celles dues à la diffusion troposphérique s'écrit :

$$T = 10 \log_{10} \left[\frac{24,4 \cdot 10^{12} M \lambda}{\theta^4} \right]$$

où

λ est la longueur d'onde de la liaison en mètres ;

$M = 3 \cdot 10^{-14}$ (système MKS) est un paramètre caractérisant les propriétés de l'atmosphère dans le volume commun aux faisceaux des aériens d'émission et de réception ;

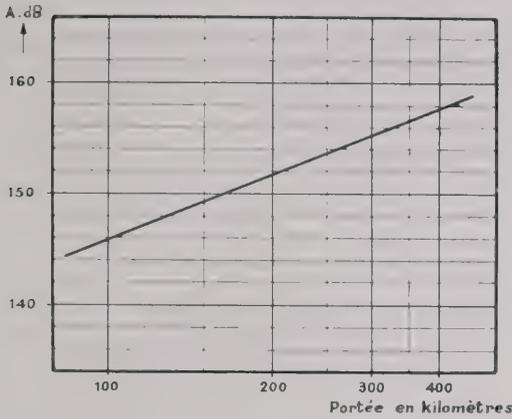


FIG. 1. — Expression en dB de l'affaiblissement de propagation A en espace libre entre sources isotropiques pour une liaison à 4 500 MHz.

θ est l'écart angulaire, exprimé en milliradians, entre les lignes d'horizon des antennes d'émission et de réception.

Dans le cas d'une terre sphérique unie et d'aériens au sol, l'angle θ est lié à la distance D entre aériens par la relation :

$$D \text{ kilomètre} = 8,5 \times \theta \text{ milliradians}$$

Dans le cas de hauteurs d'aériens non nulles ou d'accidents de terrain, ou pour les deux conditions réunies, l'angle θ est déterminé à partir d'une coupe de terrain réalisée suivant un plan diamétral d'une terre de rayon normal radioélectrique de 8 500 kilomètres.

La valeur adoptée pour le terme C représentant la perte de couplage d'aériens due à la nature de la liaison est également déduite du calcul de H.T. FRIIS.

Elle a pour expression :

$$C = 10 \log_{10} \left[\frac{7}{8} \times \frac{\frac{\alpha}{\theta} \cdot f\left(\frac{\alpha}{\theta}\right)}{2 + \frac{\alpha}{\theta}} \right]$$

où

α est en milliradians l'angle d'ouverture à demi-puissance des aériens ;

$f\left(\frac{\alpha}{\theta}\right)$ est définie de la façon suivante :

$$f\left(\frac{\alpha}{\theta}\right) = 1 + \frac{1}{\left(1 + \frac{\alpha}{\theta}\right)^4} - \frac{1}{8} \left(\frac{2 + \frac{\alpha}{\theta}}{1 + \frac{\alpha}{\theta}} \right)^4$$

La variation de C en fonction de $\frac{\alpha}{\theta}$ est représentée sur la figure 2.

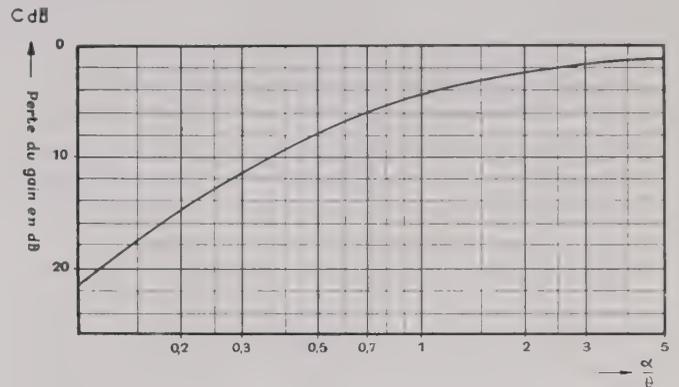


FIG. 2. — Diminution du gain dû aux aériens en fonction du rapport de l'ouverture du lobe à demi puissance α à l'angle des horizons θ .

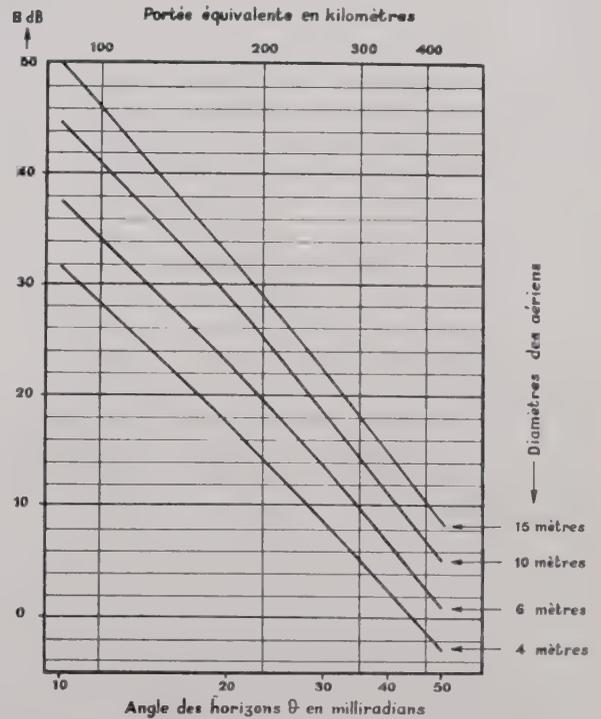


FIG. 3. — Expression en dB du terme B à retrancher au terme A d'affaiblissement entre sources isotropiques pour tenir compte du gain dû aux aériens et de l'affaiblissement de diffusion troposphérique.

L'affaiblissement moyen de propagation troposphérique entre deux stations a finalement pour expression :

$$A + T - G + C$$

où le terme

$$T + G - C = B$$

ne dépend, pour une fréquence de fonctionnement de la liaison et un diamètre d'aérien donnés, que de l'écart angulaire entre les lignes d'horizon des aériens d'émission et de réception. La valeur de ce terme pour une liaison à 4 500 MHz et différents diamètres d'aériens est indiquée en décibels en fonction de θ sur la figure 3. Elle est également indiquée en fonction de la portée kilométrique de la liaison mais seulement dans le cas d'une terre sphérique sans aspérités et d'aériens au sol.

1.2. VARIATIONS TEMPORELLES DU NIVEAU DU SIGNAL RADIOÉLECTRIQUE REÇU

Pour analyser les variations temporelles du niveau du signal radioélectrique reçu, il est commode de les décomposer en :

- variations à court terme ;
- variations du niveau moyen horaire ;
- variations du niveau moyen mensuel.

Les variations à court terme du niveau proviennent du fait que le signal radioélectrique reçu résulte de la superposition d'un grand nombre de composantes aléatoires. La distribution dans le temps de ces variations obéit sensiblement à la loi de Rayleigh représentée sur la figure 4. Cependant certains résultats expérimentaux s'en écartent notablement et l'adoption de cette loi peut conduire à des prévisions pessimistes [2].

Les dispositifs de diversité d'espace ou de fréquence permettent de s'affranchir dans une certaine mesure de ces fluctuations à court terme. La figure 4 donne

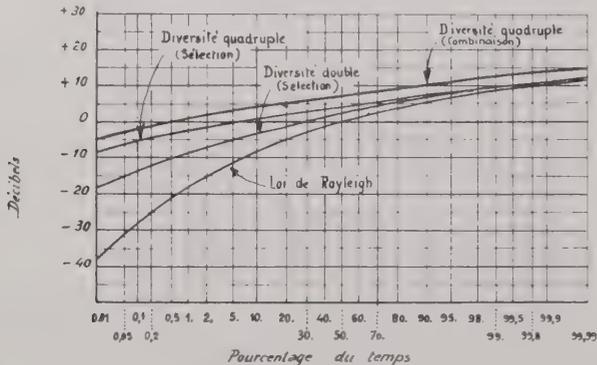


FIG. 4. — Loi de Rayleigh et influence de la diversité.

également les courbes de distribution dans le temps de ces fluctuations pour des diversités par sélection d'ordre 2 et 4 et pour une diversité par combinaison d'ordre 4, en supposant que la loi de Rayleigh est suivie en l'absence de diversité.

Les enregistrements des fluctuations d'amplitude du signal radioélectrique reçu montrent que dans la gamme des fréquences 4 400 MHz à 5 000 MHz les fadings comportent des périodes de variations de niveau rapides, la cadence des variations étant comprise entre 1 et 10 fois par seconde. Le dispositif de contrôle automatique de gain de chaque récepteur doit donc, pour pouvoir suivre ces variations, avoir un temps de réponse qui n'excède pas quelques millisecondes. Il faut toutefois remarquer que les effets des variations les plus rapides sont atténués lorsqu'on utilise la réception en diversité, parce que ces variations les plus rapides coïncident avec les fadings les plus profonds.

Les variations des niveaux moyens horaires résultent des variations des caractéristiques de l'atmosphère. Leur distribution dans le temps est généralement bien représentée par une loi de Gauss [3]. L'écart type correspondant dépend assez largement des conditions climatiques générales : climat tempéré, désertique ou tropical. Pour les zones tempérées on peut admettre une valeur de 8 à 9 dB. La distribution correspondant à cette loi pour un écart type de 9 dB est indiquée sur la figure 5.

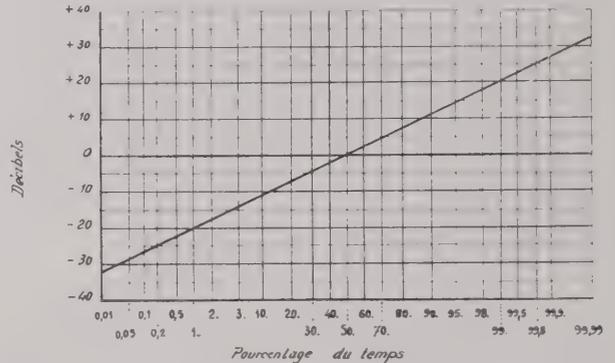


FIG. 5. — Loi de Gauss pour un écart type de 9 dB.

Les variations des niveaux moyens mensuels durant l'année présentent une corrélation nette avec celles des valeurs d'indice moyen atmosphérique. Les résultats expérimentaux connus à ce jour permettent de prévoir avec une certaine approximation,

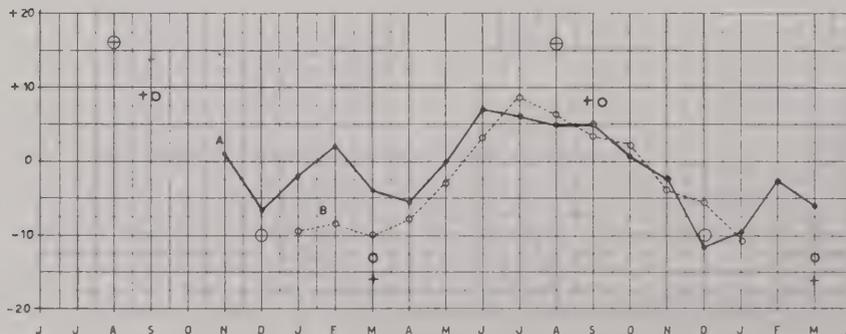


FIG. 6. — Fluctuation du niveau moyen mensuel. — Résultats expérimentaux.

- + liaison à 4 110 MHz } Référence n° (4)
- O liaison à 4 110 MHz }
- ⊕ liaison à 3 670 MHz }
- Courbe A : liaison à 4 090 MHz Référence n° (3).
- Courbe B : liaison à 4 110 MHz Référence n° (5)

d'une part la période de l'année durant laquelle on doit s'attendre à avoir les niveaux moyens mensuels les plus hauts ou les plus bas, et d'autre part les valeurs des écarts de ces niveaux par rapport au niveau moyen annuel.

La figure 6 indique quelques-uns des résultats de mesure publiés pour un certain nombre de liaisons troposphériques fonctionnant au voisinage de 4 000 MHz dans l'hémisphère Nord [3 à 5].

De cette figure on peut tirer les conclusions suivantes :

— les niveaux horaires moyens les plus bas se situent entre les mois de décembre et d'avril ; leurs écarts par rapport au niveau moyen annuel s'échelonnent entre 6 et 16 dB ;

— les niveaux horaires moyens les plus élevés se situent entre les mois de juin et de septembre ; leurs valeurs sont généralement supérieures de plus de 6 dB au niveau moyen annuel.

1.3. LARGEUR DE BANDE DE LA TRANSMISSION

Le signal radioélectrique transmis par diffusion troposphérique est affecté de distorsions d'amplitude et de phase, sélectives et variables dans le temps. Ce phénomène est dû à la multiplicité des composantes élémentaires reçues.

La probabilité pour qu'à un instant considéré l'amplitude de variation de l'une des deux distorsions dans la bande transmise dépasse une valeur donnée est d'autant plus grande que :

- la largeur de bande est plus élevée ;
- les écarts de temps de propagation pour les différents chemins possibles sont plus grands.

Ces écarts de temps résultent de la configuration géométrique de la liaison, autrement dit :

- de l'angle d'ouverture des aériens α ;
- de l'angle entre les horizons des aériens d'émission et de réception θ ;
- de la longueur D de la section de propagation.

La figure 7 fait apparaître ces différents paramètres.

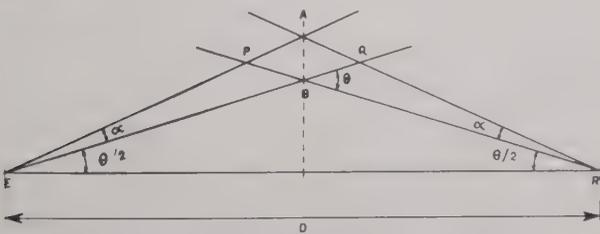


Fig. 7. — Caractéristiques géométriques d'une liaison par diffusion troposphérique.

On peut définir la bande passante à partir de la valeur ΔT , représentant la limite supérieure de la différence de temps de propagation entre les différentes composantes du champ reçu. Il convient de remarquer à ce sujet que les composantes élémen-

taires du signal reçu, qui correspondent à une tranche horizontale de faible épaisseur découpée dans le volume commun aux faisceaux des deux aériens, ne subissent pas de déphasage notable entre elles. Seules subissent des déphasages relatifs, les composantes qui correspondent à des tranches horizontales différentes. Or pour une épaisseur de tranche donnée, ce sont les tranches les plus larges donc voisines du niveau PQ qui contribuent le plus à la transmission du signal.

Il en résulte que les écarts relatifs des temps de propagation entre deux composantes correspondant à deux trajets différents sont pour la plupart des trajets possibles notablement inférieurs à la valeur limite ΔT . Cette valeur ΔT représente l'écart entre le temps de propagation sur le trajet EAR et le temps de propagation sur le trajet EBR, représentés sur la figure 7.

Le tableau ci-dessous indique, pour une terre sphérique de 8 500 kilomètres de rayon, les valeurs en MHz de $\frac{1}{\Delta T}$ calculées dans le cas d'une liaison à 4 500 MHz pour différentes valeurs de diamètres d'aériens et de longueurs de section de propagation.

Diam. aérien mètres	Distances km		
	100	200	400
4	9,7 MHz	3,5 MHz	1,15 MHz
6	23 MHz	7,6 MHz	2,3 MHz
10	39 MHz	12 MHz	3,5 MHz
15	67 MHz	20 MHz	5,8 MHz

Ce tableau montre comment le terme $\frac{1}{\Delta T}$ augmente lorsqu'on diminue l'angle d'ouverture des aériens et les longueurs des sections d'une liaison. Cet effet laisse apparaître l'intérêt que peut présenter dans certains cas l'utilisation de la gamme 4 400-5 000 MHz pour la transmission de larges bandes de fréquence puisque à diamètre d'aérien égal le faisceau radioélectrique est plus étroit dans cette gamme que dans toute gamme de fréquences plus basses.

Compte tenu de l'amélioration apportée par le système de réception en diversité, à la fois au point de vue du niveau de bruit thermique et du niveau de bruits de non linéarité ayant pour origine les distorsions dues à la propagation, on peut estimer en première approximation que $\frac{1}{\Delta T}$ représente la largeur de bande maximum de la liaison.

Une estimation plus précise doit être d'ordre statistique ce qui exige de connaître la répartition des fluctuations d'amplitude dans la bande transmise en fonction de la largeur de cette bande [5].

2. — Caractéristiques générales d'équipements troposphériques à modulation de fréquence pour la gamme 4400-5000 MHz

Un schéma de base de ces équipements est donné par le diagramme de la figure 8.

L'émetteur comprend essentiellement :

— un klystron modulable en fréquence par le signal multiplex et délivrant une puissance de l'ordre de 0,5 watt ;

d'une part et l'entrée d'un récepteur d'autre part, par l'intermédiaire d'une jonction en T. Chacun des chemins de couplage comporte un filtre à cavités résonnantes en guide d'onde accordables en fréquence dans la gamme 4 400-5 000 MHz. L'utilisation de cette gamme de fréquences permet une réalisation du duplexeur dans des dimensions très réduites.

Le récepteur est de type classique à deux changements de fréquence. Son facteur de bruit est de l'ordre de 9 dB.

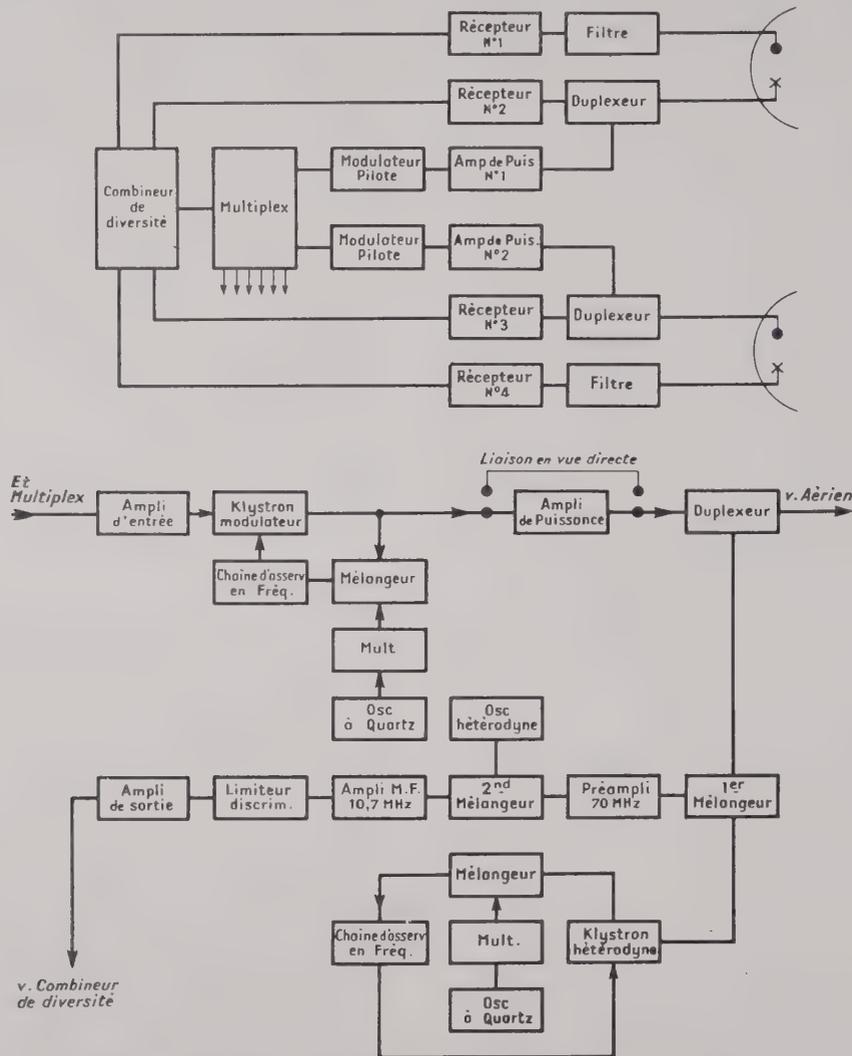


Fig. 8. — Schéma général d'équipement troposphérique dans la gamme 4 400-5 000 MHz (cas de la diversité quadruple).

— un dispositif d'asservissement qui assure une stabilisation convenable de la fréquence moyenne du signal émis ;

— un klystron amplificateur de puissance à quatre cavités délivrant une puissance de 1 kW dans le cas d'équipements transportables et de 2 kW dans le cas d'équipements fixes ou semi-fixes.

Un duplexeur permet de coupler au guide d'onde d'alimentation de l'aérien la sortie de l'émetteur

Des études en cours permettent de prévoir une amélioration notable de cette valeur par adjonction d'un amplificateur paramétrique précédant le récepteur.

La bande passante du récepteur est principalement déterminée par celle de la deuxième moyenne fréquence. Sa valeur à 3 dB d'affaiblissement est réduite à la valeur minimum compatible avec les qualités de transmission requises,

A titre d'exemple elle est de 2,5 MHz dans le cas d'une liaison à 60 voies. La marge de transmission correspondante peut-être améliorée d'environ 4 dB par l'utilisation de la compression de fréquence en moyenne fréquence.

Les aériens comportent un cornet d'excitation à deux polarisations. Cette disposition permet leur utilisation pour des liaisons transhorizon en diversité quadruple comme l'indique la figure 8.

Les dimensions des aériens dépendent des liaisons à établir. Par exemple, dans le cas d'équipements transportables, une liaison à 60 voies téléphoniques avec espacement des stations de 150 kilomètres peut être assurée avec des aériens de 4,50 mètres de diamètre.

Il est à noter que ces équipements conviennent également à l'établissement de liaisons en vue

directe : il suffit pour cela de supprimer l'amplificateur de puissance de l'émetteur.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] FRIIS (H.T.), CRAWFORD (A.B.) et HOGG (D.C.). — A reflection theory for propagation beyond the horizon. *B.S.T.J.*, mai 1957, page 627 et suivantes.
 - [2] DU CASTEL (F.). — Note sur les fluctuations d'amplitude des champs lointains. *Annales des Télécommunications*, mars-avril 1959.
 - [3] BULLINGTON (K.), INKSTER (W.J.) et DURKEE (Al.). — Results of propagation tests at 505 mc and 4 090 mc on beyond horizon paths. *Proc. IRE*, octobre 1955, page 1306 et suivantes.
 - [4] LEANG P. YEH. — Tropospheric scatter system design. *Communications and Electronics*, novembre 1958.
 - [5] CRAWFORD (A.B.), HOGG (D.C.) et KUMMER (W.H.). — Studies in tropospheric propagation beyond the horizon. *B.S.T.J.*, septembre 1959, page 1067 et suivantes.
-

ESSAIS DE TRANSMISSION AU DELA DE L'HORIZON D'IMAGES DE TÉLÉVISION A 4 000 MHz

PAR

A. LAURENS, J.D. KOENIG et C. CARZAN

Département Faisceaux Hertziens
Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques

Les bandes de fréquences adoptées jusqu'à maintenant dans les faisceaux hertziens utilisant la propagation par diffusion troposphérique s'étendent de 100 à 5 000 MHz. Les fréquences de l'ordre de 800 MHz sont généralement considérées comme les plus convenables pour ce type de transmission, particulièrement lorsqu'il s'agit de transmettre des voies téléphoniques.

Mais les fréquences les plus élevées, de 4 000 à 5 000 MHz, n'en gardent pas moins un intérêt considérable, au point que pour certaines applications — les transmissions de télévision notamment — elles deviennent les plus favorables.

Nous étudierons en premier lieu comment se situe la bande de fréquence des 4 000 MHz par rapport à celle des 800 MHz pour les liaisons de télévision utilisant la propagation par diffusion troposphérique. Nous décrirons ensuite une liaison expérimentale réalisée par T.R.T. entre Paris et Caen (220 km) et nous indiquerons les résultats obtenus.

1. Avantages de la bande de 4 000 MHz

1.1. RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

Le tableau I ci-contre indique les valeurs du rapport signal porteur moyen sur bruit pour la bande des 800 MHz et la bande des 4 000 MHz.

Ce tableau a été établi pour :

- une distance totale de liaison de 200 km,
- une puissance d'émission de 1 kW,
- des aériens de diamètre égal à 9 mètres,
- une bande passante MF du récepteur de 12 MHz.

Les calculs sont effectués pour des angles de diffusion $\alpha = 0,7^\circ$, $\alpha = 0,9^\circ$ et $\alpha = 1,1^\circ$. Les hauteurs d'aériens « h » et les distances interceptées « d » auxquelles correspondent ces diverses valeurs

de α sont indiquées sur la figure 1 ; on a supposé que la terre était parfaitement sphérique avec un rayon égal à $4/3$ du rayon réel.

FRÉQUENCE (MHz)	800			4 000		
	0,7	0,9	1,1	0,7	0,9	1,1
ANGLE DE DIFFUSION α (degrés)						
1. Affaiblissement en espace libre (dB)	137	137	137	151	151	151
2. Affaiblissement en troposphère (dB)	44	50	54	51	56	61
3. Affaiblissement total (1+2) (dB)	181	187	191	202	207	212
4. Gain des aériens (dB)	70	69	68	92	90	88
5. Affaiblissement de liaison (3-4) (dB)	111	118	123	110	117	124
6. Puissance d'émission (dBm)	60	60	60	60	60	60
7. Puissance moyenne reçue (5-6) (dBm)	-51	-58	-63	-50	-57	-64
8. Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7	7	9	9	9
9. Puissance de bruit du récepteur (dBm)	-96	-96	-96	-94	-94	-94
10. Rapport signal porteur moyen / bruit (9-7) (dB)	45	38	33	44	37	30

Tableau I

Rapport signal sur bruit

α degrés	0,7	0,9	1,1
h m	270	150	40
d km	104	134	164



FIG. 1. — Profil type d'une liaison au-delà de l'horizon.

Notons qu'un rapport signal porteur moyen sur bruit de 30 dB correspond (pour les valeurs de bandes et d'excursion indiquées au § 2.1) à un rapport signal sur bruit en video de 44 dB (rapport de la valeur crête à crête du signal blanc-noir à la valeur efficace du bruit). Si l'on retranche de cette valeur une marge d'évanouissement de 20 dB, on arrive tout à fait à la limite de ce qui peut être toléré pour une transmission convenable.

Il ressort de ce tableau que les deux bandes sont sensiblement équivalentes, du moins jusqu'à $\alpha = 0,9^\circ$. Pour la valeur supérieure de α , c'est-à-dire pour des hauteurs d'aériens très faibles ou des trajets mal dégagés, la bande de 4 000 MHz est défavorisée d'environ 3 dB.

1.2. POSSIBILITÉ DE TRANSMETTRE DE LARGES BANDES

Mais dans le cas de la télévision qui nous intéresse ici, il est un facteur bien plus important et déterminant encore en faveur du 4 000 MHz : la largeur de bande qu'il est possible de transmettre.

Il est bien connu en effet qu'en propagation par diffusion troposphérique, la bande passante transmise est inversement proportionnelle à la largeur du faisceau des aériens utilisés. Pour transmettre la même bande passante, il faudra donc utiliser à 1 000 MHz des aériens dont le diamètre sera 4 fois celui des aériens utilisés à 4 000 MHz. A titre d'exemple, d'après GORDON [1], la largeur du faisceau d'aérien nécessaire pour transmettre sur 200 km une bande HF de 12 MHz est de 1° , soit un diamètre de parabole de 26 mètres à 800 MHz.

1.3. EVANOUISSEMENTS

Les caractéristiques des évanouissements, enfin, sont assez différentes suivant les bandes. Mais il semble, comme l'ont indiqué certains auteurs [2], que la différence porte surtout sur la fréquence des évanouissements et non sur leur profondeur, ce qui en fin de compte est moins grave puisque l'on utilise toujours des systèmes de diversité.

2.1 Liaison expérimentale Paris-Caen (Mont-Pinçon)

La Société T.R.T. a commencé les essais de transmission d'images de télévision en propagation au delà de l'horizon à la fin de l'année 1958 entre Paris et le Centre d'Emission R.T.F. de Caen (Mont-Pinçon).

2.1. CARACTÉRISTIQUES DE LA LIAISON

Ainsi que le montre la figure 2, la longueur de la liaison était de 220 km, la distance interceptée de 125 km, et l'angle de diffusion de $1,12^\circ$.

Le matériel utilisé présentait les caractéristiques suivantes :

- modulation de fréquence,
- excursion de fréquence blanc-noir : 5,6 MHz,
- préaccentuation : 14 dB (C.C.I.R.),
- fréquence d'émission : 3 990 MHz,
- puissance d'émission : 500 Watts,
- facteur de bruit du récepteur : 9 dB,
- largeur de bande MF : 12 MHz,
- largeur de bande video : 5 MHz,

réception en diversité double, les antennes étant espacées verticalement de 150λ environ.

— gain total des aériens : 80 dB (diamètres des paraboles : 5 mètres et 3,25 mètres).



FIG. 2. — Profil de la liaison Paris-Caen-Mont-Pinçon.

2.2. DESCRIPTION DU MATÉRIEL

Le schéma de principe du matériel utilisé est représenté par la figure 3. Au système de diversité près, ce schéma est celui d'un faisceau hertzien à modulation de fréquence classique.

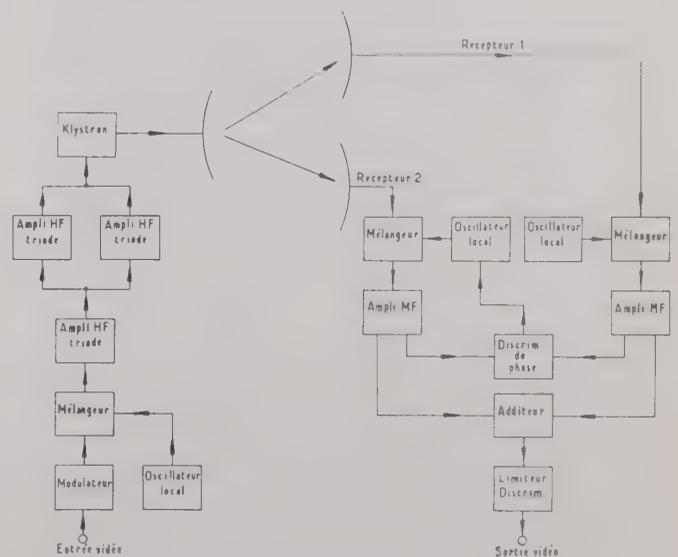


FIG. 3. — Schéma de principe du matériel.

A l'émission, le signal video module en fréquence un oscillateur centré à 70 MHz. Le signal résultant est mélangé à une onde 4 000 MHz obtenue à partir d'un oscillateur à quartz. Après le mélangeur, la bande latérale désirée est filtrée puis amplifiée par une série de triodes EC 157 jusqu'à l'étage amplificateur à klystron. Notons que le dernier étage à triodes est un étage avec deux tubes en parallèle délivrant une puissance de l'ordre de 10 Watts.

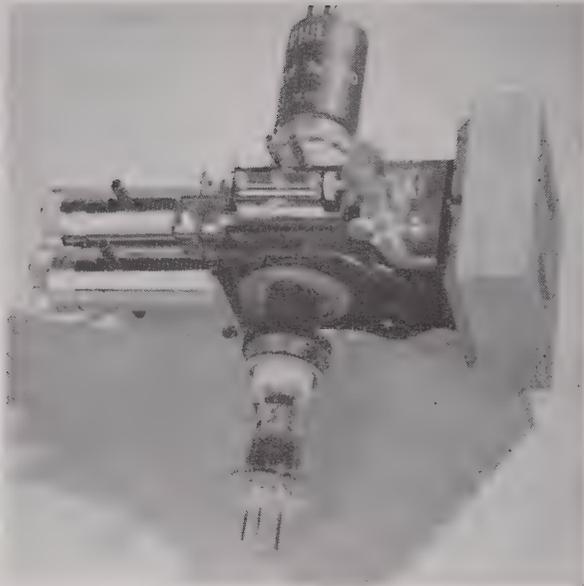


FIG. 4. — Klystron amplificateur KW 2/3 000.

Le klystron de puissance est un klystron PHILIPS KW 2/3 000 à deux cavités internes (voir figure 4). Sa focalisation est réalisée à l'aide d'un aimant permanent. Son refroidissement est assuré par une circulation d'eau en circuit fermé. Son gain est de

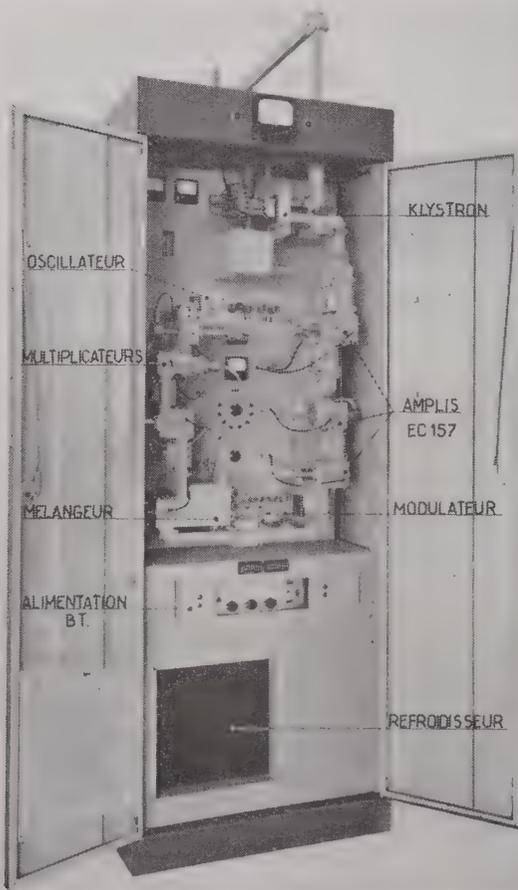


FIG. 5. — Emetteur.

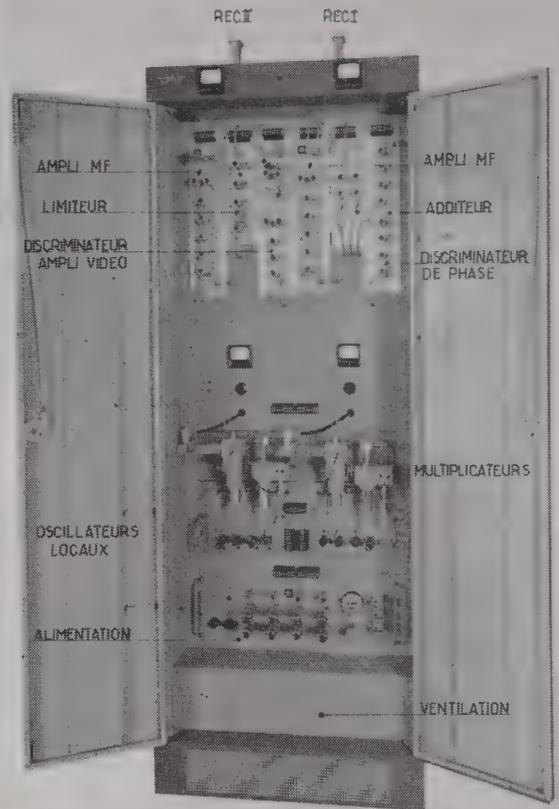


FIG. 6. — Récepteur.

17 dB pour une puissance de sortie de 500 Watts.

À la réception, les signaux fournis par les deux aériens attaquent chacun un mélangeur à cristal suivi d'un amplificateur MF à deux sorties. L'une des sorties de chaque amplificateur alimente un combineur qui réalise l'addition des deux signaux reçus. Un limiteur comportant quatre étages écrêteurs à diodes précède le discriminateur proprement dit. L'amplificateur vidéo qui délivre le signal de sortie a, par le jeu de son circuit de contre-réaction, une courbe de réponse réalisant la désaccentuation.

Pour que la combinaison s'effectue, il faut que les signaux issus des deux récepteurs soient à tout instant de même fréquence et en phase. Pour cela l'oscillateur local du récepteur 1 est un oscillateur à quartz suivi de multiplicateurs, alors que l'oscillateur du récepteur 2 peut être déplacé en fréquence de quelques kilocycles par une commande électronique. C'est un discriminateur de phase, recevant simultanément les deux signaux MF, qui fournit la tension de commande. La synchronisation des oscillateurs est effective dès que les puissances reçues sont supérieures au bruit propre des récepteurs, c'est-à-dire bien au-dessous du seuil de limitation.

La combinaison des signaux a été faite plus volontiers en moyenne fréquence du fait que, dans le cas de la transmission de signaux de télévision, la plus basse fréquence à transmettre est de l'ordre de celle des évanouissements rencontrés, ce qui conduit à un combineur vidéo très complexe.



FIG. 7. — Aérien côté Paris (diamètre : 5 mètres).

La combinaison en moyenne fréquence a l'avantage d'abaisser de 3 dB le seuil de limitation lorsque les signaux reçus ont le même niveau. D'autre part, on ne s'est pas contenté d'additionner dans le châssis combineur les tensions issues des deux récepteurs : le gain de chaque voie est réglé par la puissance qu'elle reçoit (comme dans un combineur video). Ceci évite la détérioration du rapport signal sur bruit à la sortie que l'on constaterait avec une simple addition dans le cas de champs reçus très différents sur les deux récepteurs.

Les figures 5 et 6 donnent une photographie des armoires d'émission (sans l'alimentation T.H.T.) et de réception, et la figure 7 une photographie de l'aérien utilisé à Paris (5 mètres de diamètre).

2.2. RÉSULTATS DES ESSAIS

Les essais portaient sur la transmission réelle d'images de télévision et l'enregistrement des champs reçus.

2.3.1. Transmission d'images

La transmission d'images n'a pas été possible de façon absolument continue. Néanmoins, des images convenables ont été reçues, témoin la mire, reproduite sur la figure 8, photographiée sur le récepteur de contrôle au Mont-Pinçon le 29 juillet. Il a été possible de même, le 19 février, de filmer sur le récepteur de contrôle toute une émission de la R.T.F.

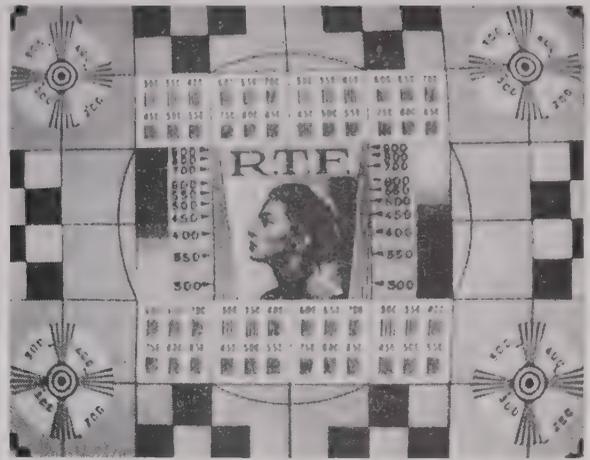


FIG. 8.

Il ne semble pas que la bande passante des images transmises ait été affectée dans la transmission. On a constaté toutefois pendant de rares instants très brefs, une perte de définition sur la mire ce qui semble en accord avec la théorie de la largeur de bande transmise. En effet, il aurait fallu utiliser des aériens de 6 mètres au moins pour que la bande soit transmise sans aucune affectation ; or les aériens de réception n'avaient que 3,25 mètres.

2.3.2. Enregistrements des champs reçus

Des enregistrements continus des champs reçus sur les deux paraboles ont été effectués à l'aide de deux enregistreurs dont la constante de temps était de deux secondes.

Le dépouillement des bandes d'enregistrement a permis de dégager quelques résultats qui sont représentés sur les figures 9, 10 et 11.

2.3.2.1. *Effet de la diversité.* La figure 9 représente les valeurs moyennes des champs reçus sur les deux paraboles établies de demi-heure en demi-heure durant toute la journée du 25 juillet.

La figure 10 est une reproduction des enregistrements simultanés sur les deux paraboles. Les deux enregistrements partent du même moment et on peut considérer que la vitesse de déroulement est constante sur une aussi courte période.

On constate sur la figure 10 une nette décorrélation des signaux sur les deux paraboles dont l'écartement était, rappelons-le, de l'ordre de 150λ . Les crêtes de signal sont nettement espacées dans le temps et, à un certain moment, l'une des paraboles est affectée pendant plusieurs minutes d'un évanouissement de 6 à 7 dB alors que l'autre ne l'est pas. Sur la figure 9 d'ailleurs on peut constater que, si l'allure générale des courbes est la même, à certaines heures cependant il existe un écart allant jusqu'à 7 dB entre les champs moyens reçus par les deux paraboles.

2.3.2.2. *Fluctuations du champ.* La figure 11 représente la distribution statistique des niveaux

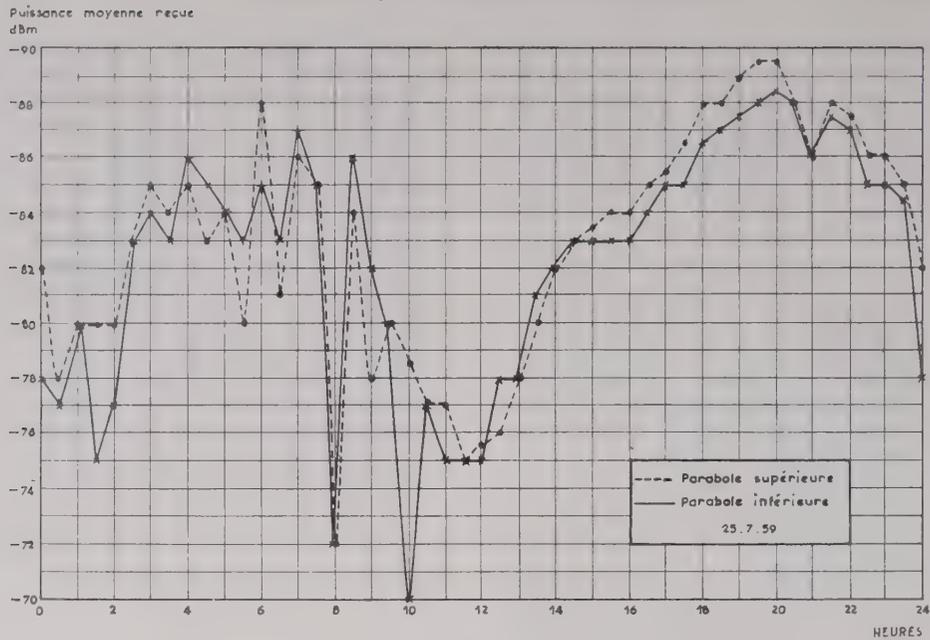


FIG. 9. — Valeurs moyennes des champs dans une journée.

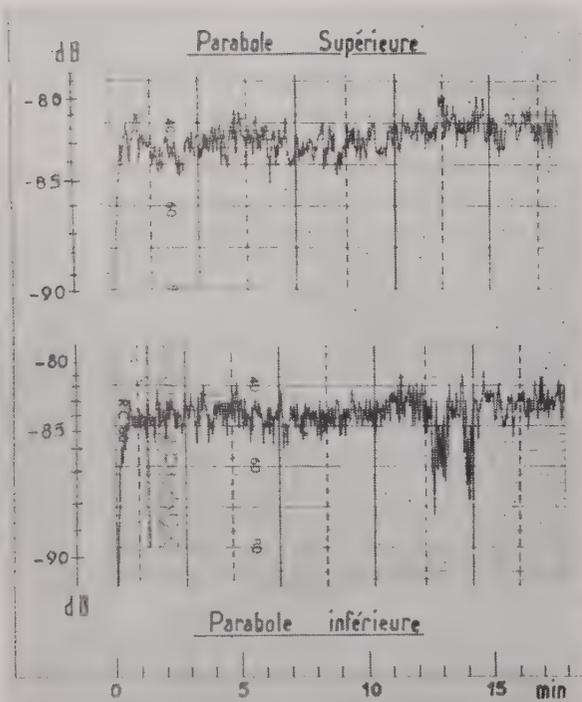


FIG. 10. — Enregistrements simultanés sur les deux paraboles.

enregistrés toutes les 15 secondes sur une parabole. Le relevé porté sur quatre heures d'enregistrement choisies à différents moments d'un même jour.

La figure 11 vérifie les distributions connues des champs reçus mesurés à de faibles intervalles du temps (ici 15 secondes). La distribution obtenue se rapproche d'une distribution de Rayleigh. Comme l'ont indiqué certains auteurs [3], si la constante de temps des enregistreurs avait été beaucoup plus brève (de l'ordre de 0,1 seconde), on aurait obtenu exactement une distribution de Rayleigh.

D'autre part, sur la figure 9, on peut voir que la valeur moyenne du champ, établie sur de longues périodes (une demi-heure), fluctue de + 13 dB et - 7 dB par rapport à la moyenne obtenue sur une journée entière. Il est probable que, si l'on avait été plus loin du seuil de limitation du récepteur (voir § suivant), on aurait obtenu un écart plus grand que 7 dB.

2.3.2.3. *Puissance moyenne reçue.* On constate sur la figure 9 que la valeur moyenne du champ sur toute la journée est de l'ordre de - 83 dBm.

Or, d'après les caractéristiques indiquées au § 2.1, la puissance moyenne reçue théorique peut être calculée de la façon suivante :

1. Affaiblissement en espace libre (dB)	152
2. Affaiblissement troposphère (dB)	63
(y compris la correction de hauteur)	
3. Guides d'ondes (dB)	3
4. Affaiblissement total (dB)	218
5. Gain des aériens (dB)	80
6. Affaiblissement de liaison (4-5) (dB)	138
7. Puissance d'émission (dBm)	57
8. Puissance moyenne reçue (6-7) (dBm)	-81

Cette valeur est voisine de celle trouvée sur la figure 9.

Remarquons que, si l'on considère que la puissance de bruit du récepteur est de - 94 dBm, donc son seuil de - 84 dBm, théoriquement toutes les transmissions auraient dû s'effectuer très près du seuil de limitation du récepteur. La raison de la faiblesse du champ reçu réside dans le diamètre des aériens, qui pour des raisons de disponibilité était seulement de 5 et 3 mètres.

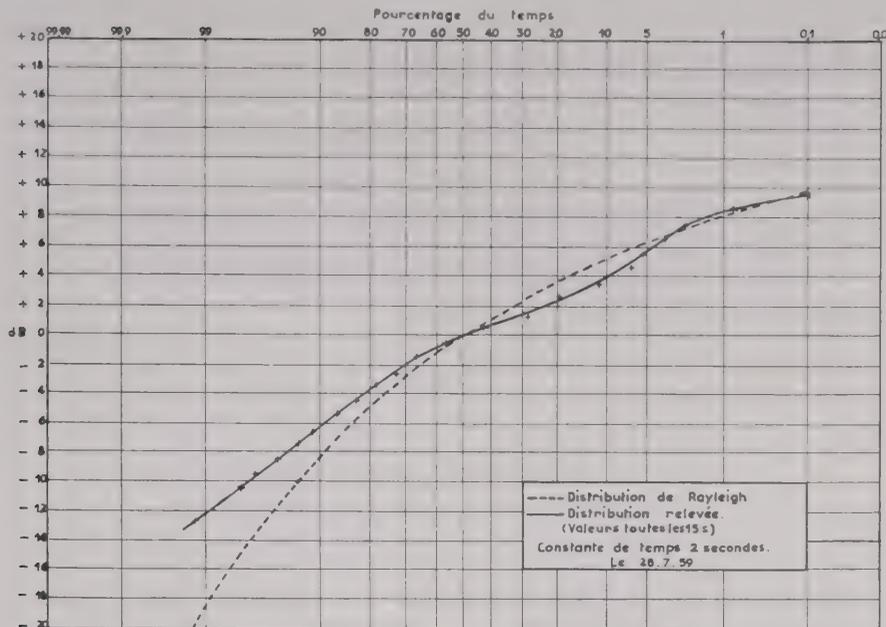


FIG. 11. — Distribution des champs relevés toutes les 15 secondes.

Il convient donc de rappeler, en terminant, que cette liaison n'était pas particulièrement favorable pour la transmission d'images de télévision. Il nous a paru cependant intéressant d'étudier si les prévisions de calcul se réalisaient et quelles étaient les caractéristiques du champ reçu. Les résultats obtenus ont confirmé notre conviction que la bande des 4 000 MHz peut être utilisée avec succès pour les transmissions de télévision au delà l'horizon et que, dans de nombreux cas, elle est de loin la plus favorable.

Nous tenons enfin à remercier vivement la Radio-

diffusion Télévision Française, qui a bien voulu nous autoriser à utiliser ses installations du Centre Emetteur de Caen-Mont-Pinçon.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *IRE Transactions on communications systems*, mars 1956.
- [2] TROLESE. — Characteristics of tropospheric scattered fields. — *PIRE*, octobre 1955.
- BULLINGTON, INKSTER et DURKEE. — Propagation tests at 505 Mc/s and 4 090 Mc/s on Beyond-Horizon Paths — *PIRE*, octobre 1955.
- [3] LEANG P. YEH. — *IRE Wescon convention record*, 1958.

UN COMBINEUR DE DIVERSITÉ POUR LIAISONS TRANSHORIZON

PAR

P. LEMOINE

*Ingénieur au Centre de Recherches
de la Compagnie Générale d'Electricité*

On sait depuis fort longtemps que l'emploi de dispositifs dits de diversité permet d'améliorer de façon considérable la qualité des liaisons hertziennes sujettes à des évanouissements. La mise en œuvre de ce procédé n'est possible que si l'on dispose de plusieurs réceptions telles que les champs reçus sur chacune d'elles aient des distributions statistiques indépendantes. Dans le cas des liaisons troposphériques l'emploi de la diversité permet de corriger les variations rapides du signal (dont la distribution obéit à la loi de RAYLEIGH) mais non les variations lentes pour lesquelles il n'est pas possible d'obtenir des réceptions statistiquement indépendantes.

1. Différents systèmes de diversité

Les systèmes de diversité consistent à combiner de façon linéaire les signaux élémentaires.

Nous n'étudierons ici que le cas particulier, correspondant aux conditions réelles des liaisons transhorizon où les signaux sont cohérents et peuvent être mis en phase et où les bruits sont produits à l'entrée de chaque récepteur et ont donc des phases incohérentes.

BRENNAN [1] a démontré que, dans ces conditions, l'optimum du rapport signal/bruit du signal combiné est obtenu en affectant à chaque voie élémentaire un gain en tension, proportionnel à la tension du signal et inversement proportionnel au carré de la tension de bruit de la voie. Le rapport de puissance signal/bruit dans la voie combinée est alors égal à la somme des rapports signal/bruit dans les voies élémentaires. Nous appellerons le système de diversité correspondant « diversité par combinaison optimum ».

Il existe en outre deux autres systèmes de diversité :

le système par sélection qui consiste à identifier la meilleure voie et à la diriger vers l'utilisa-

tion ; système utilisé depuis de longues années, notamment dans les liaisons sur ondes décimétriques.

— le système de diversité à gains égaux qui consiste dans la simple addition en tension des signaux à combiner et qui est généralement appelé système de diversité par addition linéaire. Ce système ne peut être utilisé qu'en un stade où les signaux à combiner ont reçu même amplification ; son emploi est à proscrire après régulation de niveau.

2. Comparaison des différents systèmes

On peut prouver que :

— pour des signaux égaux, la diversité par addition linéaire donne le rapport signal/bruit optimum et la diversité par sélection amène une perte de 3 ou 6 dB suivant que la diversité est double ou quadruple.

— quand un des signaux reçus est beaucoup plus puissant que les autres, la diversité par sélection donne le rapport signal/bruit optimum et la diversité par addition linéaire amène une perte de 3 ou 6 dB suivant que la diversité est double ou quadruple.

— pour une distribution de RAYLEIGH et dans le cas d'évanouissements importants cette perte est de :

0,6 dB pour la diversité par addition linéaire	}	en double diversité
1,5 dB pour la diversité par commutation		
1 dB pour la diversité par addition linéaire	}	en quadruple diversité
3,5 dB pour la diversité par commutation		

3. Influence du seuil en modulation de fréquence

En modulation de fréquence le rapport signal/bruit avant et après démodulation reste le même tant que le signal reçu reste supérieur au seuil. Lorsque le signal HF atteint le voisinage du seuil, une faible variation de ce signal produit une variation importante du rapport signal/bruit après démodulation ; le procédé dit par « combinaison optimum » devient à peine supérieur au procédé par sélection, son emploi revenant en fait à éliminer toute voie où le signal est en-dessous du seuil.

Il en résulte que les systèmes assurant la combinaison avant démodulation sont, au voisinage du seuil, supérieurs à ceux qui l'effectuent après démodulation. Lorsque les signaux sont égaux, ils reculent le seuil de 3 ou 6 dB suivant que la diversité est double ou quadruple. Compte tenu de la distribution de RAYLEIGH, et dans le cas d'évanouissements importants le gain théorique sur le seuil est de 1,5 dB pour la combinaison optimum et 0,9 dB pour les systèmes à addition linéaire par rapport à la combinaison optimum après démodulation. Ces chiffres valables pour la diversité double se trouvent portés à 3,5 et 2,5 dB dans le cas de diversité quadruple.

En pratique la combinaison après détection apporte encore une légère amélioration quand un signal est en-dessous du seuil, et il est difficile par ailleurs de donner des gains identiques à deux chaînes d'amplification indépendantes, ce qui diminue les performances du système par « addition linéaire ». Il en résulte que le gain réel sur le seuil, des systèmes assurant la combinaison avant démodulation est inférieur aux valeurs théoriques indiquées ci-dessus.

4. Choix d'un système de diversité

La diversité par sélection présente des performances notablement inférieures, dès que l'ordre de diversité croît ; par ailleurs des difficultés de réalisation pratique apparaissent rapidement en raison des transitoires inhérents à la commutation.

Dans le cas où on effectue la combinaison avant démodulation, les performances légèrement supérieures du système par combinaison optimum par rapport à celles du système par addition linéaire ne justifient pas la complexité de l'appareillage nécessaire.

Un choix doit donc être fait entre les deux systèmes suivants :

— diversité « par combinaison optimum » en bande de base.

— diversité « par addition linéaire » avant démodulation.

Les performances de ces deux systèmes sont sensiblement équivalentes.

Le choix résulte donc de considérations concernant la simplicité de réalisation et la facilité d'exploitation.

La diversité par addition linéaire est extrêmement simple dans son principe ; toutefois elle exige la mise en phase des signaux à combiner, opération délicate lorsque le niveau des signaux est voisin de celui du bruit. La diversité par combinaison optimum en bande de base exige la constitution, après échantillonnage du bruit dans chaque voie, de tensions de commande fonctions de ce bruit. Cette opération peut être effectuée de façon simple, dans un domaine de fréquence où sont employés des matériels bien connus et économiques. C'est ce système de diversité qui a été retenu par la C.G.E. pour ses équipements.

5. Diversité par combinaison en bande de base

Tout système de diversité par combinaison en bande de base comprend essentiellement deux organes : un combineur constitué par des amplificateurs à gain variable et à sortie commune, un système de commande du gain de chacun de ces amplificateurs. Le combineur doit présenter une excellente linéarité et, pour des niveaux d'entrée égaux, fournir un niveau de sortie indépendant du gain affecté à chaque voie. Une excellente réalisation d'un tel combineur, dite à cathode commune, a été décrite par DAY et MACK [2] ; on peut vérifier sur un tel montage qu'entre de très larges limites :

1 — lorsque les signaux à combiner sont égaux, le signal combiné est égal à chacun des signaux combinants, quelles que soient les tensions de commande,

2 — le gain affecté à chaque voie dépend de la différence des tensions de commande et non de leur valeur absolue,

3 — la distorsion dépend peu des valeurs des tensions de commande ; elle est négligeable lorsque les signaux à combiner sont égaux et croît avec la différence de niveau de ces signaux.

En pratique les signaux dans la bande de base à la sortie des récepteurs élémentaires sont égaux et en phase. La condition de Brennan se traduit alors par le fait que le gain en tension affecté à une voie est inversement proportionnel à la puissance de bruit de cette voie ; il dépend donc du seul rapport des puissances de bruit et non de leur valeur absolue.

Si chaque tension de commande est fonction seulement du niveau de bruit dans la voie correspondante, elle ne peut être que proportionnelle au logarithme de ce niveau de bruit de façon que les gains, fonctions des seules différences de tension de commande, ne dépendent que des rapports des niveaux de bruit.

Si chaque tension de commande est fonction de tous les bruits présents dans les voies élémentaires, cette fonction doit être une fonction homogène des niveaux de bruit.

Sachant que les gains sont fonction univoque de la différence des tensions de commande, qu'ils sont égaux quand cette différence est nulle et qu'ils deviennent respectivement égaux à zéro et un quand

cette différence dépasse une valeur déterminée, il est aisé de constater que les conditions imposées aux tensions de commande se réduisent pratiquement aux trois conditions suivantes :

- dépendance du seul rapport des puissances de bruit,
- égalité pour des bruits élémentaires égaux,
- tension de blocage atteinte dès que le rapport des bruits atteint une valeur déterminée.

La méthode la plus classique consiste à établir pour chaque voie une tension de commande négative proportionnelle au logarithme du niveau de bruit présent dans la voie. Elle apporte l'avantage de permettre la réalisation séparée de tout l'appareillage relatif à une voie élémentaire et de ne pas connaître de limitation de principe quant au nombre de voies à combiner. Il est nécessaire par contre de réaliser plusieurs amplificateurs logarithmiques ayant des caractéristiques, reproductibles et constantes dans le temps, et ceci pour une dynamique des signaux à l'entrée de l'ordre de 40 dB.

Devant les difficultés de réalisation correspondantes, nous avons été conduits à établir directement des tensions de commande dépendant de l'ensemble des bruits élémentaires, car le système peut être conçu de façon telle que ses performances ne dépendent que d'éléments passifs (filtres) à l'exclusion de toutes caractéristiques de lampes ou de semi-conducteurs. La structure du matériel s'en trouve simplifiée et le nombre des amplificateurs réduit. La combinaison élémentaire étant limitée à deux voies, les diversités d'ordre supérieur sont réalisées par combinaisons en cascade.

6. Description du système de diversité réalisé

Le système de diversité réalisé par la C.G.E. repose sur le principe de la combinaison en bande de base par groupe de deux voies. Le combineur est un combineur à cathode commune, les tensions

de commande fonction de l'ensemble des niveaux de bruit dans les deux voies à combiner sont obtenues de la façon suivante :

a) Les bruits présents dans chaque voie sont identifiés par des bandes de fréquences distinctes au moyen de filtres appropriés ; soit b_1 et b_2 les puissances de bruit présentes dans chaque voie.

b) Les bruits ainsi identifiés sont additionnés puis amplifiés par un amplificateur commun ayant un gain identique pour les deux bandes de fréquences considérées. Un contrôle automatique de gain énergétique permet d'obtenir un niveau sensiblement constant à la sortie de cet amplificateur, soit B_0 ; le gain en puissance de cet amplificateur, identique pour les deux voies b_1 et b_2 , est donc :

$$G = \frac{B_0}{b_1 + b_2}$$

c) On sépare à la sortie de cet amplificateur les bruits correspondant aux deux voies par le moyen de filtres analogues aux filtres d'entrée ; les niveaux de bruits correspondant à ces deux voies sont :

$$B_1 = Gb_1 = \frac{B_0}{b_1 + b_2} \times b_1$$

$$B_2 = Gb_2 = \frac{B_0}{b_1 + b_2} b_2$$

d) On détecte les bruits B_1 et B_2 , et les tensions continues ainsi obtenues sont utilisées comme tensions de commande du combineur. On sait que le fonctionnement de ce dernier dépend exclusivement de la différence des tensions de commande qui lui sont appliquées ; cette différence est donnée par :

$$U = K \cdot B_0 \frac{b_1}{b_1 + b_2} - K \cdot B_0 \frac{b_2}{b_1 + b_2}$$

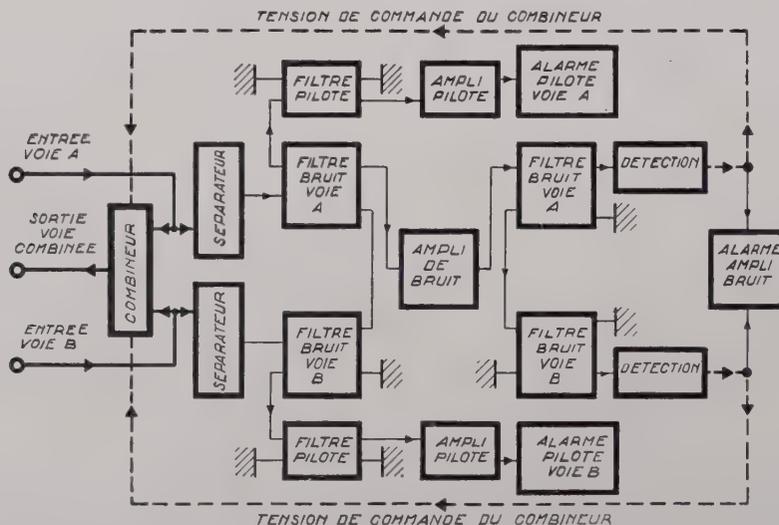


FIG. 1

$$= K \cdot B_0 \times \frac{1 - \frac{b_2}{b_1}}{1 + \frac{b_2}{b_1}}$$

On constate aisément que cette fonction satisfait aux trois conditions imposées plus haut aux tensions de commande.

La réalisation pratique du système est conforme au schéma de la figure 1. Signalons que :

— les bandes de fréquence des filtres de bruit se situent au-delà de la fréquence la plus élevée du signal multiplex,

— le filtrage des tensions de commande résulte d'un compromis entre le niveau de bruit acceptable sur ces tensions et la rapidité de réponse désirée du système,

— la combinaison en bande de base nécessite la présence d'un pilote de continuité dans chaque voie élémentaire de façon à éliminer un récepteur défaillant ne délivrant ni signal ni bruit.

7. Performances obtenues

— Le rapport signal/bruit dans la voie combinée diffère de moins de 0,5 dB du rapport signal/bruit optimum.

— Le fonctionnement du système est correct pour des niveaux de bruit s'entendant de + 25 dB à - 40 dB par rapport au niveau de bruit au seuil.

— Le taux d'harmonique est inférieur à - 70 dB pour des niveaux de signal, dans les voies à combiner, différents de 1 dB. Ce résultat est obtenu avec des lampes à faible débit et sans employer de montage symétrique.

— Le temps de réponse du système est inférieur à 5 ms.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BRENNAN. — *PIRE*, octobre 1955, p. 1530.
 [2] MACK. — *PIRE*, octobre 1955, p. 1287.

INFLUENCES RADIOCLIMATIQUES SUR LES LIAISONS TRANSHORIZON

PAR

P. MISME

*Ingénieur de la Météorologie
détaché au Centre National d'Etudes
des Télécommunications*

1. Rappel de quelques résultats

Il est bien connu que le champ radioélectrique à grande distance varie dans le temps. On peut citer, à titre d'exemple, la figure 1 [1]. On notera que l'influence climatique est fonction du pourcentage de temps pendant lequel un niveau de champ est atteint ou dépassé. Cette remarque est importante lorsqu'une construction de liaison transhorizon est envisagée.

Une variation climatique définie produira une variation définie du champ reçu dans un pourcentage donné du temps. Lors de l'établissement d'une liaison il suffira de calculer cette influence pour que la liaison fonctionne dans le pourcentage de temps prévu (en général 99,9 %). Par contre lorsque le spectre de fréquence sera suffisamment occupé, et que l'implantation d'émetteurs fixes ou mobiles sera dense, on assistera à des brouillages dont il est important de connaître la fréquence. Il faudra envisager des études particulières puisque l'influence climatique dans un faible pourcentage de temps est beaucoup plus élevée que celle qui est prise en considération pour l'établissement d'une liaison. A titre d'indication, en utilisant les courbes de propagation prévues à cet effet par le C.C.I.R. [2], on peut voir (fig. 2) que la différence de niveau entre les courbes 10 % et 50 % du temps est du même ordre que la différence de niveau 99 % entre les mois de décembre et juillet sur la figure 1 (1). Par conséquent si une liaison est calculée pour fonctionner toute l'année, le brouillage qui peut se produire dans 10 % des cas en hiver (ce qui pourrait être une limite acceptable dans certains cas) pourra dépasser 50 % des cas en été.

On peut saisir ainsi l'importance de l'étude des phénomènes radioclimatiques. Les erreurs engendrées de ce fait seront préjudiciables non seulement à la liaison étudiée, mais de plus aux liaisons existantes

(1) On rappelle que dans ce type de statistiques l'unité de dépouillement est la valeur médiane horaire du champ électrique. On calcule ainsi les valeurs moyennes étendues sur des périodes ou des pourcentages de temps variables.

fonctionnant sur les mêmes fréquences à des distances éloignées.

On a souvent comparé, sur des trajets identiques ou similaires, des liaisons utilisant des fréquences différentes. Dans presque tous les cas, et quelle que soit la fréquence utilisée, on a trouvé des variations égales de champ électrique pour une même période. On peut donc en déduire en première approximation que le phénomène est indépendant de la fréquence. Cette remarque, complétée par d'autres considérations théoriques telles que l'altitude réelle de la zone en visibilité des deux aériens, suggère l'étude du gradient d'indice de réfraction dans la zone de l'atmosphère utilisée pour la propagation.

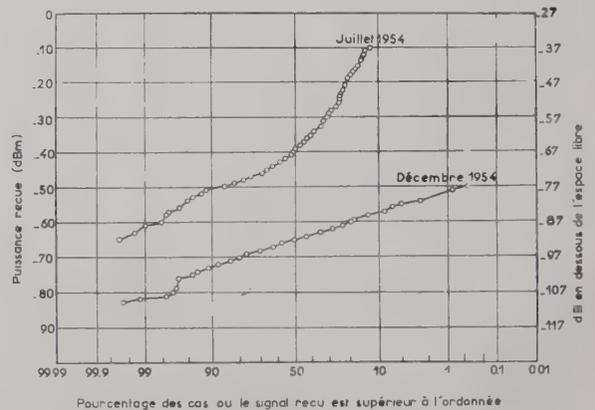


FIG. 1. — Répartition de l'affaiblissement de propagation pour deux mois différents.

Les résultats d'études sur lesquelles il est superflu de revenir, montrent que l'on obtient une bonne estimation des influences climatiques en adoptant le taux de 0,5 dB par variation moyenne mensuelle de 1 N /km (2) pour les valeurs médianes de l'affaiblissement

(2) Il s'agit évidemment de variation de une unité N sur une verticale de 1 km. Certain résultat de propagation (4) fait état de variations plus grandes. En réalité dans cet exemple le gradient d'indice est mesuré sur terre alors que le trajet était maritime. Il y a tout lieu de penser que sur mer les variations du gradient sont plus fortes que sur terre ce qui ramène au taux de 0,5 dB/km les variations de champ de la liaison en question.

sement de propagation. Par contre peu de résultats ont été publiés au sujet du taux applicable dans 90 % du temps. Une étude française [3] permet d'avancer le taux de 0,4 dB par 1 N/km. L'ordre de grandeur ainsi trouvé semble être acceptable bien que vérifié sur un nombre restreint de mesures. Par contre il ne semble pas que des études aient été publiées pour des pourcentages de temps faible (1 % et 10 %). Il est difficile d'avancer un chiffre, on peut simplement signaler que le taux de variation est nettement supérieur à 0,5 dB par 1 N/km.

Toutes ces considérations permettent de rappeler en les chiffrant, les influences connues du gradient vertical d'indice de réfraction.

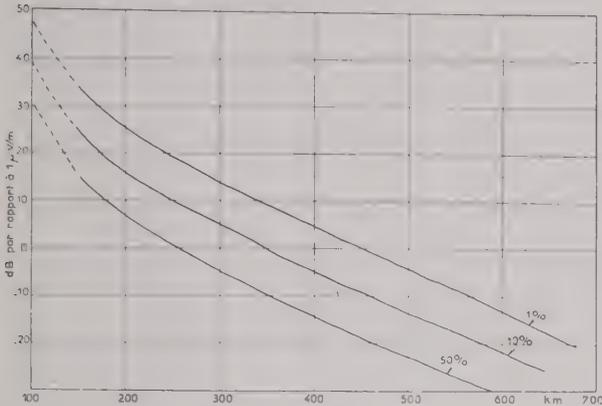


FIG. 2. — Champ dépassé pendant 1 %, 10 % et 50 % du temps pour les fréquences comprises entre 40 et 600 MHz.

Nota : Les dB sont indiqués par rapport à 1 µ/Vm.

2. Gradient utile d'indice de réfraction

La répartition de l'indice de réfraction en altitude n'étant pas linéaire, la valeur du gradient d'indice n'est pas une constante. Suivant l'épaisseur de l'atmosphère qui sera traversée par le faisceau transhorizon on sera conduit à envisager des gradients variables. Depuis longtemps on avait pris l'habitude de confondre le gradient d'indice et la différence d'indice entre le sol et la hauteur de 1 000 m. Ce paramètre a rendu de grands services mais il ne faut cependant pas le croire universel. Une notion plus précise est celle de gradient utile [5].

Dans une liaison entre deux points fixes la trajectoire d'un rayon suit une courbe quelconque correspondant à un gradient variable. Mais l'angle de site à l'émission et la position des émetteurs et récepteurs définissent un arc de cercle. Du point de vue de la réfraction on peut remplacer le rayon réel par un rayon fictif confondu avec cet arc de cercle. Ce rayon fictif est alors défini par une courbure fixe à laquelle on peut faire correspondre un gradient d'indice de réfraction. C'est ce gradient unique qui a été appelé gradient utile. On peut en donner la définition suivante, plus concise :

On appelle gradient utile d'indice de réfraction le gradient constant qu'aurait une atmosphère fictive produisant à une distance donnée les mêmes effets de réfraction que l'atmosphère réelle.

On peut démontrer que lorsque la variation de l'indice avec l'altitude est voisine d'une parabole (3) (ce qui est très proche de la réalité), le gradient utile est donné par la formule :

$$G = \frac{2 G_o + G_h}{3}$$

avec

G : gradient utile ;

G_o : gradient au point le plus bas de la liaison (en général le sol) ;

G_h : gradient au point le plus haut de la liaison.

Il reste à définir dans une liaison transhorizon le point le plus haut. L'expérience, en bon accord avec certaines théories dont celles des réflexions partielles, montre que presque toute l'énergie reçue au récepteur provient de la partie la plus basse du volume commun. On aura donc avantage à confondre G_h et le gradient d'indice à la base du volume commun.

A titre indicatif, et en admettant cette dernière simplification, on donne dans le tableau ci-dessous les valeurs du gradient utile d'indice de réfraction pour l'année 1956 dans la région parisienne [6] en fonction de la longueur de liaison (en supposant les aériens au sol).

Longueur de la liaison en km	Gradient utile × 10 ⁶	N ₀ - N ₁₀₀₀ (4)
200	49	43
300	48	43
400	45	43
500	41	43
600	38	43
700	36	43
800	35	43

La majorité des calculs de taux de variation de l'affaiblissement de propagation en fonction du gradient d'indice a été faite sur des liaisons de moins de 500 km en utilisant le paramètre N₀ - N₁₀₀₀, aussi il est nécessaire en toute rigueur, dans le calcul de nouvelles liaisons de procéder à certains ajustements des évaluations radioclimatiques. Cependant les liaisons à caractère utilitaire, ont actuellement des longueurs de 200 à 500 km, ce qui rend

(3) Il serait préférable de prendre un profil d'indice exponentiel plus conforme aux valeurs moyennes, mais dans ce cas les calculs conduisent à une formule plus compliquée. Le profil parabolique correspond à une très bonne approximation et conduit à une formule très simple d'emploi. Dans le cas présent, il est plus simple et aussi exact de faire les simplifications avant une intégration, que de les faire après.

(4) On appelle coindice la quantité N = (n-1) 10⁶ où n est l'indice de réfraction de l'air. Au facteur 10⁶ près le gradient d'indice est égal au gradient de coindice. La quantité N₁-N₁₀₀₀ (ou différence d'indice × 10⁶ entre le sol et la hauteur de 1 000 m) a souvent servi à évaluer « le gradient d'indice de réfraction ». De plus c'est la valeur qui a été utilisée pour le tracé des cartes de radioclimatologie adoptées par le C.C.I.R. de Los Angeles et en cours de publication.

négligeable, au moins dans les régions tempérées, la différence entre gradient moyen et gradient utile.

Par contre pour un ensemble de liaisons trans-horizon, ces erreurs se traduisent par une variation du pourcentage du temps pendant lequel le brouillage existe à très grandes distances.

3. Recherche d'un autre paramètre radioclimatique

De ce qui a été exposé ci-dessus il ressort que l'étude radioclimatique n'est possible que lorsque les variations atmosphériques sont bien connues en altitude. Malheureusement, si ceci est possible pour les pays normalement équipés, il n'en est plus de même pour les autres régions du globe où existent seulement des observations au sol.

Il peut sembler séduisant de comparer les valeurs de l'indice au sol et celles de la différence $N_0 - N_{1000}$. Si les profils d'indice de réfraction étaient systématiquement exponentiels, la corrélation entre ces deux groupes de valeurs serait excellente. Des études nombreuses mais géographiquement limitées ont montré de façon indéniable l'existence d'une bonne corrélation entre les paramètres N_0 et $N_0 - N_{1000}$ [7]. Malheureusement lorsque des études semblables ont été faites pour d'autres régions cette corrélation est devenue faible, et ce qui est beaucoup plus grave, les variations des deux paramètres étudiés ont quelquefois lieu en sens inverse pendant certains mois de l'année. Dans le tableau ci-dessous on donne des exemples empruntés au Sénégal d'une part et à l'Australie (5) d'autre part.

Stations	Mois	J F M A M J J A S O N D											
DAKAR (jour)	N_0	321	340	334	341	352	366	374	379	382	377	358	339
	$N_0 - N_{1000}$	63	60	73	81	84	56	48	54	65	57	60	64
PEARCE (nuit)	N_0		344				342			339			339
	$N_0 - N_{1000}$		55				52			45			66
CHARLEVILLE (jour)	N_0		319				297			294			292
	$N_0 - N_{1000}$		24				25			24			23

De plus des valeurs presque égales pour N_0 correspondent à des valeurs très différentes pour $N_0 - N_{1000}$.

En prenant des exemples dans des valeurs mensuelles de stations australiennes on trouve :

Stations	N_0	$N_0 - N_{1000}$
Cocos Island	366	46 (nov. jour)
Rathmines	363	61 (fév. nuit)
Cloncurry	363	77 (fév. nuit)

A titre d'indication, on a donné (fig. 3) la position des stations australiennes.

(5) On doit remercier ici le « Commonwealth Bureau of Meteorology » d'Australie qui nous a aimablement communiqué ces renseignements et nous a permis de les publier.

Il est nécessaire de mettre en évidence les graves inconvénients qui résultent de l'utilisation du paramètre N_0 pour le calcul des variations climatiques dans ces exemples. La notion de coefficient de corrélation entre N_0 et $N_0 - N_{1000}$ décrit mal le phénomène. Dans les trois exemples cités le coefficient



FIG. 3. — Emplacement des stations australiennes signalées dans le texte. (La station Cocos-Island est située par 12° 11 S, 96° 50 E).

de corrélation est de l'ordre de 0,5 à 0,6 pour une année. Malheureusement à Dakar ce nombre englobe deux familles de périodes correspondant à deux valeurs du coefficient de corrélation voisines de -1 puis voisines de +1.

D'une façon générale, il est indispensable actuellement d'effectuer des essais de propagation avant la réalisation commerciale d'une liaison trans-horizon. Ces essais ne pouvant durer une année complète, on les limite à une période de l'ordre d'un mois, puis en fonction des résultats obtenus on ajuste les caractéristiques des équipements pour obtenir la sécurité de fonctionnement requise.

On voit qu'à Dakar les minima annuels de N_0 et $N_0 - N_{1000}$ ne se produisent pas le même mois. Si on utilise le paramètre N_0 on peut faire une erreur prohibitive qui atteint 15 dB. Tout se passe comme si on confondait deux émetteurs de 100 W et de 3 kW. Les conséquences sur le brouillage de deux émetteurs est comparable et peut transformer le brouillage admissible dans 1 % du temps en un brouillage dans 50 %. Cependant puisque la corrélation $N_0, N_0 - N_{1000}$ est très bonne dans de nombreuses régions et inutilisable dans d'autres, il serait utile de savoir dans quel type de région il est possible d'employer le paramètre N_0 en l'absence de $N_0 - N_{1000}$, car il faut bien reconnaître que cette idée mérite d'être étudiée et il serait bien agréable d'en connaître les zones probables d'application.

4. Etude de quelques profils d'indice de réfraction

Dans un article précédent on a étudié les profils d'indice de réfraction entre le sol et 20 km d'altitude

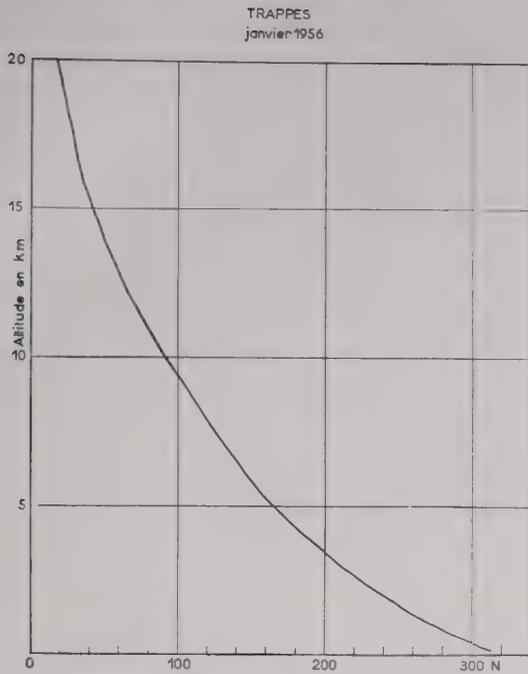


FIG. 4. — Variation du coindice en altitude pour le mois de janvier (moyennes jours et nuits).

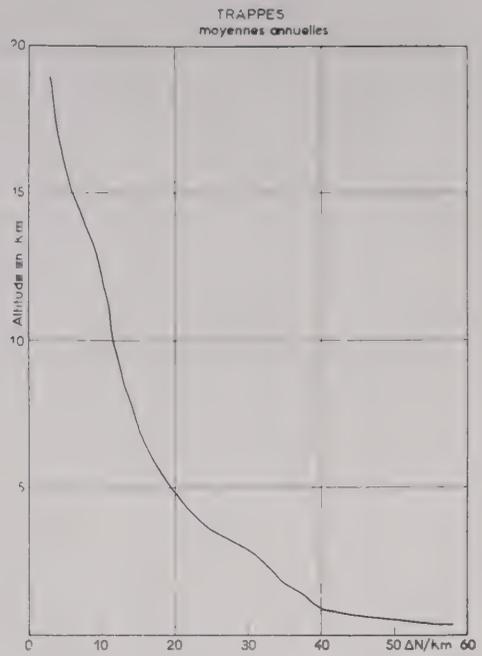


FIG. 6. — Variation de la moyenne annuelle diurne du gradient d'indice de réfraction à Trappes (près Paris).

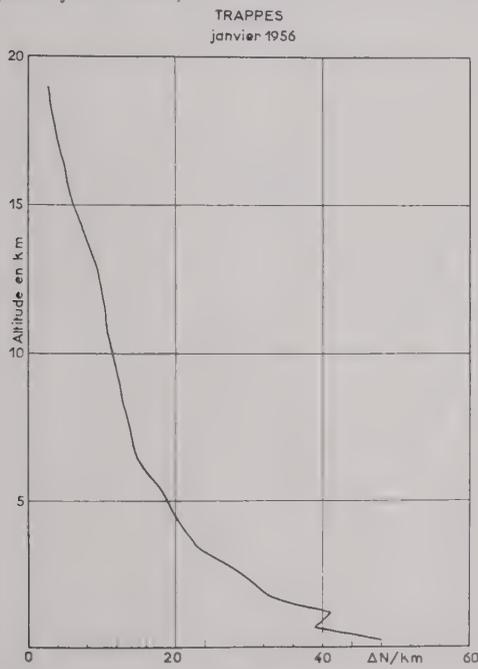


FIG. 5. — Variation du gradient d'indice de réfraction en altitude pour le mois de janvier (moyenne jours et nuits).
(Les valeurs portées sur la courbe ont été obtenues en calculant la différence de coindice entre deux niveaux successifs).

dans la région parisienne [6]. Sur les figures 4, 5, 6 on représente la répartition moyenne d'un mois et de l'année du coindice ainsi que celle du gradient annuel. La répartition quasi exponentielle du gradient montre que le profil d'indice est très proche d'une exponentielle. Dans ce cas on peut écrire avec une bonne approximation pour chaque mois et pour chaque altitude :

$$N = a \frac{dN}{dh}$$

h étant l'altitude et a une constante.

En particulier la valeur du gradient au voisinage du sol est une fonction de l'indice au sol. Les notions de corrélation dont on a parlé ci-dessus sont évidentes dans ce cas.

On considère d'autre part les renseignements

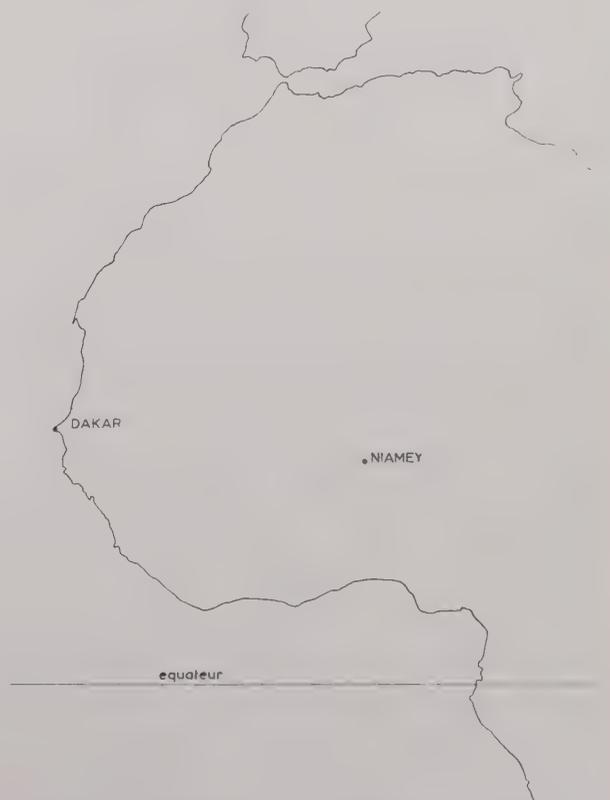


FIG. 7. — Emplacement des stations de Dakar et Niamey.

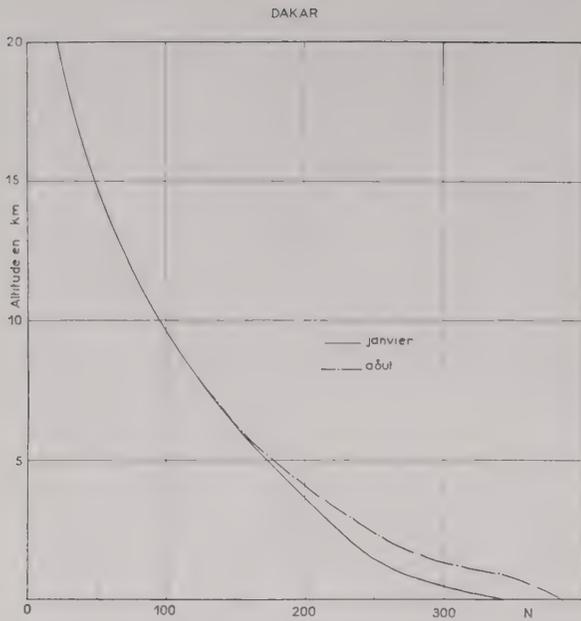


FIG. 8. — Variation du coïncide en altitude pour les mois de janvier et d'août. (Les points de mesures correspondent aux altitudes : 0 m, 1 000 m, 1 510 m, 3 170 m, 5 880 m, 9 700 m, 12 450 m, 14 200 m, 16 650 m, 17 990 m, 19 700 m).

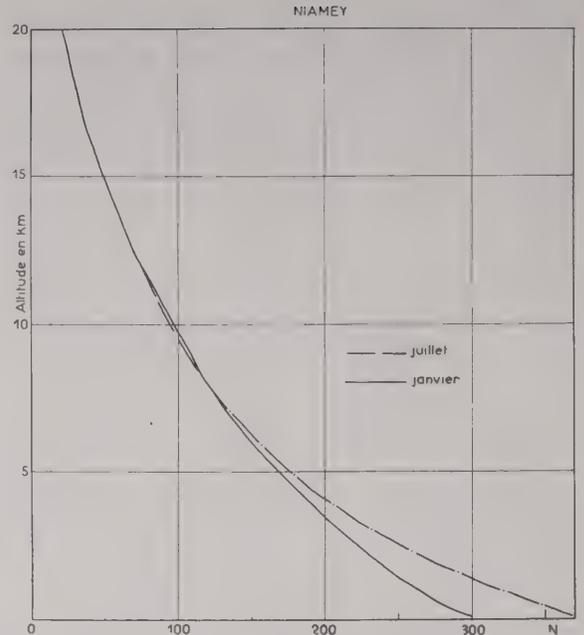


FIG. 10. — Variation du coïncide en altitude pour les mois de janvier et juillet. (Les points de mesures sont à des altitudes comparables à ceux de Dakar, à l'exception du point 1000 m pour lequel il n'y a pas de mesure).

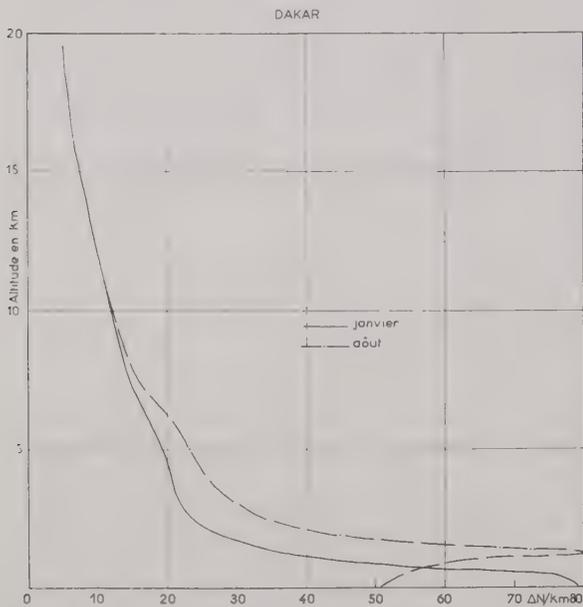


FIG. 9. — Variation du gradient d'indice en altitude pour les mois de janvier et d'août. (Cette courbe a été calculée graphiquement à partir de la précédente).



FIG. 11. — Variation du gradient d'indice en altitude pour les mois de janvier et juillet. (Cette courbe a été calculée graphiquement à partir de la précédente. L'absence de nombreux renseignements dans les basses couches ne permet pas de connaître exactement la forme de la courbe. Il existe probablement une irrégularité analogue à celle de la fig. 9).

relatifs à l'Afrique Occidentale et on étudiera successivement ceux de Dakar et de Niamey (6). (On a représenté sur la figure 7 la position de ces deux stations).

Sur la figure 8 on a représenté la moyenne du

(6) La période d'observation concerne les 4 années 1954-1957. Les valeurs publiées ici représentent les moyennes de jour (14 h TU) et de nuit (06 h TU) [8]. Le dépouillement des mesures thermodynamiques a été effectué en confondant le coïncide moyen et le coïncide calculé en utilisant les valeurs moyennes des paramètres pression, température humidité.

Cependant on a démontré dans une publication récente [9] que l'erreur ainsi faite est faible surtout dans cette région où les écarts types mensuels des variables, pression, température et humidité sont faibles ce qui est le cas pour cette région.

coïncide pour les mois de janvier et d'août à Dakar et sur la figure 9 les gradients correspondants. On remarque que si le mois de janvier présente une répartition sensiblement exponentielle, le mois d'août est très différent dans les basses couches. L'explication en est simple. Par suite de la présence de la mousson, une zone nuageuse existe en permanence au-dessus du sol et son épaisseur est peu variable au cours d'un mois d'août. Le gradient de coïncide

dans cette zone doit donc être voisin du gradient calculé pour une variation pseudo adiabatique de l'atmosphère dont la température au sol serait voisine de 30°. On trouve ainsi un gradient de l'ordre de 50 N./km qui est celui qui a été évalué par la différence $N_0 - N_{1000}$. Au-dessus de cette couche humide on voit apparaître évidemment un très fort gradient. Le phénomène est comparable dans ses effets radio-électriques à celui qui a souvent été étudié pour les zones de subsidence. A partir de quelques kilomètres la variation redevient exponentielle comme au mois de janvier et ainsi que presque toute l'année dans la région parisienne. Cette étude peut être faite pour Niamey (fig. 10 et 11) mais dans ce cas cette station est située près de la limite continentale de la zone des moussons et l'épaisseur moyenne de la couche humide est plus faible et présente une variabilité plus grande aussi : le phénomène est moins visible. A titre indicatif, sur la figure 12 on a schématisé la coupe de la zone humide sur le continent africain en août. La notion de gradient utile qui a été exposée ci-dessus



FIG. 12. — Coupe des masses d'air sur l'Afrique Occidentale à l'époque des moussons suivant un axe SW-NE.

est très utile, mais la fonction $N(h)$ bien que monotone, s'éloigne de la parabole, aussi la méthode simple déjà exposée pour l'évaluation du gradient utile, est sujette à caution.

Le calcul doit être effectué de la façon suivante : on décompose l'atmosphère en tranches horizontales telles qu'à l'intérieur de chacune d'elles le gradient puisse être supposé constant. On calcule alors les effets de la réfraction, puis on en déduit le gradient utile défini ci-dessus. On donne dans le tableau ci-dessous les gradients utiles pour deux mois différents de l'année en fonction de liaisons de longueurs variables à proximité de Dakar.

Longueur de la liaison en km	Gradient utile $\times 10^6$		$N_0 - N_{1000}$	
	janvier	août	janvier	août
200	75	52	68	52
300	74	53	68	52
400	69	55	68	52
500	66	55	68	52
600	62	53	68	52
800	55	51	68	52

Les valeurs N_0 et N_{1000} correspondent à des moyennes mensuelles de mesures faites de jour et de nuit. Les valeurs déjà publiées pour cette station (Doc. 688 du C.C.I.R. de Los Angeles) sont légèrement différentes, mais la période de mesure et la méthode de dépouillement ne sont pas les mêmes, ce qui explique ces faibles écarts.

Il est intéressant de noter dans le tableau ci-dessus la différence de la variation saisonnière en fonction de la longueur de la liaison.

Pour les régions australiennes on manque de documentation météorologique. On doit d'ailleurs considérer des phénomènes comparables à ceux d'Afrique pour les stations côtières, et des refroidissements nocturnes localisés près du sol pour les zones intérieures.

5. Corrélation possible entre l'indice au sol et le gradient d'indice

L'exemple des trois régions précédentes (Nord de la France, Afrique Occidentale, Australie) met en évidence l'impossibilité d'utiliser systématiquement la valeur de l'indice au sol comme paramètre représentatif du gradient d'indice de réfraction.

La connaissance simultanée des grandeurs N_0 et $N_0 - N_{1000}$ n'offre qu'un intérêt limité puisqu'il est plus exact d'utiliser $N_0 - N_{1000}$ au lieu de N_0 . Il est donc nécessaire d'essayer de déterminer dans quelles conditions N_0 peut être représentatif de $N_0 - N_{1000}$ afin de pallier l'ignorance fréquente des valeurs de N en altitude.

Le coindice est donné par :

$$N = a \frac{P}{T} + b \frac{c}{T^2}$$

avec les notations habituelles.

On introduit l'humidité spécifique s qui est la masse de vapeur d'eau contenue dans une masse unité d'air. (La coutume veut que cette grandeur soit mesurée en grammes de vapeur d'eau par kilogramme d'air).

$$s = K \frac{c}{P}$$

d'où

$$N = a \frac{P}{T} \left(1 + C \frac{s}{T} \right)$$

a, K, C étant des constantes.

En valeur moyenne $\frac{P}{T}$ diminue de façon monotone presque exponentiellement dans toutes les régions du globe. Les variations relatives de T sont de faible importance devant celles de P , ce qui explique la généralisation de cette loi. On peut donc écrire :

$$(1) \quad N(h) = K_1 e^{K_2 h} \left(1 + C \frac{s}{T} \right)$$

K_1 et K_2 étant des constantes caractéristiques d'un lieu et d'une époque.

Pour que $N(h) = K_3 \frac{dN}{dh}$ (K_3 étant une constante), il faut et il suffit qu'avec une bonne approximation $\left(1 + C \frac{s}{T} \right)$ soit constant ou exponentiel.

On va étudier séparément ces deux cas.

a) $\left(1 + C \frac{s}{T} \right)$ est constant

Ceci peut être réalisé de deux façons différentes :

$$C \frac{s}{T} \ll 1 \quad \text{ou} \quad C \frac{s}{T} \text{ est constant.}$$

On va étudier le premier cas. Avec les unités habituelles c'est-à-dire P en mb, s en grammes de vapeur d'eau par kilogramme d'air, T en degrés Kelvin, on trouve $C = 7,7$. Comme approximativement T est compris entre 200 et 300°K, C/T est de l'ordre de 0,03 ce qui impose $s < 10$. Mais s maximum est fonction de la température et de la pression, la condition trouvée pour s se traduit par une température inférieure à 14 °C au niveau de la mer et plus basse lorsque la pression diminue.

En se fixant une loi de variation moyenne de la température en fonction de l'altitude, on peut tracer la surface $s_{\text{max}} = 10 \text{ g/kg}$ au-dessus de laquelle $N(h)$ sera exponentiel. Sur la fig. 13 on a adopté un

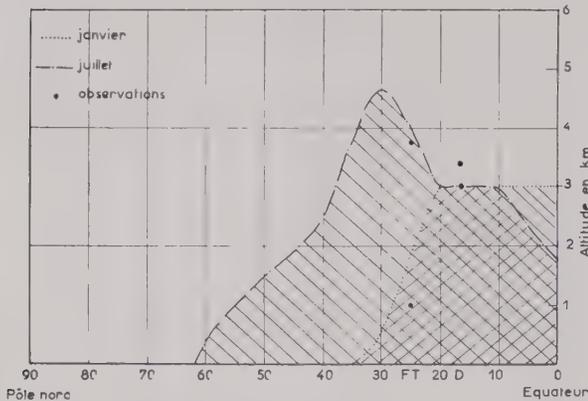


FIG. 13. — Evaluation de $N(h)$ (par la considération des humidités spécifiques), approximativement sur le méridien de Paris.

- zone où $N(h)$ est exponentiel toute l'année.
 - zone où $N(h)$ est exponentiel certains mois de l'année.
 - zone où $N(h)$ n'est presque jamais exponentiel.
- F.T. : Fort-Trinquet.
D : Dakar.

taux compris entre les décroissances de température adiabatiques et pseudo-adiabatiques, les températures du sol étant les températures moyennes mensuelles sur le méridien de Paris. Il serait préférable de calculer cette surface pour les altitudes telles que s soit inférieur à 10 g/kg dans tous les cas ou au moins dans 90 % du temps du mois considéré, mais on n'a pu réunir la documentation nécessaire à ce travail, aussi la fig. 13 ne doit être considérée que comme une première évaluation.

Lorsque $s > 10$, on doit envisager la deuxième condition : $\frac{s}{T}$ est presque constant ; or T diminue faiblement en altitude, de l'ordre de 10 % entre le sol et 3 000 à 5 000 m (au-dessus s est presque systématiquement inférieur à 10). Cette décroissance de T impose la décroissance de s . Une diminution de 10 % de s équivaut à une valeur presque constante puisque s peut prendre des valeurs comprises entre 0 et 30 environ et d'ailleurs la précision de mesure est de l'ordre de 10 %.

En admettant que les sources de vapeur d'eau soient à la surface du sol on a démontré (10) que s ne pouvait être sensiblement constant que lorsque l'atmosphère, étudiée au sens de Lagrange, était entièrement turbulente, cette condition conduit à des gradients de coindice à peine supérieurs à 20 N/km (en valeur absolue) dans les basses couches en atmosphère limpide. Ces valeurs limites ne sont atteintes que le jour : au Sahara, au centre de l'Australie en été, et probablement dans la zone continentale Sud de l'URSS. Ces zones sont très limitées sur la surface du globe.

b) $\left(1 + C \frac{s}{T}\right)$ est exponentiel. Le terme $C \frac{s}{T}$ ne pouvant pas être très grand devant 1, on admettra qu'une approximation suffisante est que $\frac{s}{T}$ soit exponentiel. Cette condition conduit pour (1) à une fonction de la forme

$$N(h) = K_1 e^{k_2 h} + K_3 e^{k_n h}$$

Pour les besoins de la physique expérimentale et compte tenu des valeurs de $K_1 \dots K_n$, on pourra admettre que cette fonction peut être représentée avec assez de précision par une exponentielle unique dans un domaine limité par h .

L'étude de l'atmosphère qui a été faite précédemment [10] (7) montre que l'existence de feuillets stable, interdit la diffusion rapide de la vapeur d'eau dans le plan vertical. S'il n'existe aucune altitude privilégiée caractérisée par la permanence de feuillets stables, la décroissance de s sera représentée par une succession de valeurs s constantes et de décroissance quasi-exponentielle. Avec une approximation éventuellement acceptable, l'ensemble de ces variations est, en moyenne, une loi exponentielle. Ces conditions sont assez souvent atteintes dans les régions tempérées ne présentant pas une advection systématique d'air humide en altitude. Il faut probablement voir là une explication des profils d'indice exponentiels à l'Est des Montagnes Rocheuses aux U.S.A., et une corrélation moins bonne entre N_0 et $N_0 - N_{1000}$ en Europe occidentale où les courants humides sont prépondérants. D'une façon générale cette condition b) est difficilement remplie.

En récapitulant les cas où les conditions a) ou b) peuvent être acceptables, on peut écrire que $N(h)$ est quasi-exponentiel dans les régions suivantes :

- 1° Les calottes polaires étendues aux zones où dans un fort pourcentage des jours de chaque mois la température au sol est inférieure à 14 °C.
- 2° Les zones tempérées durant l'hiver.
- 3° Les déserts chauds pendant le jour.
- 4° Les altitudes supérieures à la surface $s = 10 \text{ g/kg}$.

(7) A ce sujet il est intéressant de noter qu'une étude récente sur la concentration du soufre dans l'atmosphère [11] est arrivée expérimentalement à des résultats comparables qui se traduisent par une très bonne corrélation entre la quantité de soufre en suspension dans l'atmosphère et le gradient de température. Lorsque l'atmosphère est stable, la concentration de soufre est faible en altitude. Les équations sont comparables à celles de la diffusion de la vapeur d'eau dans l'atmosphère.

5° Certaines zones tempérées durant toute l'année.

Dans tous les autres cas qui représentent plus de la moitié de la surface du globe, on ne peut pas admettre a priori que le gradient d'indice en un point est une fonction de l'indice de réfraction en ce point.

On peut généraliser l'étude des zones de moussons que l'on a signalé en IV ainsi que celles des régions caractérisées par un refroidissement nocturne important et systématique.

Dans ces deux cas existe une surface de discontinuité horizontale dont l'altitude est bien définie. La vapeur d'eau est concentrée dans les basses couches soit par suite de l'impossibilité de la diffusion vers le haut en présence de couches stables (ce qui est le cas des déserts chauds la nuit et de certains océans ou mers la nuit et éventuellement le jour) soit par suite d'une advection importante et permanente d'air humide dans une épaisseur limitée de l'atmosphère (ce qui est le cas de la mousson africaine).

En résumé, il sera possible d'utiliser le paramètre N_0 comme représentatif du phénomène de réfraction dans les régions signalées ci-dessus, mais dans toutes les autres il faudra en rester à la notion de gradient d'indice de réfraction, et mieux à celle de gradient utile. Il est possible que l'on trouve expérimentalement des zones non prévues ci-dessus et pour lesquelles $N(h)$ soit exponentielle, mais il sera toujours néfaste de vouloir généraliser ces exemples.

Remarques I — Certains auteurs ont essayé de comparer la précision de la courbure des rayons calculés à partir de l'indice au sol ou à partir de $N_0 - N_{1000}$ (12). Lorsque l'angle de site augmente on constate que $N_0 - N_{1000}$ n'est pas le meilleur paramètre. Cette constatation ne surprend pas. En effet on ne saurait écrire les équations de la réfraction en ignorant le gradient d'indice sur la majorité du parcours du rayon, et comme dans les exemples choisis le profil d'indice était sensiblement exponentiel, on a fait une faible erreur en utilisant la valeur N_0 puisqu'ainsi on a utilisé implicitement les équations de la réfraction sur tout le parcours du rayon.

Remarque II — Puisque $N(h)$ est à la fois une caractéristique d'un lieu et d'une altitude on a essayé pour chaque point de mesure de calculer la valeur N_0 au niveau de la mer. Lorsque $N(h)$ est une fonction exponentielle ce calcul est acceptable, mais lorsqu'il n'en est plus ainsi le calcul est impossible et de faibles erreurs sur N_0 se traduisent par des valeurs totalement erronées pour $N_0 - N_{1000}$.

5. Autres paramètres radioclimatiques.

Les développements précédents n'ont traité que des fonctions de l'indice de réfraction considéré comme le paramètre fondamental des variations de champ électrique à grande distance. Cependant il serait vain de croire que le problème radioclimatique peut être ainsi limité. Quelle que soit la théorie que l'on adopte pour expliquer le champ reçu à grande

distance, on doit se donner un modèle d'atmosphère. Il est osé de penser que le modèle théorique ainsi choisi représente la totalité des cas d'espèce qui peuvent exister, car il ne s'agit pas de savoir si sur le calcul de 100 liaisons 99 fonctionnent correctement, mais plutôt d'assurer qu'une liaison particulière sera effectivement établie dans 99,9 % du temps. Il existe donc un paramètre local qui mesure l'écart de l'atmosphère réelle au modèle d'atmosphère théorique de la même façon que l'écart de gradient réel au gradient standard explique certaines variations.

On a essayé de mettre en évidence dans des cas particuliers le rôle de la stabilité atmosphérique évaluée par le travail nécessaire pour élever une masse unité d'atmosphère d'un niveau à un autre. Les résultats sont encore trop fragmentaires pour être généralisés. On peut simplement signaler ici qu'il existe une bonne corrélation entre la stabilité du champ et la stabilité atmosphérique [13] et également qu'il semble exister une corrélation entre la loi de distribution du champ et la stabilité atmosphérique. Malheureusement les études ne sont pas assez avancées pour que des radioclimats puissent être décelés par cette méthode.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] CHISHOLM J.H., *Transactions of I.R.E.*, Vol. CS-4, n° 1, janv. 1956.
- [2] Doc. 649 C.C.I.R. de Los Angeles.
- [3] CASTEL F. DU et MISMÉ P., *Eléments de radioclimatologie. Onde Electrique*, Tome 37, n° 368, nov. 1957, pp. 1049-1052, 9 fig., 4 réf.
- [4] BONAVOGLIA L., *Correlazione fra fenomeni meteorologici e propagazione oltre l'orizzonte sul mediterraneo. Alta Frequenza*, t. 27, déc. 1958, pp. 815-824, 5 fig. 3 réf.
- [5] MISMÉ P., La corrélation entre le champ électrique à grande distance et un nouveau paramètre radiométéorologique. *I.R.E. Transactions*, Vol. AP-6 n° 3, juillet 1958, pp. 289-292, 9 fig., 6 réf.
- [6] MISMÉ P., Essai de radioclimatologie d'altitude dans le Nord de la France. *Annales des Télécommunications*, Tome 13, n° 11-12, nov.-déc. 1958, pp. 303-310, 13 fig., 9 réf.
- [7] BEAN B.R. et THAYER G.H., Models of the atmospheric radio refractive index. *P.I.R.E.*, Vol. 47, n° 5, mai 1959, pp. 740-755, 24 fig., 24 réf.
- [8] Service Météorologique du Sénégal, Troposphère et basse stratosphère en Afrique Occidentale, janv. 1959, 61 pages, 49 tableaux.
- [9] MISMÉ P., Note Technique d'Information du C.N.E.T., n° 1.3110, sept. 1959, 6 pages.
- [10] CASTEL F. DU, MISMÉ P., VOGÉ J., Réflexions partielles dans l'atmosphère et propagation à grande distance, *Annales des Télécommunications*, tome 13, n° 9-10, sept.-oct. 1958, pp. 265-270, 10 fig., 4 réf.
- [11] NEUWIRTH R., Quelques résultats d'études chimiques de l'air en corrélation avec la turbulence atmosphérique. *Meteorologische Rundschau*, Vol. II, n° 5, sept.-oct. 1958, pp. 137-141, 5 fig., 4 réf.
- [12] BEAN B.R. et CAHOON B.A., The use of surface weather observations to predict the total atmospheric bending of radio rays at small elevation angles. *P.I.R.E.*, Vol. 45, nov. 1957, 2 pages, 3 fig., 8 réf.
- [13] CASTEL F. DU et MISMÉ P., Article à paraître dans les *Annales des Télécommunications*.

BIBLIOGRAPHIE

Tables numériques des fonctions associées de Legendre (Fonctions associées de première espèce, $P_n^m(\cos \theta)$). Deuxième fascicule : $n = -0,5 (0,1) 10$; $m = 0 (1) 2$; $\theta = 0^\circ (1^\circ) 180^\circ$. par L. ROBIN. Un vol. 21×30 cm, XII-640 pages, 3 planches (Editions de la revue d'Optique, Paris 1959). Broché : 56 NF.

Comme le traité des fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroïdales du même auteur, ce fascicule de tables fait partie de la Collection Technique du C.N.E.T. Il prolonge celui qui a été publié en 1952 sous la direction de M. L. ROBIN et qui était relatif aux intervalles $n = -0,5 (0,1) 10$; $m = 0 (1) 5$; $\theta = 0^\circ (1^\circ) 90^\circ$. Ces nouvelles tables diffèrent des précédentes en ce qu'elles contiennent davantage de décimales et les différences centrales secondes et quatrièmes, permettant l'application de la formule d'interpolation d'Everett-Laplace. C'est pourquoi elles couvrent tout l'intervalle $\theta = 0^\circ (1^\circ) 180^\circ$ et non seulement l'intervalle $90^\circ (1^\circ) 180^\circ$.

Ces nouvelles tables sont destinées aux applications qui font intervenir dans l'espace des frontières cônes ou sur la sphère des frontières circulaires ; problèmes de potentiels ou de propagation d'ondes. De tels problèmes interviennent dans des domaines très divers, géophysique, mécanique des fluides, acoustique, électricité, radioélectricité, électronique, etc. L'étude des guides d'ondes hélicoïdaux fait elle aussi intervenir des fonctions de Legendre de degré non entier.

Pour ces différents problèmes, il est nécessaire d'avoir les valeurs de ces fonctions aussi bien pour l'angle compris entre 90° et 180° qu'entre 0° et 90° .

Minutieusement contrôlés par le Laboratoire de Calcul de l'Université de Grenoble, sous la direction de M. le Professeur Kuntzmann, les calculs de ces tables doivent donner toute garantie pour leur utilisation.

Le présent volume comprend :

Un avertissement. Une note sur l'exécution des calculs avec

les indications utiles pour l'usage des tables ; on donne, en particulier, un exemple détaillé d'interpolation par la formule d'Everett-Laplace. Les courbes de niveau des trois surfaces $z = P_n^m(\cos \theta)$, ($m = 0, 1$ et 2). Les tables proprement dites de $P_n^m(\cos \theta)$ et de $T_n^m(\cos \theta)$, ainsi que celles de deux facteurs auxiliaires pour calculer $P_n^m(\cos \theta)$, par interpolation dans l'intervalle $\theta > 135^\circ$, à partir de la valeur interpolée de la fonction auxiliaire $T_n^m(\cos \theta)$.

P.A.

Fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroïdales. Tome III, par L. ROBIN. Un vol. 16×25 cm, VIII + 289 pages. Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. (Gauthier-Villars, Paris 1959). Broché : 55 NF. Cartonné : 60 NF.

Avec la parution de ce livre s'achève la publication d'un traité complet, dont les tomes I et II ont été analysés dans cette revue en février 1958 et en mars 1959.

Le tome III est consacré aux formules d'addition et aux zéros des fonctions de Legendre de type général (d'indices quelconques), aux applications de ces fonctions, aux solutions de l'équation de Laplace dans le cas de données présentant une symétrie de révolution, aux polynômes et fonctions de Gegenbauer (ou ultrasphériques) qui généralisent les polynômes et fonctions de Legendre et se ramènent aux fonctions associées de Legendre, et aux fonctions sphéroïdales. Une première annexe est consacrée aux fonctions de Bessel sphériques et une deuxième donne la liste des nombreuses tables numériques de fonctions de Legendre. Un index alphabétique termine l'ouvrage.

Ce traité, facile à consulter, riche en références bibliographiques accompagnées d'analyses critiques, rendra les plus grands services aux chercheurs et aux calculateurs, de même que les tables de fonctions associées de Legendre (Editions de la Revue d'Optique) calculées pour le C.N.E.T. sous la direction de M.L. ROBIN.

P.A.

COMMUNIQUÉS

COURS D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

A l'intention des ingénieurs et des techniciens ayant une culture scientifique suffisante, l'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD organise un nouveau cycle de cours sur les circuits passifs et actifs, leurs fonctions fondamentales et leurs applications dans les différentes industries.

Ces cours auront lieu à l'ISEN toutes les deux semaines, le lundi de 14 à 18 h 30, à partir du 1^{er} février prochain jusqu'au 13 juin 1960.

Ils seront suivis d'une semaine complète de travaux pratiques en laboratoire ;

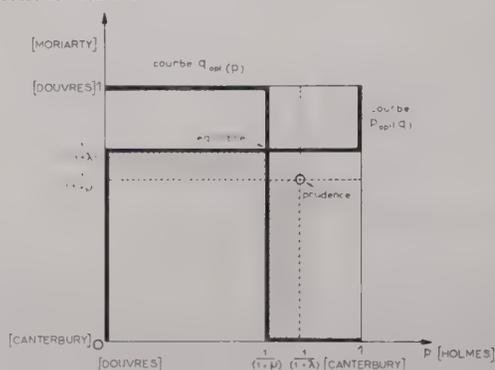
Le programme détaillé et les modalités de participation seront adressés sur simple demande formulée auprès du Secrétariat de l'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD, 3, rue François-Baès à Lille. Tél. 57-23-77.

ERRATUM

Quelques aspects théoriques et pratiques des jeux de stratégie, par J. Bouzitat. L'Onde Electrique décembre 1959, pages 913 et suivantes.

La figure illustrant le paragraphe 4.6. (Analyse d'une situation typique : Sherlock Holmes et Moriarty) aurait dû être placée page 931 première colonne.

D'autre part, nous reproduisons ci-dessous la figure avec ses proportions exactes.



N.B. — La figure est relative au cas $\lambda < \mu$ avec $\lambda = \frac{1}{3}$ et $\mu = \frac{3}{5}$

OFFRES D'EMPLOI

O. 134 C. — Sce. Rech. Scientif. Régie Renault demande ingénieur expérim. p. étude, construct. et éventuel. mise au pt appareillage spéc. de labo. de Physique, Mécanique et Chimie gén. et appliq. Ecrire en précisant expérience, à Renault, Direction Personnel Ingénieurs, *Annonce réf.* 871, Billancourt.

O. 135. — Un poste de Conservateur-adjoint au Musée du Conservatoire National des Arts et Métiers est actuellement vacant. La nomination sera faite après un concours sur titres dont la date n'est pas encore fixée.

Les candidatures doivent être adressées au Directeur du Conservatoire National des Arts et Métiers, 292 rue Saint-Martin, Paris 3^e, avec un relevé des titres et des diplômes (écoles supérieures d'ingénieurs, licence ès sciences, etc.) et un curriculum vitae. La préférence sera donnée aux candidats possédant des qualifications en mécanique industrielle ou électricité.

Après un an de stage, le candidat choisi peut être titularisé avec reclassement éventuel pour services militaires. Traitement indices bruts : 300 à 685, plus indemnités habituelles.

O. 136 C. — IMPTE SOCIÉTÉ FRANÇAISE SPÉCIALISÉE EN COMMANDES — TÉLÉCOMMANDES ET SIGNALISAT. ÉLECTRIQUE, Paris rech. pr son SERVICE TECHNIQUE INGÉNIEUR DE RECHERCHES. Diplômé A. et M. et E.S.E. ou Format. Supér. équival. 30-32 a. dispos. tr. bnes conn. théoriques ÉLECTRICITÉ-ÉLECTRONIQUE et quelq. années expér. pratique dans industrie type : Télécommande — relais — contrôle régul. etc. SITUAT. INTÉRESS. PR CANDIDAT INVENTIF AIMANT RECHERCHE. Ecrire sous réf. LG 17 A. E.T.A.P. Etude Travail Applicat. Psychotechn. 4, rue Massenet. PARIS 16^e. DISCRÉTION ABSOLUE.

O. 137 C. — IMPORTANTE FIRME (16^e arrdt). Appareils de mesures, matériels électron. professionn. (importat. U.S.A.) offre situat. STABLES à quelques INGÉNIEURS TECHNICO-COMMERCIAUX bne expérience laborat. électronique indispensables. Connaiss. d'Anglais nécess. Age 30-40 a. Ecr. à N 83.574 CONTESSE. Publicité, 20, av. Opéra Paris (1^{er}) q. tr.

L'ouvrage de base attendu par tous les ingénieurs et techniciens des télécommunications :

FAISCEAUX HERTZIENS ET SYSTÈMES DE MODULATION

par

L. J. LIBOIS

*Ingénieur des Télécommunications
au Centre National d'Etudes des Télécommunications
Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*

PRÉFACE

de

P. MARZIN

*Ingénieur Général des Télécommunications
Directeur du Centre National
d'Etudes des Télécommunications*

Un ouvrage de 512 pages 15 × 24 cm, 204 figures, de nombreuses photographies, relié pleine toile, fers spéciaux. — Prix : 62 NF plus port s'il y a lieu.

————— Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris (6^e) —————

Malgré le développement considérable pris par la technique des faisceaux hertziens et des nouveaux systèmes de modulation, il n'existait jusqu'à présent, dans la littérature internationale, aucun ouvrage de base traitant l'ensemble de ces questions. Le livre que présentent aujourd'hui les Editions Chiron comble heureusement cette lacune : l'auteur y passe en revue les problèmes fondamentaux que posent aux ingénieurs l'étude, la réalisation et l'exploitation des faisceaux hertziens (qualité de transmission, spécification des systèmes, propagation des ondes, technique générale des équipements...); il y étudie également très en détail tous les systèmes actuels de transmission de l'information, depuis la modulation d'amplitude jusqu'aux procédés les plus récents de modulation codée. La question des distorsions et des bruits, dans les différents systèmes de modulation, que l'on peut considérer comme la question-clé du problème général de la transmission, fait en particulier l'objet d'études approfondies.

A ce titre, le présent ouvrage intéressera non seulement les ingénieurs et les techniciens des télécommunications, mais également tous ceux qui désirent aborder l'étude détaillée des systèmes modernes de transmission de l'information : des exemples, notamment, sont donnés sur les possibilités variées offertes par les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps.

L'auteur, qui a participé aux Conférences Internationales (C.C.I.F. — C.C.I.R. — C.C.I.T.T.) qui ont jeté les bases de la normalisation des faisceaux hertziens, a tenu en outre à rappeler les points essentiels de cette normalisation et à souligner l'importance que présente la question des spécifications de qualité.

Ajoutons enfin que chaque chapitre comporte une importante bibliographie : il y a plus de 300 références bibliographiques pour l'ensemble de l'ouvrage.

••

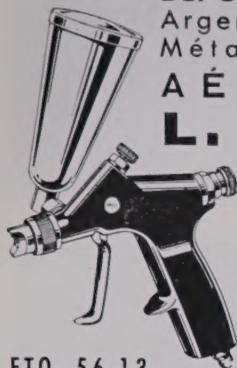
RADIO LINKS AND MODULATION SYSTEMS
by L.J. LIBOIS

The work which is published today by Editions Chiron will be welcomed by telecommunication engineers and technicians : all the fundamental problems of radio links and systems of modulation are examined in detail (transmission quality, system requirements, modulation processes, wave propagation, and general apparatus techniques...)

The various types of modulation, from amplitude to the most recent types of code modulation, are dealt with fundamentally and in detail ; the basic considerations of distortion and noise are, in particular, covered in a comprehensive manner.

It follows that this work must interest all those desirous of improving their knowledge of the theory and practice of modern transmission systems and of the very wide scope development of these systems.

————— ÉDITIONS CHIRON, PARIS-VI^e —————



DÉPÔT PAR PROJECTION FINE
Argent liquide, Barium, Sels
Métalliques, Vernis, etc...
AÉROGRAPHES
L. FISCHER

QUELQUES RÉFÉRENCES :

Alstom - Sté Electronique et d'Auto-
matisme - Philips - Thomson-Houston
Ets M.C.B. - Sté I^{re} des Condensateurs
Laboratoires de Physique de l'Ecole
Normale Supérieure, du Centre Nucléaire
de Strasbourg, etc...

ETO. 56-13

3 bis, Villa Guizot - PARIS 17^e

Dans toute l'Electronique industrielle, s'utilisent...

LES VARISTANCES

THERMISTANCES - RÉSISTANCES NON LINÉAIRES
REDRESSEURS SECS

*Pour être au fait de leur fabrication, de leurs caractéristiques,
de leurs propriétés, des circuits permettant de les utiliser, lisez*

l'ouvrage de J. SUCHET, 238 pages : 16 NF port
compris, aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6^e
C. C. P. Paris 53-35



Le Tirage et la Diffusion
de
L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par

L'OFFICE DE JUSTIFICATION

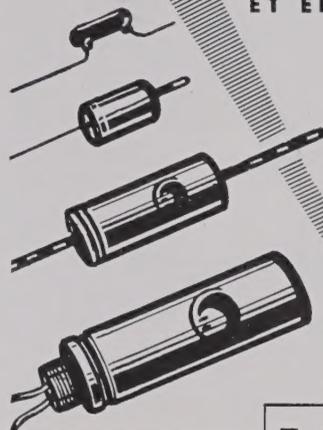
DE LA

DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ



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^e

TÉL. : OBE. 12-13 +

Agence PUBLIÉDITEC - DOMENACH

Pour gagner du temps et développer les connaissances de vos

AGENTS TECHNIQUES

voici des outils de travail indispensables :

Les Cahiers de l'Agent technique Radio et TV

R. ASCHEN. — Cahier I. Calculs et schémas des radio-récepteurs (deuxième édition)	3,90 NF
R. ASCHEN. — Cahier II. Schémas et calculs des appareils de mesure	3,90 NF
R. ASCHEN et P. HEMARDINQUER. — Cahier III. Résistances et condensateurs	5,70 NF
R. ASCHEN. — Cahier IV. Théorie et pratique de l'émission : schémas et calculs des émetteurs	3,90 NF
R. ASCHEN. — Cahier V. Théorie et pratique de l'émission (suite) : Antennes, propagation	3,90 NF
R. ASCHEN. — Cahier VI. Réglage et manipulation des émetteurs	3,90 NF

J. QUINET. — Cahier VII. Le calcul des imaginaires et ses applications à l'électricité et à la radio	3,90 NF
J. ROUSSEAU. — Cahier VIII. Caractéristiques et emplois des tubes électroniques « Rimiock »	10,20 NF
J. ROUSSEAU. — Cahier IX. Caractéristiques et emplois des tubes électroniques « Miniature »	10,20 NF
L. CHRÉTIEN. — Cahier X. L'amplification moyenne fréquence en télévision	5,10 NF
L. CHRÉTIEN et R. ASCHEN. — Cahier XI. La pratique des téléviseurs multicanaux et multistandards	3,90 NF
L. CHRÉTIEN. — Cahier XII. Télévision. L'amplification à video-fréquence	5,10 NF

Ces prix s'entendent franco, port compris.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e) — C. C. P. Paris 53-35

SYSTÈMES FRANÇAIS DE FAISCEAUX HERTZIENS TRANSHORIZON

est publié par les ÉDITIONS CHIRON

Impression des quadrichromies et couleurs par
L'IMPRIMERIE DESGRANDCHAMPS S.A.

Impression des pages en noir par l'IMPRIMERIE Marcel BON, à VESOUL

La Publicité a été réunie par R. DOMENACH

INDEX DES ANNONCEURS

- AIR ÉQUIPEMENT**, 18, rue Basly, ASNIÈRES (Seine). GRE. 45.80 P. 70
- AIRTRON (U.S.A.) Sté FENWICK**, 15, rue Fénelon, PARIS-10^e. LAM. 91.60 P. 79
- ALSTHOM**, 38, avenue Kléber, PARIS-16^e. PAS. 00.90. P. 22
- ARENA**, 35, avenue Faidherbe, MONTREUIL-sous-BOIS. AVR. 28.90. P. 77
- BAEHNI W.**, 147, rue Armand-Silvestre, COURBEVOIE (Seine). DEF. 46.54. P. 60
- BARBOTIN**, rue André-Ribaud, VIERZON (Cher). B.P. 81 Tél. 883. P. 18
- BOONTON (U.S.A.) Ets RADIOPHON**, 148, avenue Malakoff, PARIS-16^e. KLE. 32.50. P. 46
- BUREAU DE LIAISON (B.D.L.)**, 113, rue de l'Université, PARIS-7^e. INV. 99.20. P. 65-69
- CAPA (Sté Parisienne des Condensateurs)**, 6, rue Barbès, MONTROUGE (Seine). ALE. 17.43. P. 40
- COFELEC**, 128, rue de Paris, MONTREUIL (Seine). AVR. 22.54. P. 24
- Cie Générale des Condensateurs**, 10, rue de la Baume, PARIS-8^e. ÉLY. 29.54. P. 61
- C.G.E., Cie Générale d'Electricité**, 54, rue la Boétie, PARIS-8^e. ÉLY. 48.01. P. 2 et 3
- Cie FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON :**
- Groupe électronique**, 173, bd Haussmann, PARIS-8^e. ÉLY. 83.70. P. 34-35
- Groupe Semi-conducteurs**, 41, rue de l'Amiral-Mouchez, PARIS-13^e. POR. 32.74. P. 51
- C.S.F., Cie Générale de Télégraphie Sans Fil**, 79, bd Haussmann, PARIS-8^e. ANJ. 84.60. P. 6 et 7 - 74
- DELCO (U.S.A.) VISSIMEX**, 50, rue d'Anjou, PARIS-8^e. ANJ. 09.43. P. 53
- EFCO-FRANKEL**, 20, rue de Rochechouart, PARIS-9^e. LAM. 77.72. P. 73
- ELA (L'ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE)**, 98, rue Maurice-Arnoux, MONTROUGE (Seine). ALE. 45.20. P. 10
- ELECTRONIC ASSOCIATED (U.S.A.)**, 43, rue de la Science, BRUXELLES. (Belgique). P. 48
- EMPIRE DEVICE (U.S.A.) B. D. L.**, 113, rue de l'Université, PARIS-7^e. INV. 99.20. P. 69
- ETELCO (G.B.) Ets TRANCHANT**, 1, bd de Sébastopol, PARIS-1^{er}. CEN. 03.73. P. 26
- FÉRISOL (Ets GEFFROY)**, 18, av. Pierre-Vaillant-Couturier, TRAPPES (S.-et-O.). Tél. 923.08.00 +. P. 25
- FENWICK (Sté)**, 15, rue Fénelon, PARIS-10^e. LAM. 91.60. P. 79
- FISHER L.** 3 bis, Villa Guizot, PARIS-17^e. P. 83
- FRANCE NUCLÉAIRE**, 13, rue Cimarosa, PARIS-16^e. KLE. 60.00. P. 63
- FRANKEL (Ets) EFCO**, 20, rue Rochechouart, PARIS-9^e. LAM. 77.72. P. 73
- FXR (U.S.A.) RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE**, 73, avenue de Neuilly NEUILLY (Seine). SAB. 70.40. P. 21
- GENERAL RADIO (U.S.A.) Ets RADIOPHON**, 148, avenue Malakoff, PARIS-16^e. KLE. 32.50. P. 47
- GUIDE TECHNIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE**, 161, bd St-Germain, PARIS-6^e. BAB. 36.44. P. 85
- HELGO (Condensateurs)**, 93, rue Oberkampf, PARIS-11^e. OBF. 12.13. P. 83
- INTERMETALL (All.) VISSIMEX**, 50, rue d'Anjou, PARIS-8^e. ANJ. 09.43. P. 57
- INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION (U.S.A.)** P. 55
- INTERTECHNIQUE**, 80, rue Escudier, BOULOGNE-sur-SEINE. MOL. 83.20. P. 78
- LABINAL**, 126, bd Victor-Hugo, St-OUEN (Seine). ORN. 09.04. P. 43
- LELAND**, 6, rue Marbeuf, PARIS-8^e. ÉLY. 11.25. P. 44-45
- LIE. BELIN**, 41, rue Emile-Zola, MONTREUIL-sous-BOIS (Seine). AVR. 39.20. P. 52
- L.T.T., Lignes Téléphoniques et Télégraphiques**, 89, rue de la Faisanderie, PARIS-16^e. TRO. 12.71. P. 23
- MCB et VÉRITABLE ALTER**, 11, rue Pierre-Lhomme, COURBEVOIE (Seine). DEF. 20.90. P. 41
- MANUFACTURE D'ÉLILLETÉS MÉTALLIQUES**, 5, rue de Dunkerque, PARIS-10^e. BOL. 67.39. P. 40
- MICRO MONACO**, bd du Bord-de-Mer, MONACO. P. 39
- OHMAG (BAEHNI, Suisse)**, 147, rue Armand-Silvestre, COURBEVOIE (Seine). DEF. 46.54. P. 60
- OTTAWA.** P. 75
- PERÉNA**, 16, bd de Charonne, PARIS-20^e. NAT. 30.93. P. 68
- PHILIPS ÉMISSION**, 126, avenue Ledru-Rollin, PARIS-11^e. VOL. 23.09. P. 82
- PHILIPS INDUSTRIE**, 105, rue de Paris, BOBIGNY (Seine). VIL. 28.55. P. 36
- PHILIPS HOLLANDE EINDHOVEN (Pays-Bas).** P. 50
- PLESSEY (G.-B.) R.T.F.**, 73, avenue de Neuilly, NEUILLY-sur-SEINE. SAB. 70.40. P. 20
- POLARAD Electronic Corporation (U.S.A.)**, Bureau de Liaison, 113, rue de l'Université, PARIS-7^e. INV. 70.40. P. 65
- QUARTZ ET SILICE**, 8, rue d'Anjou, PARIS-8^e. ANJ. 17.36. P. 76
- QUENTIN (Ets)**, 2, rue Hoche, Ermont (S.-et-O.). Tél. 19.91 Eaubonne P. 80
- RADIAC**, 79, rue du Faubourg-Poissonnière, PARIS-9^e. PRO. 39.51. P. 56
- RADIALL**, 17, rue de Crussol, PARIS-11^e. VOL. 71.90. P. 58
- RADIO ÉQUIPEMENTS**, 65, rue de Richelieu, PARIS-2^e. RIC. 49.88. P. 27 à 33
- RADIOPHON (Ets)**, 148, av. Malakoff, PARIS-16^e. KLÉ. 32.50. P. 81
- RADIOTECHNIQUE (La)**, 130, av. Ledru-Rollin, PARIS-11^e. VOL. 23.09. P. 49-68
- R.F.L. (U.S.A.) Ets RADIOPHON**, 148, av. Malakoff, PARIS-16^e. KLÉ. 32.50. P. 38
- R.F.T. ROHRENWERKE**, Abt. E, BERLIN - Obershöneweide - Ostendstrasse 1/5 - République Démocratique Allemande. P. 72
- RIBET DESJARDINS**, 13 à 17, rue Périer, MONTROUGE (Seine). ALE. 24.40. P. 67
- R.M.B. (Suisse) BAEHNI**, 147, rue Armand-Silvestre, COURBEVOIE (Seine). DEF. 46.54. P. 60
- RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE**, 73, av. de Neuilly, NEUILLY-sur-SEINE. SAB. 70.40. P. 20 et 21
- RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES (R.T.I.)**, 134, avenue Malakoff, PARIS-16^e. PAS. 08.36. P. 11 à 15
- S.A.C.M., Sté Alsacienne de Constructions Mécaniques**, 69, rue de Monceau, PARIS-8^e. LAB. 60.50. P. 86
- SAFCO TRÉVOUX**, 44, av. du Capitaine-Glanner, St-OUEN (Seine). ORN. 59.09. P. 37
- S.A.I.P.**, 38, rue Gabriel-Crié, MALAKOFF (Seine). ALE. 87.20. P. 16
- S.A.T. (Sté Anonyme de Télécommunications)**, 41, rue Cantagrel, PARIS-13^e. POR. 37.29. P. 8 et 9
- SECRÉ Ets**, 214, faubourg St-Martin, PARIS-10^e. P. 62
- S.I.C.**, 107, rue Bellevue, COLOMBES (Seine). CHARlebourg 29.22. P. 71
- SIEMENS**, 128, rue du Faubourg St-Honoré, PARIS-8^e. P. 54
- SILVERS LABORATORIES (Suède) Ets RADIOPHON**, 148, avenue Malakoff, PARIS-16^e. KLE. 32.50. P. 18
- STATHAM (U.S.A.) TECHNIQUE ET PRODUITS**, 62, rue Lafayette, PARIS-9^e. PRO. 54.25. P. 42
- STEAFIX**, 17, rue Francœur, PARIS-18^e. ORN. 59.89. P. 59
- TECHNIQUE ET PRODUITS**, 62, rue Lafayette, PARIS-9^e. PRO. 54.25. P. 42
- TERNOIS (Sté Industrielle du)**, St-MICHEL-DU-TERNOIS (Pas-de-Calais). SAB. 84.75. P. 52
- TEXAS INSTRUMENTS (U.S.A.) FRANCE NUCLÉAIRE**, 13, rue Cimarosa, PARIS-16^e. KLE. 60.00. P. 63
- THOMSON-HOUSTON (C.F.T.H.)**, Groupe Electronique, 173, bd Haussmann, PARIS-8^e. ÉLY. 83.70. P. 34-35
- THOMSON-HOUSTON (C.F.T.H.)**, Groupe Semi-Conducteurs, 41, rue de l'Amiral-Mouchez, PARIS-13^e. POR. 37.24. P. 51
- TRANCHANT ETELCO**, 1, bd Sébastopol, PARIS-1^{er}. CEN. 03.73. P. 26
- TRANSCO (Cie des Produits Élémentaires)**, 7, passage Charles-Dallery, PARIS-XI^e. VOL. 23.09. P. 64
- T.R.T.**, 88, rue Brillat-Savarin, PARIS-13^e. POR. 69.45. P. 4 et 5
- UCLAF Laboratoires Roussel**, 35, bd des Invalides. SOL. 97.68. P. 66
- VEDOVELLI**, 10, rue Jean-Macé, SURESNES (Seine). LON. 53.95 +. P. 58
- VISSIMEX**, 50, rue d'Anjou, PARIS-8^e. ANJ. 09.43. P. 53-57
- VARIAN R.T.I.**, 134, av. Malakoff, PARIS-16^e. PAS. 08.36. P. 11 à 15
- WESTINGHOUSE**, 18, rue Volney, PARIS-9^e. RIC. 17.51. P. 17

JUST OUT

IN 4 LANGUAGES

FOR THE

COMMON MARKET

FRENCH - ENGLISH
GERMAN - ITALIAN



PRICE: **5.500 F**
(TAXES INCLUDED)

FRANCO - FRANCE
AND FRENCH-UNION
MAILED IN SPECIAL PACKING **6.100 F**

1.100 PAGES (AGAINST
680 PAGES IN 1957)
SOLID SERVICEABLE
4-COLOUR COVER.

750 COLOUR PAGES
WEIGHT 4,250 kg

This is THE SECOND ISSUE OF THE *Buyer's Guide*
TO THE FRENCH ELECTRONICS INDUSTRY

- COMPREHENSIVE DIRECTORY OF FRENCH ELECTRONIC ACTIVITIES : ADDRESSES OF ALL FIRMS AND ADMINISTRATIONS.
- OVER 100 PAGES DEVOTED TO MANUFACTURERS AND SUB-CONTRACTING FIRMS.
- 600-PAGES SHORT-FORM TECHNICAL CATALOGUE LISTING ALL AVAILABLE PRODUCTS.
- 2,000 GENERIC PRODUCTS SECTION.
- NEW FEATURES : ACHIEVEMENTS OF THE FRENCH ELECTRONICS INDUSTRY, PROFESSIONAL STRUCTURE, INFORMATION AND LITERATURE, ETC.

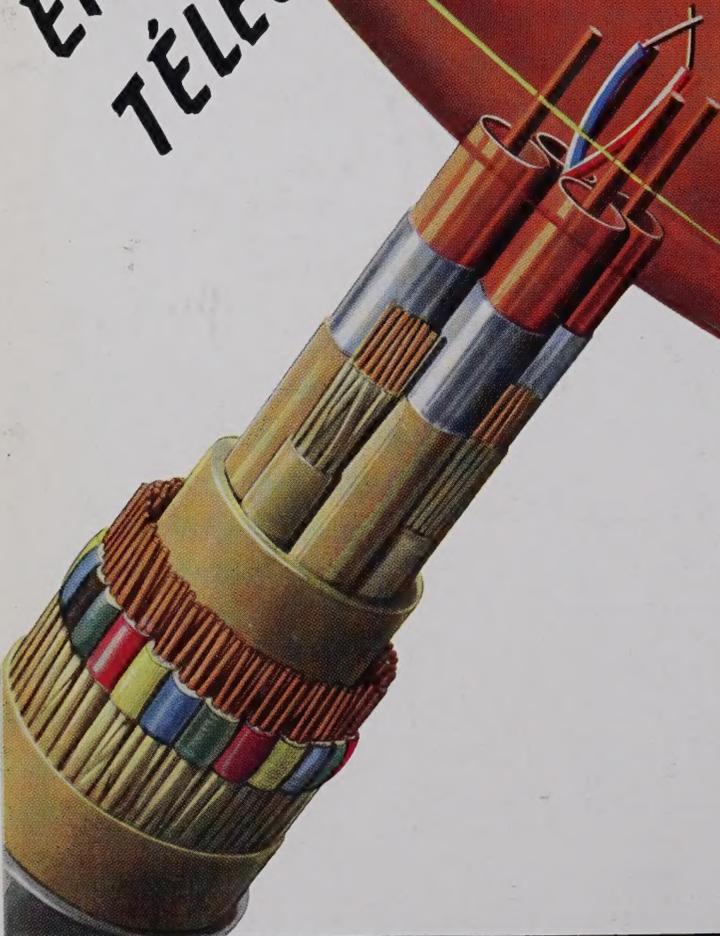
This new issue, completely brought up to date and considerably augmented, comes out on the eve of the Common Market. It provides, for our **European Partners**, the most comprehensive comparative source of information, and this, **in their own language**, constituting what is without any doubt, a complete summary of every industrial product manufactured by **the French Electronics and allied products Industries.**
(Materials, Components, Equipment)

This major publication (the second issue is twice as considerable as the first one) is **the first 4-language routine reference work, devoted to a single industry, to be specifically compiled on a Common Market basis**, for the benefit of Engineers, procurement departments and Civil and Military users of electronic equipment.

GUIDE TECHNIQUE DE L'ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE

PUBLISHERS : PUBLICITE ET EDITIONS TECHNIQUES, 161, BOULEVARD SAINT-GERMAIN - PARIS-6° • LIT. 79-53 and BAB. 13-03

ÉNERGIE NUCLÉAIRE
TÉLÉCOMMUNICATIONS
ÉLECTRONIQUE



SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉNERGIE NUCLÉAIRE • TÉLÉCOMMUNICATIONS • ÉLECTRONIQUE

69. RUE DE MONCEAU. PARIS 8^e LAB. 60-50

Giorgi