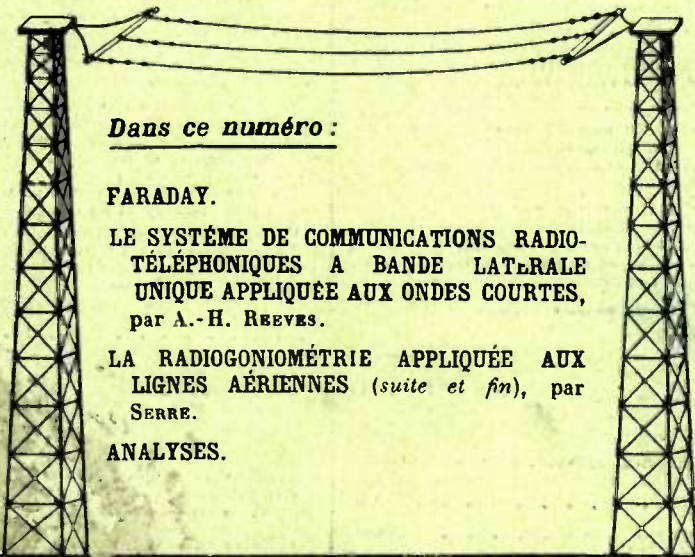


L'ONDE ELECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

(Télégraphie, Téléphonie, Télévision, etc...)



Dans ce numéro :

FARADAY.

LE SYSTÈME DE COMMUNICATIONS RADIO-
TÉLÉPHONIQUES A BANDE LATÉRALE
UNIQUE APPLIQUÉE AUX ONDES COURTES,
par A.-H. REEVES.

LA RADIOGONIOMÉTRIE APPLIQUÉE AUX
LIGNES AÉRIENNES (*suite et fin*), par
SERRE.

ANALYSES.

PUBLIÉ MENSUELLEMENT PAR LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

E. CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine - PARIS (VI^e)

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par les Amis de la T. S. F.

ABONNEMENT D'UN AN
France..... 60 fr.
étranger { tarif faible . 70 fr.
tarif fort... 80 fr.

Etienne CHIRON
ÉDITEUR
40, rue de Seine - PARIS
CHÈQUES POSTAUX: PARIS 53-25

PRIX
DU NUMÉRO : 6 fr.
Tél. : LITRÉ 47-49

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Adresser la correspondance administrative et technique au

Secrétariat de la S. A. T. S. F.

Bureau 216

26, rue de la Pépinière - PARIS (8^e)

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 1 franc par revue à toute demande.

Paiement des cotisations à

M. COLMANT, trésorier

4, rue Alfred, Clamart (Seine)

Compte de chèques postaux n° 697-38

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Amis de la T. S. F. a pour but :

- 1° De contribuer à l'avancement de la radio télégraphie théorique et appliquée, 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 des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

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, faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1000 francs, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

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

Cette publication leur est adressée gratuitement.

Toutefois les membres résidant à l'étranger doivent verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir le supplément des frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers 50 fr.
Sociétés ou collectivités. 200 fr.

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut, sur leur demande être ramenée à 30 francs

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux, la somme de 15 fr.

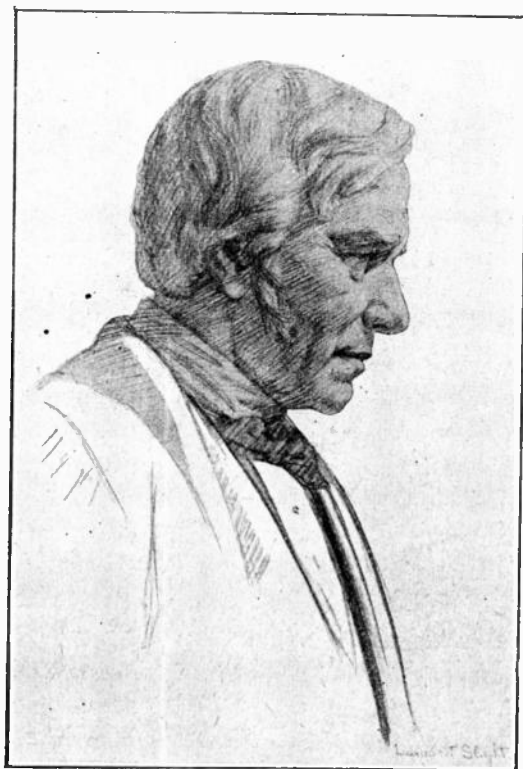
Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

MICHAEL FARADAY

1791-1867

En septembre, l'Angleterre a célébré magnifiquement la mémoire de Faraday à l'occasion du centenaire de sa grande découverte de l'induction (29 août 1831), on peut lire dans le cahier de labora-



(Extrait de *Electrical Industries*).

toire de ce génial physicien, une description précise de l'expérience qui l'a conduit à la manifestation de ce phénomène.

Sur un anneau de fer doux d'un diamètre extérieur de 6 pouces, il enroula, en deux régions nettement séparées, deux bobines de fil de cuivre. L'une de ces bobines était court-circuitée par un fil pas-

sant juste au-dessus d'une aiguille aimantée placée à trois pieds de l'anneau ; l'autre pouvait être connectée à une batterie de 10 piles. En faisant la connexion, un effet sensible était immédiatement produit sur l'aiguille qui oscillait, puis revenait à sa position initiale ; en interrompant le courant, nouveau dérangement de l'aiguille. Toutes précautions étaient prises pour assurer un isolement parfait.

On connaît les autres découvertes de Faraday : les lois de l'électrolyse, les propriétés para et diamagnétiques des corps, la polarisation rotatoire magnétique. A côté de ces phénomènes précis, établis expérimentalement par Faraday, il faut se garder d'oublier les notions nouvelles que son esprit a conçues par une sorte de divination et qui, recueillies plus tard par Maxwell, ont conduit ce dernier aux prophéties précises que Hertz devait justifier vingt ans après. C'est à Faraday que l'on doit la conception physique du champ électrique et magnétique, celle des lignes de force et celle de la propagation de ces effets avec une vitesse finie.

Chez Faraday l'homme n'est pas moins digne d'être cité en exemple que le savant ; on retrouve chez lui toutes ces qualités qui attirent la sympathie et l'affection et qui dénotent, comme chez son contemporain Ampère, un cœur aussi beau que son esprit. C'est lui qui écrivait à son ami Schonbein, professeur à Bâle : « Après tout, quoique la science soit beaucoup pour moi, nous ne sommes pas seulement liés par elle, mais par quelque chose de beaucoup meilleur dans l'homme, quelque chose de plus important dans la nature : l'affection, la bonté, les bons sentiments, la valeur morale ».

Michaël Faraday naquit à Londres en 1791 ; son père était forgeron et les ressources de la famille étaient très modestes. Il fut d'abord employé par un libraire chez qui il faisait le nettoyage de la boutique et les petites commissions. A quatorze ans, le libraire l'éleva à la dignité d'apprenti, ce qui lui permit de commencer son éducation scientifique par la lecture des ouvrages qu'il avait sous la main, son patron voyant d'un bon œil qu'il connut autre chose que l'aspect extérieur des livres. Il quitta le libraire pour s'engager chez un relieur qui l'apprécia au point de lui proposer d'en faire son héritier s'il abandonnait ses études dans les sciences. Cette proposition avantageuse ne détourna pas le jeune homme de sa vocation ; il avait suivi les conférences du soir de Sir Humphrey Davy à la

« Royal Institution » ; il écrivit à ce savant pour lui demander un emploi dans son Laboratoire. Davy représenta à Faraday les avantages de l'existence tranquille et sûre d'un relieur par rapport aux fonctions qu'il pouvait lui offrir : nettoyage de ses flacons. Faraday n'hésita pas et choisit cet emploi de laveur de vaisselle chimique, c'était en 1814. Davy partit bientôt avec Lady Davy pour un voyage d'études en Europe et le valet de chambre de cette dernière venant de la quitter, Faraday accepta de le remplacer. Les premiers temps furent durs, mais les choses allèrent de telle sorte qu'au retour à Londres, Faraday était considéré par Davy comme un ami.

Il prenait alors pied à la Royal Institution où il succéda par la suite à Davy, entrant dans cette lignée célèbre commencée par Davy et lui et continuée par Tyndall, Lord Raleigh, sir Joseph Thomson, Dewar, Lord Rutherford et sir William Bragg.

En 1821, Faraday avait épousé la fille d'un orfèvre, Sarah Barnard, et rien n'est plus touchant que le récit de l'affection mutuelle qui réunit les deux époux pendant toute leur existence. En 1850, déjà bien affaibli par une fatigue générale qui avait commencé à l'envahir à l'âge de 49 ans, il fit en Suisse un voyage à pied de 30 milles en une journée pour rejoindre sa femme un jour plus tôt.

Comme Ampère, Faraday était un esprit profondément religieux ; mais en contraste avec la fougue mystique et tourmentée d'Ampère, on trouve en lui une croyance tranquille et soumise : « On pourra me reprocher la faiblesse de refuser l'application au Très Haut de ces opérations mentales que je crois bonnes pour les choses de cette vie. Je suis heureux de mériter ce reproche ».

Il faisait partie d'une petite secte protestante, modelée sur les premières communautés chrétiennes, et dont tous les membres prenaient chaque dimanche un repas en commun ; les lois de sa secte défendaient l'accumulation des richesses et Faraday hésita longtemps à accepter la pension qui lui fut offerte par le gouvernement anglais en 1835.

Faraday eut de nombreuses relations avec les savants français dont il avait fait la connaissance et gagné l'affection en 1815, lors du retour de son voyage avec Davy. Il fut élu membre étranger de l'Académie de sciences et nommé en 1856 par Napoléon III, commandeur de la Légion d'Honneur. « Je suis profondément ému, remercia-t-il, de la bonté de votre Majesté, grâce à laquelle je prends une part, si petite soit-elle, à l'établissement des liens qui, je l'espère du moins, uniront à jamais l'Angleterre et la France ».

LE SYSTÈME DE COMMUNICATIONS RADIO-TÉLÉPHONIQUES A BANDE LATÉRALE UNIQUE APPLIQUÉ AUX ONDES COURTES

par A. H. REEVES, D. I. C., A. C. G. I.

SOMMAIRE. — L'auteur expose les avantages de la transmission sur bande latérale unique, particulièrement en ondes courtes, en ce qui concerne la diminution du fading et des interférences, l'élimination de la distorsion, la possibilité d'obtenir une plus grande sélectivité, et d'augmenter la puissance apparente en la concentrant dans une seule bande.

L'auteur aborde ensuite le problème de la synchronisation et ses différentes solutions. Il étudie plus spécialement la synchronisation automatique par la méthode d'un signal pilote. Suit un exposé des conditions d'établissement du projet d'un ensemble récepteur, et le compte rendu des essais comparatifs : synchronisme, qualité de la parole, rapport signal-bruit, fading, intelligibilité, stabilité, qui furent effectués au cours de l'année sur les liaisons Madrid-Buenos Aires et Madrid-Paris.

Il ressort des résultats obtenus que la transmission sur bande latérale unique est applicable aux liaisons par ondes courtes dans des conditions extrêmement satisfaisantes.

Principaux avantages du système à bande latérale unique. — La théorie de la téléphonie à bande latérale unique, développée durant ces dernières années, par John R. Carson, fut d'abord appliquée aux communications téléphoniques à courant porteur sur fils. Le principal avantage de cette application consistait en ce que, pour une même bande totale de fréquence utilisée, on pouvait échanger deux fois plus de communications que par le procédé de modulation utilisant les deux bandes. Depuis, le système à bande unique a été appliqué, avec un succès complet, aux communications radio-téléphoniques à ondes longues, en particulier à la liaison commerciale New-York-Londres; d'ailleurs, il est difficile de concevoir comment une exploitation simple et judicieuse peut être réalisée sans utilisation du système à bande unique, étant donné que, pour les ondes longues, il y a quelques difficultés à obtenir une courbe de résonance d'antenne laissant passer les deux bandes correspondant au spectre des fréquences de la parole.

La réduction de moitié de la bande de fréquence, obtenue grâce au système à bande latérale unique, prend une importance considérable du fait de l'encombrement sans cesse grandissant des diverses voies de l'éther.

Un autre avantage est l'augmentation du rendement due à la suppression de l'onde porteuse et d'une bande.

Avec les tubes à grande puissance utilisés actuellement, le facteur qui limite la puissance de sortie du récepteur est la valeur maxima du courant ou de la tension sur les plaques du tube du dernier étage du transmetteur.

Si l'on tient compte de ceci, il peut être facilement démontré que, pour une puissance maxima donnée, on peut obtenir, par l'emploi du système à bande latérale unique, pour l'antenne, un gain maximum de 9 décibels en ce qui concerne le rapport signal bruits-parasites. Une courte analyse expliquant ces résultats est faite à l'appendice 1.

Un gros avantage, particulièrement remarquable dans le cas des transmetteurs à grande puissance est la réduction de la puissance consommée quand l'onde porteuse est supprimée. Dans le cas d'un système de modulation à faible puissance suivi par des étages d'amplification haute fréquence, le dernier étage d'amplification est d'ordinaire de la classe 3, c'est-à-dire que les tubes de ce dernier étage ont une polarisation très forte; le courant anodique dans ces tubes est dès lors petit en l'absence de modulation et ne prend sa valeur maxima que durant les périodes de conversation. Il résulte de ceci une consommation de puissance considérablement moindre que dans le cas où l'on transmet l'onde porteuse, cas où le courant anodique ne change pas pendant la modulation.

Difficultés d'application aux ondes courtes. — Le système à bande latérale unique n'avait jamais été employé jusqu'ici pour les liaisons commerciales par ondes courtes. Deux raisons principales ont retardé l'application de ce procédé connu aux longueurs d'ondes employées actuellement le plus couramment.

Tout d'abord, jusqu'à ces temps derniers, l'on n'avait pas attaché beaucoup d'importance à économiser la largeur de la bande de fréquence pour les ondes courtes, étant donné que la largeur totale de la bande disponible pour des fréquences de l'ordre de 10 à 20 mégacycles p.s. est considérablement plus grande que celle qui était disponible pour les grandes longueurs d'ondes.

D'autre part, il y a une difficulté technique certaine à construire des oscillateurs locaux capables de régénérer l'onde porteuse à la réception avec un synchronisme suffisant. Si cette onde porteuse régénérée diffère de l'onde porteuse initiale de plus de 20 p. p. s., il en résulte une très mauvaise qualité de la parole, même compara-

tivement avec le niveau qualificatif commercial considéré d'ordinaire comme suffisant. Pour des fréquences de l'ordre de 60 Keycles. p:s., le problème de la synchronisation ne présente pas de difficultés et, en somme, il ne nécessite qu'une précision de l'ordre de 1/3000. On pourra obtenir aisément un bon oscillateur local à la réception conservant une fréquence stable pendant un temps très long. Quand on considère le cas des ondes courtes, on voit immédiatement que le problème est beaucoup plus ardu. Pour des ondes de l'ordre de 15 mètres, la précision nécessaire est de l'ordre de 1/1.000.000, ce qui représente un degré de stabilité de fréquence difficile à obtenir sur une base commerciale, même par l'emploi des procédés les plus modernes. C'est, en fait, le problème de la synchronisation qui constitue la principale difficulté technique à surmonter dans l'application aux ondes courtes du système à bande latérale unique.

Avantages de l'application aux ondes courtes. — Passons en revue quelques avantages particuliers présentés par la méthode à bande latérale unique appliquée aux ondes courtes.

Fading. — Le phénomène de « fading » peut être sommairement divisé en deux parties :

1° Le fading spectral dans lequel tous les éléments d'une bande particulière croissent et décroissent simultanément en amplitude.

2° Le fading sélectif où l'accroissement et la diminution d'amplitude ont lieu pour des fréquences diverses suivant la loi du hasard.

En ce qui concerne le fading spectral, l'affaiblissement en décibels est double dans le cas où l'on n'emploie pas d'onde porteuse régénérée (ceci peut être aisément constaté en se référant à l'équation de la tension donnée à l'appendice 1). Ceci constitue un avantage notable bien qu'il ne soit pas tout à fait aussi grand qu'il apparaît tout d'abord. Des procédés modernes dans la construction des récepteurs pour ondes courtes permettent de compenser, d'une manière très suffisante, le fading spectral. Ces procédés consistent, pour la plupart, en dispositifs permettant de contrôler automatiquement le gain du récepteur. C'est l'amplitude même de l'onde porteuse reçue qui fait varier le gain du récepteur et permet d'obtenir un niveau à peu près constant pour la parole.

Avec un bon dispositif de contrôle automatique de gain, le seul effet perceptible du fading spectral (excepté quand le phénomène est par trop prononcé) est une variation du bruit de fond. Il est certain que cette fluctuation du bruit de fond est quelquefois très gênante pour celui qui écoute et le système à suppression d'onde

porteuse, qui divise par deux cette fluctuation, présente un avantage à ce point de vue.

Distorsion. — C'est dans le cas du « fading sélectif » que les améliorations sont les plus notables quand on emploie la méthode de suppression de l'onde porteuse. Dans l'ancien procédé, la fréquence de l'onde porteuse disparaît presque complètement de temps en temps et pour des durées atteignant une $1/2$ seconde, alors que les bandes subsistent. Le courant à la sortie du détecteur étant la résultante de produits de modulation de toutes les fréquences à l'entrée, il apparaît des harmoniques de second ordre, et d'autres termes qui peuvent être considérablement plus importants que la fréquence fondamentale de la parole.

La distorsion qui en résulte est quelquefois considérable; particulièrement quand on emploie des systèmes de transmission secrète consistant, par exemple, en des inversions de fréquences. Ceci est clairement mis en évidence par l'exemple suivant :

Prenons le cas d'un système simple à inversion dans la bande de 300 à 3000 périodes par seconde, dans lequel la fréquence de 300 périodes par seconde est transmise pour celle de 2700 et vice-versa. Considérons une fréquence composante de la bande à 1900 périodes par seconde, après inversion nous devons obtenir 1.100 p.p.s., fréquence à laquelle le transmetteur sera modulé; à la réception quand le phénomène de « fading sélectif » affecte l'onde porteuse, l'harmonique 2 à 2200 p.p.s. pourra être beaucoup plus important que la fondamentale à 1100 p.p.s. Cette résultante à 2200 p.p.s. sera transformée en 800 p.p.s. par l'inverseur de réception. Nous aurons donc à la réception une faible fréquence fondamentale de 1900 p.p.s. accompagnée par une forte et indésirable fréquence de 800 p.p.s. Nous devons maintenant tenir compte du fait que l'oreille semble beaucoup moins troublée par les fréquences véritablement harmoniques, ou par les fréquences résultant de l'inter-modulation des fréquences de la parole originale, que par toute autre fréquence n'ayant pas la même relation avec la parole initiale. Cette constatation s'explique probablement par le fait que l'oreille elle-même produit de véritables inter-modulations et que comme la courbe de réponse de l'oreille est logarithmique, quelques harmoniques de plus n'ont pas beaucoup d'effet.

Quoi qu'il en soit, l'expérience a montré que tout système produisant des fréquences n'ayant pas avec la parole originale une relation harmonique exacte, introduit une telle distorsion qu'il est

impossible d'employer avec succès un dispositif d'inversion, même le plus simple, dès qu'il y a du fading sélectif.

Il est peut-être intéressant de signaler ici que pour surmonter cette difficulté sur la liaison Madrid Buenos-Aires, l'International Telephone and Telegraph Corporation de Madrid a abandonné le système simple d'inversion et emploie actuellement un déplacement de la bande de 3000 p.p.s. par rapport à l'onde porteuse. Grâce à cette méthode, le secret est maintenu, mais les harmoniques et les fréquences parasites d'inter-modulation produits dans le détecteur à la réception n'existent plus dans la bande audible. Le déplacement des bandes latérales opéré de cette manière a le désavantage de nécessiter une largeur de bande double. Les mêmes remarques s'appliquent aussi à tout dispositif de secret dans lequel des fréquences de battement sont produites à la sortie du détecteur de réception.

Augmentation de sélectivité. — Un autre problème qui n'est pas résolu par la méthode à bande unique à proprement parler, mais qui se trouve résolu en même temps, est celui de l'augmentation de la sélectivité du récepteur dans des conditions qui approchent la limite théorique. Afin de recevoir dans le système ordinaire les bandes latérales avec une qualité commerciale de la parole, il est nécessaire de transmettre et de recevoir une largeur de bande légèrement inférieure à 6 KC p.s. Pour recevoir l'intégralité de cette bande et cette bande seulement, il est nécessaire d'avoir d'abord une excellente stabilité de fréquence de l'onde porteuse, et en outre une excellente stabilité à la réception et un accord précis du récepteur. A l'heure actuelle, le meilleur récepteur commercial est établi pour une largeur de bande d'environ 8 KC p.s., une marge de 1 KC p.s. sur chaque bande latérale étant nécessaire pour parer aux légères variations de fréquence du transmetteur et aux petites modifications d'accord du récepteur. Il y a en usage beaucoup de récepteurs commerciaux à ondes courtes dont la largeur de bande est de 12 ou 13 KC ps. Il est vrai que l'augmentation de cette largeur de bande n'accroîtra pas sensiblement le niveau du bruit de fond du récepteur, étant donné que le seul bruit parasite à considérer comme il a été dit plus haut est celui résultant d'impulsions battant avec l'onde porteuse. Les impulsions espacées de plus de 3 KC p.s. de la fréquence de l'onde porteuse produisent des fréquences audibles qui peuvent être supprimées à un étage quelconque par l'introduction d'un filtre « Passe-Bas ». La réduction de la largeur de la bande de fréquences au voisinage immédiat de

la limite théorique peut réduire considérablement les interférences dues à d'autres stations, ce qui permet un espacement plus restreint entre deux voies adjacentes de l'éther.

Interférences. — Un autre avantage du système à bande unique est que l'interférence causée par une bande latérale sur un récepteur accordé sur une voie adjacente est moins gênante, en général, que les notes stables de battement produites par deux ondes porteuses voisines.

Augmentation du gain en présence du fading sélectif. — En dernier lieu, comme il est montré à l'appendice I, un gain de 3 décibels est fréquemment obtenu en ce qui concerne le rapport signal parasites.

Un système commercial. — L'objet de cet article est la description d'un des systèmes possibles de communications à bande latérale unique appliqué aux ondes courtes et l'exposé des expériences faites par les Laboratoires de l'International Telephone and Telegraph de Madrid en collaboration avec les Laboratoires du Matériel Téléphonique à Paris. Les essais ont été effectués entre la station commerciale de Pozuelo Del Rey de l'International Telephone and Telegraph près Madrid et la station réceptrice expérimentale I.M.T. de Trappes, près Paris. Il est loin de notre pensée de prétendre que les systèmes décrits ici se rapportent aux seuls systèmes possibles, ni que ces systèmes soient les meilleurs existant pour la téléphonie commerciale. Seul l'avenir pourra déterminer les mérites respectifs des diverses méthodes. Nous insistons néanmoins sur le fait, qu'un système commercial a été complètement réalisé et que les résultats obtenus ont été suffisamment heureux pour justifier l'intérêt d'une description détaillée.

Une brève description de la nature du problème affronté sera faite en donnant les raisons pour lesquelles la méthode détaillée ci-dessous a été choisie pour un premier essai. Il est à noter que dans ces expériences, la synchronisation de l'onde porteuse localement régénérée a été d'abord réalisée pendant un grand intervalle de temps. Il y a certains problèmes qui se sont posés dans ce travail et qui d'ordinaire n'apparaissent pas avec le système de transmission à 2 bandes, comme, par exemple, la réduction à un niveau assez bas des fréquences indésirables dues à l'intermodulation. Ces difficultés, quoi qu'il en soit, sont connues et ont déjà été étudiées dans les travaux faits sur ondes longues; pour cette raison nous

ne les détaillons pas ici. Le problème fondamental à résoudre dans le système à bande unique est celui de la synchronisation qui, comme nous l'avons dit plus haut, ne présente pas de difficulté pour les ondes longues alors que pour des ondes de l'ordre de 15 mètres, la solution est malaisée.

PROBLÈME DE LA SYNCHRONISATION.

Méthode utilisant les oscillateurs indépendants.

Il y a deux façons d'envisager ce problème. La première est d'employer à la transmission et à la réception des oscillateurs indépendants d'une stabilité telle que lorsqu'ils ont été réglés de manière à ne différer que de $1/1.000.000$ en fréquence, ils conservent cet écart constant pendant un temps assez long. Cette méthode, bien que de réalisation possible, soulève néanmoins quelques difficultés sérieuses de construction et de réglage, même en ayant recours aux procédés les plus modernes.

Il est bien exact qu'en utilisant les meilleurs oscillateurs à quartz actuels à une température minutieusement contrôlée, cette précision de $1/1.000.000$ a été obtenue et même dépassée aux Laboratoires du Matériel Téléphonique, mais le problème devient plus difficile dès qu'on doit maintenir ces conditions en exploitation commerciale. Les mêmes remarques s'appliquent aux autres étalons de fréquences à grande précision comme par exemple, les oscillateurs à magnéto-striction, les diapasons, les oscillateurs automatiquement contrôlés par des pendules de précision et les meilleurs oscillateurs purement électriques dont les variations de fréquence sont compensés avec précision. Certes, une solution est probablement possible par toutes ces méthodes, mais il semble malaisé de les prendre en considération dès que l'on se trouve sur un terrain commercial.

MÉTHODE DU SIGNAL PILOTE.

La seconde méthode générale consiste à utiliser un signal dit pilote, transmis en plus de la bande latérale unique et employé à synchroniser automatiquement l'oscillateur régénérant l'onde porteuse à la réception.

Considérons en détail les possibilités d'emploi de cette méthode.

Les signaux pilote peuvent être divisés en 2 classes :

1° Un signal pilote transmis seulement pendant un intervalle de temps en l'absence de parole.

2° Un signal pilote transmis de façon continue.

La première catégorie permet l'emploi de l'énergie maxima fournie par le transmetteur pour le signal, mais il a un sérieux désavantage. En effet, les intervalles pendant lesquels il n'y a pas de signal pilote sont considérablement plus étendus que l'intervalle minimum nécessaire pour assurer un contrôle suffisant de la fréquence.

En ce qui concerne la seconde catégorie, tout signal pilote doit remplir les conditions suivantes :

1° La tension maxima doit être petite, comparée à la tension maxima de la bande latérale, sinon la puissance disponible dans la bande latérale serait très sensiblement réduite, ce qui irait à l'encontre de l'un des principaux avantages du système à bande latérale unique.

2° La puissance du signal pilote ne doit pas augmenter d'une façon sensible la largeur de la bande nécessaire à la bande latérale.

Nous avons dès lors deux classes de signaux pilotes remplissant ces conditions.

a) Un signal pilote à basse fréquence, c'est-à-dire, soit une onde continue modulée à basse fréquence, soit deux ou plusieurs ondes battant ensemble à basse fréquence. Dans l'expression basse fréquence, employée ici, nous comprenons aussi la fréquence donnée par un train d'impulsions. La basse fréquence qui en résulte peut être employée de plusieurs façons. Un harmonique approprié de cette basse fréquence peut être employé, ou la fréquence des battements peut être utilisée à entraîner un moteur générateur synchrone dont la fréquence de sortie convenablement multipliée fournira ainsi le porteur local. Mais quoique la méthode soit utilisée, les étages de multiplication de fréquences rendent le système complexe et augmentent les difficultés d'exploitation ; d'autre part une petite variation de phase dans la basse fréquence entraîne quelques centaines de périodes de variation dans la haute fréquence. De plus, une note de battement dépendant de deux ou plusieurs ondes continues transmises est davantage sujette au fading spectral qu'un signal pilote à haute fréquence.

b) Un signal pilote, consistant en une ou plusieurs ondes continues à fréquence radio, employé directement pour fournir ou contrôler l'onde porteuse locale.

L'onde continue, ou les ondes continues suivant le cas, doivent être convenablement réglées sur des fréquences à peine en dehors de la bande latérale, c'est-à-dire à 300 ou 400 p.p.s. de la bande latérale de la parole. Eventuellement, une petite fraction de l'onde

porteuse originale peut-être transmise et utilisée comme signal pilote. Dans tous les cas, la puissance maxima du signal pilote doit être au moins inférieure de 15 décibels à la puissance maxima disponible à la sortie du transmetteur.

L'utilisation d'un signal de puissance si faible n'est pas difficile si on l'examine au point de vue du rapport signal parasite. En effet, étant donné que la fréquence de ce signal est relativement stable, des circuits ayant une très petite largeur de bande pourront être employés pour les déceler. La largeur des bandes nécessaires pour la bande latérale est de 3.000 p.p.s. environ, mais quand l'on choisit la largeur de bande nécessaire pour le signal pilote, on doit considérer seulement la fluctuation maxima éventuelle de la transmission de fréquences, c'est-à-dire la fluctuation pendant la période où le circuit synchronisant n'a pas le temps de reprendre une nouvelle position stable ; les fluctuations éventuelles de 15 p.p.s./sec, sont probablement une limite maxima. Par conséquent, dans le cas d'un bon transmetteur normal, si la largeur de bande nécessaire à la transmission du signal pilote est de l'ordre de 30 p.p.s., nous voyons qu'il ne s'agit là que du centième de la bande nécessaire pour la bande latérale unique.

Comme il est mis en évidence dans l'appendice 1, toutes choses égales d'ailleurs, l'énergie dissipée dans le bruit de fond, est proportionnelle à la largeur de la bande. Le rapport des énergies signal parasite, dans le cas d'un signal pilote de 20 décibels au-dessous du niveau de la bande latérale, sera pratiquement le même que celui du rapport signal parasite de la bande latérale elle-même. Comme ce dernier rapport doit être environ de 10 à 15 décibels pour une bonne qualité de la parole, il est évident que le signal pilote sera reçu dans des conditions telles que le bruit de fond n'en n'interdise pas l'utilisation.

MOYENS D'UTILISER UN SIGNAL PILOTE.

Nous allons considérer quelques manières diverses d'employer de tels signaux. Comme on l'a montré dans la fig. 1, les méthodes possibles peuvent être divisées en 2 catégories :

1° La sélection, l'amplification et l'utilisation du signal pilote, comme onde porteuse locale, soit dans le cas où une partie de l'onde porteuse originale elle-même est transmise, soit dans le cas où la fréquence audible nécessaire est ajoutée ou soustraite.

2° Le signal pilote peut être utilisé à synchroniser un signal local.

En considérant les mérites respectifs de ces deux méthodes, il

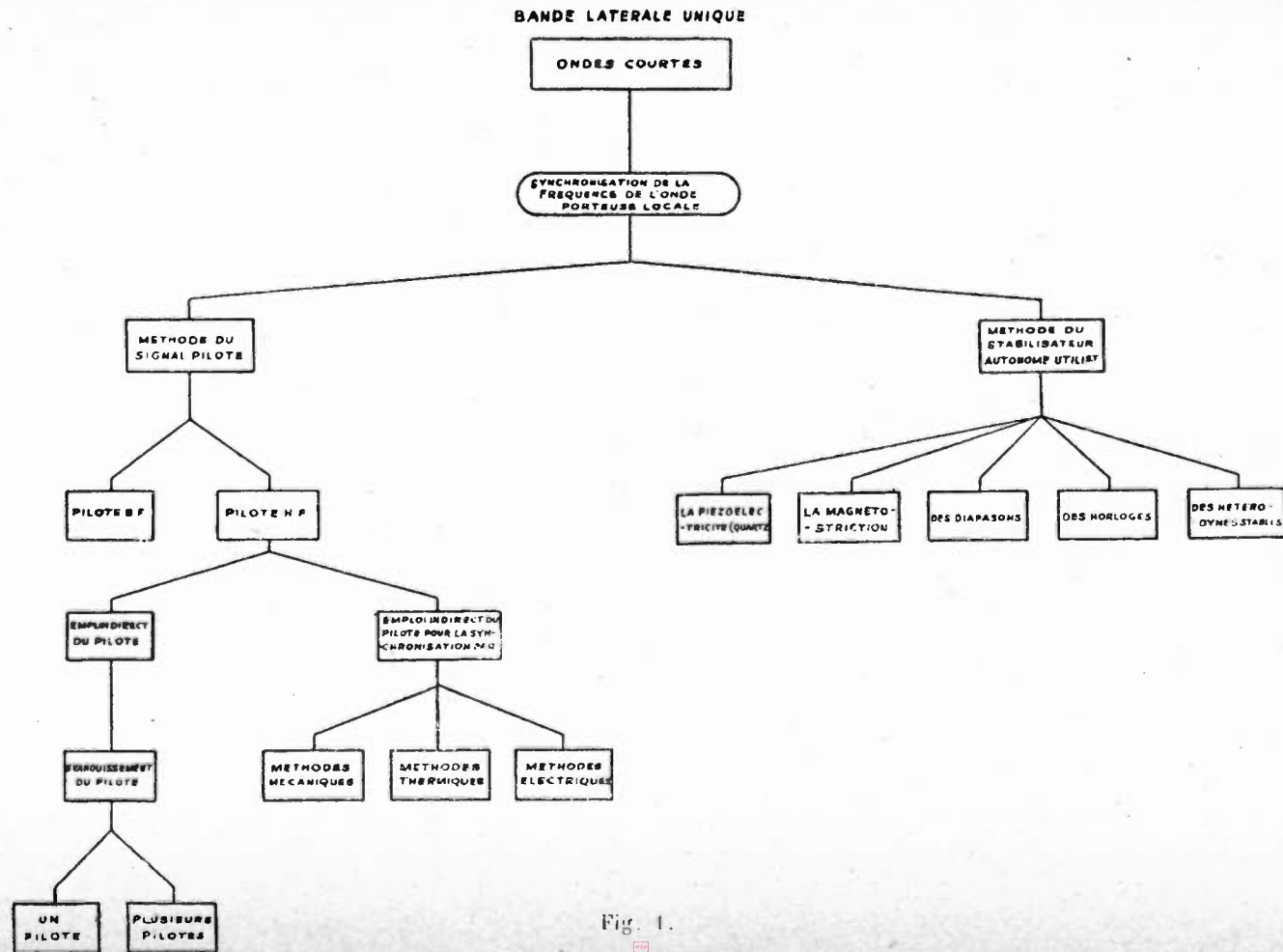


Fig. 1.

surgit un problème inhérent à la nature même des ondes courtes qui est celui du fading sélectif. Il arrivera souvent, en effet, qu'une fréquence donnée s'atténuera au-dessous du niveau des bruits pendant un temps atteignant quelquefois une demi-seconde; par conséquent si l'on emploie un seul signal pilote, il faudra introduire une constante de temps telle que l'onde porteuse locale puisse subsister à la fréquence voulue pendant les périodes du fading. En pratique, c'est la principale difficulté du problème. Quand on utilise le signal pilote directement, cette constante de temps peut prendre la forme d'un circuit résonnant de faible amortissement. Cet amortissement doit être extrêmement faible. En réalité, étant donné que la constante de temps nécessaire peut être supérieure à une demi-seconde, un tel circuit oscillant est très difficile à obtenir même quand l'élément résonnant est un cristal de quartz. En supposant qu'un tel circuit soit réalisé, il faudrait en associer un grand nombre avec des courbes de résonance se recouvrant afin de couvrir la totalité de la fluctuation de la fréquence transmise. Comme on doit considérer que cette fluctuation peut atteindre plusieurs centaines de périodes et comme la largeur de chaque courbe de résonance est plus petite qu'une demi-période, il est clair que cette solution devient encombrante et peu pratique. Une amélioration considérable peut naturellement être obtenue par l'emploi de deux ou plusieurs signaux pilote, par exemple deux signaux placés chacun à chaque extrémité de la bande latérale. Pendant une période de fading sélectif, ces deux signaux pilote s'atténueront simultanément au-dessous du niveau des bruits, seulement à de rares intervalles et pendant un temps très court. Si des dispositions spéciales sont prises, par exemple l'emploi d'un relais pour utiliser le plus grand de ces deux signaux pilote pour contrôler l'onde porteuse, la constante de temps du circuit résonnant peut être considérablement diminuée. Mais, même dans ce cas, cette solution n'est pas très pratique.

SYNCHRONISATION AUTOMATIQUE D'UN OSCILLATEUR LOCAL PAR UN SIGNAL PILOTE.

Etudions maintenant, en détail, la 2^e manière d'employer un signal pilote à haute fréquence, devant synchroniser automatiquement un oscillateur local. Dans ce cas, il est tout de suite évident que le problème de la constante de temps est considérablement simplifié et nous diviserons les méthodes possibles en trois catégories :

- 1^o Les méthodes se reposant sur des réalisations mécaniques ;
- 2^o Les méthodes employant des procédés thermiques ;

3° Les méthodes purement électriques.

Avant de rentrer dans les détails, nous examinerons l'application générale des trois méthodes, en comparant leurs avantages respectifs.

La première question, qui se pose immédiatement, est la valeur de la constante de temps nécessaire. Celle-ci dépend du nombre de signaux pilote employés. Si l'on n'en utilise qu'un seul, la constante de temps du circuit contrôlant la fréquence, doit être telle que, quelle que soit la durée de l'évanouissement du pilote, la fréquence de l'oscillateur ne varie pas de plus de 20 p. s. D'autre part, la constante de temps ne doit pas être grande au point de ne pas suivre les fluctuations de la fréquence reçue; ces dernières variations sont dues à deux causes :

1° Les variations accidentelles dues au transmetteur lui-même;

2° Les variations de fréquence dues à la voie de transmission dans l'éther.

La première catégorie de variations, avec n'importe quel transmetteur, muni d'un bon maître-oscillateur, est toujours très progressive, en fait, un taux de variation de quelques centaines de périodes par heure est le maximum qui soit actuellement toléré. Supposons une variation de 10 p. p. s., pour une durée d'une minute, comme étant la limite maxima pour ce genre de variation. A l'heure actuelle, il y a peu de données concernant le second type de variation, dont il a été question ci-dessus. Néanmoins, il est très rare que ces variations dépassent 10 p. p. s. à cause des modifications rapides de la longueur de la voie de transmission. De même, il est peu probable que cette variation de 10 p. p. s. se manifeste pendant des périodes inférieures à une ou deux secondes. Admettons une variation de 10 p. p. s. comme limite supérieure de ce genre d'altération de fréquence. Pour autant que ce dernier chiffre atteigne rarement 10 p. p. s., nous voyons immédiatement, qu'on peut en négliger les effets, quand on juge du point de vue de la qualité dite commerciale de la parole. De ce qui précède, nous sommes conduits à choisir le taux de variation de 10 p. p. s., pendant une minute, comme étant le maximum auquel sera assujettie la constante de temps du circuit contrôlant la fréquence. En nous reportant à ce qui a été dit plus haut, la constante de temps devra être telle que la fréquence ne puisse jamais varier de plus de 20 périodes, en une demi-seconde.

Il est maintenant clair qu'entre ces deux limites, un appareil peut être exécuté d'une façon satisfaisante et basé sur l'une quelconque des trois méthodes précitées (mécanique, thermique ou purement électrique). Quelques procédés mécaniques, comme par exemple la

rotation du vernier du condensateur de l'oscillateur, en concordance avec la fréquence du signal pilote reçu, peuvent être employés. En comparant un tel système avec les deux autres, il est difficile d'en voir la supériorité. En effet, il y a un certain nombre de désavantages, tels que les bruits reçus dans le récepteur venant des déclanchements de relais, bruits de moteurs, etc... Il est probable aussi, que l'entretien convenable d'un tel équipement, par des interrupteurs ordinaires, serait moins satisfaisant, ce qui n'aurait pas lieu pour les deux autres méthodes. Considérons maintenant la méthode thermique : un moyen pratique consisterait à obtenir que la fréquence pilote changeât la température de contrôle du thermostat de l'oscillateur local qui, dans ce cas, serait du type à quartz. La constante de temps thermique, obtenue par ce procédé, peut être ajustée à une valeur compatible, avec les deux limites, dont il est question plus haut. Un tel oscillateur aurait l'avantage d'être extrêmement protégé, contre les variations de fréquence, à l'exception de celle qui est voulue. En pratique, un tel système thermique peut être recommandé en tenant compte de nombreux facteurs. Le contrôle de la fréquence peut être aussi obtenu, très simplement, par des procédés purement électriques, l'un d'entre eux, décrit en détail plus loin, est le système qui a été utilisé, avec succès, pendant les essais que nous allons développer.

Du point de vue de la qualité commerciale, de la parole seulement, la supériorité d'un système de contrôle purement électrique sur les procédés thermiques, est douteuse. La véritable raison, qui a guidé le choix des Laboratoires du L.M.T., est basée sur d'autres considérations.

Raisons qui ont guidé le choix d'une méthode purement électrique.

— En considérant le développement futur probable de la radio pendant les années à venir, il est presque certain que le système de communications à bande latérale unique sera de grande utilité, non seulement pour les liaisons radio-téléphoniques, mais aussi pour la télégraphie, le fac-similé et la télévision. Nous avons dès lors pensé qu'il valait mieux commencer les essais avec un système déterminé dont les principes généraux pourraient être étendus plus tard aux applications précitées.

Dans le cas de ces applications, il n'est pas suffisant que l'onde porteuse transmise et reçue soit synchronisée avec une précision de 20 p.p.s., ceci est vrai aussi, d'ailleurs dans le cas où il est nécessaire d'obtenir une qualité de parole parfaite. Par exemple, il est essentiel

d'éviter la distorsion produite par les variations de phase et ceci ne peut être obtenu que par la synchronisation exacte des fréquences et par le maintien entre deux limites très étroites des variations de phase entre les deux oscillateurs. Cette nécessité écarte d'office toute méthode basée sur l'utilisation d'oscillateur indépendant à chaque extrémité de la liaison. Elle écarte aussi pratiquement toute méthode mécanique et thermique d'utilisation d'une voie de fréquence pilote comme nous allons l'expliquer.

Dans la transmission à ondes courtes, même quand le signal est reçu par une seule voie, les phases des composantes de la bande latérale présentent fréquemment une distorsion de part et d'autre de leur valeur normale, ceci étant dû au fait que la longueur de la voie de transmission n'est pas constante. Si la réception par plus d'une voie est écartée, il résulte simplement un retard variable entre le transmetteur et le récepteur, c'est-à-dire que la distorsion due à la variation de phase de chaque composante est directement proportionnelle à cette fréquence.

Prenons le cas d'une bande latérale large de 20 000 p.p.s. dans un spectre de 20 méga-cycles p.s. ce qui signifie que la variation de phase sera constante à 0,1 0/0 près pour toutes les composantes de la bande latérale et du signal/pilote et pourra être suffisamment bien compensée par une correction de phase à toute fréquence. Pour compléter ce résultat, il est nécessaire que la face de l'onde porteuse puisse régénérer les variations de phase du signal/pilote.

Ces fluctuations peuvent quelquefois être très rapides, en conséquence, il est essentiel que la constante de temps pour la synchronisation à la réception soit très petite, c'est-à-dire une petite fraction de seconde. L'on voit immédiatement qu'une si petite constante est sinon impossible, du moins difficile à obtenir par des procédés mécaniques ou thermiques. L'utilisation des procédés purement électriques simplifie considérablement le problème et permet d'obtenir des constantes de temps assez courtes pour satisfaire tous les cas rencontrés dans la pratique. Bien que le système employé par les Laboratoires de L.M.T. ne soit pas celui d'une synchronisation parfaite, il est basé sur une méthode purement électrique qui pourra être modifiée plus tard, quand il sera nécessaire d'obtenir une synchronisation parfaite. Une autre condition nécessaire en ce qui concerne la constante de temps, c'est de pouvoir varier tout en suivant exactement les fluctuations de phase et de fréquence. En tenant compte de la voie de transmission, la constante de temps doit être petite, mais d'autre part, pendant le fading du signal/pilote, la cons-

tante de temps doit être suffisamment longue pour que l'oscillateur garde sa puissance et sa phase entre les limites nécessaires. Ceci ne peut être résolu qu'au moyen d'une constante de temps dont la valeur de temps est changée automatiquement pendant ces atténuations de signal, cette condition particulière ne peut être réalisée que par des procédés purement électriques.

En utilisant une réalisation mécanique, nous pouvons naturellement nous arranger pour que la constante de temps soit très longue pendant le fading, par exemple, en arrêtant le contrôle du condensateur d'accord au moyen d'un débrayage; mais de tels dispositifs opèrent lentement et dans tous les cas, comme il a été dit plus haut, la constante de temps ne peut être obtenue assez courte quand le niveau du signal-pilote est élevé. Il est aussi très difficile de concevoir un système simple pour faire varier la constante de temps au moyen de procédés thermiques.

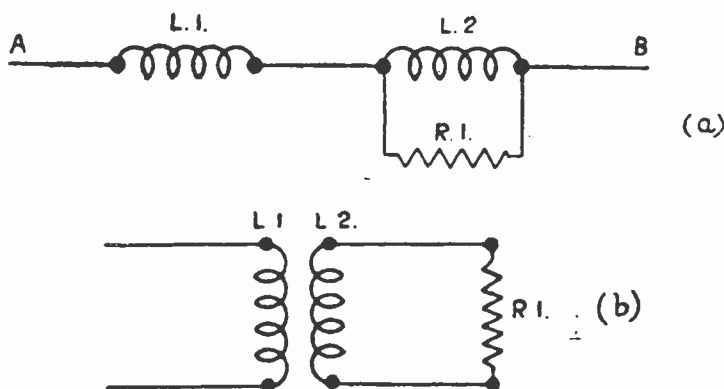


Fig. 2.

Quelques méthodes purement électriques et détail de ces dernières. — Considérons plusieurs moyens possibles purement électriques, de changer la fréquence ou la phase de l'oscillateur.

La solution la plus évidente est peut-être d'avoir un oscillateur à noyau de fer, au moyen duquel la fréquence pourrait être changée en saturant partiellement le noyau. Cette méthode, cependant, ne peut convenir qu'à des fréquences relativement basses.

Un second moyen possible serait d'utiliser le phénomène qui, en quelque sorte, caractérise n'importe quel oscillateur électrique : variation de la fréquence obtenue par un changement de polarisation de la grille. Par cette méthode, cependant, il est difficile d'obtenir

de grands changements de fréquence. La troisième méthode, celle utilisée dans ces expériences, est illustrée par la fig. 2, en 2 (a). Une petite inductance shuntée par une résistance est connectée en série avec une autre inductance. Il est clair, en se référant à l'appendice II que l'inductance résultante entre les points A et B de la combinaison dépend de la valeur de la résistance. Le même résultat s'applique évidemment aux circuits représentés en 2 (b), sauf que le coefficient de couplage entre L-1 et L-2 est égal à 1. Si L-1 est la bobine d'accord d'une triode oscillante, la fréquence de cet oscillateur dépendra de la valeur de R. La résistance R peut maintenant être remplacée par la résistance filament plaque d'une seconde triode. Dans ce cas, la fréquence de la triode oscillatrice peut être, en général, fonction de la polarisation de la grille de la triode régulatrice. C'est cette dernière méthode qui a été trouvée plus convenable, en pratique au cours des expériences ici décrites. Une triode régulatrice de faible résistance filament plaque (environ 2.000 ohms) est employée. Si la fréquence moyenne utilisée est de 500 kilocycles p/s un changement de plus ou moins 5 0/0 peut facilement s'obtenir.

La question qui se présente maintenant est de savoir de combien la fréquence doit changer. La réponse à cette question dépend évidemment du degré de stabilité de la fréquence transmise et de la fréquence moyenne de l'oscillateur de réception lui-même, qu'il est nécessaire d'assurer pendant d'assez longues périodes de temps (par exemple 3 ou 4 heures). Si un cristal piézo-électrique peut être utilisé pour stabiliser le premier oscillateur de battement du récepteur (supposé être du type « super-hétérodyne »), et si le transmetteur lui-même est d'un type à bonne stabilité, l'expérience a montré qu'il est suffisant d'envisager une variation de plus ou moins 3 kilocycles p/s dans le cas le plus défavorable.

Si la fréquence intermédiaire du récepteur super-hétérodyne (ou la première fréquence intermédiaire dans le cas d'un récepteur comprenant plus de « 2 » détecteurs) est de 500 kilocycles p/s cela correspond à une variation relative de l'oscillateur de plus ou moins 0,6 0/0 ; il est clair, par conséquent, que la méthode de stabilisation expliquée ci-dessus, permet amplement de satisfaire aux conditions requises.

La triode stabilisatrice décrite ci-dessus peut maintenant être contrôlée par la fréquence du signal/pilote. La méthode de contrôle dépend évidemment du degré de précision imposé dans le maintien du synchronisme nécessaire. Dans ces expériences, une première approximation seulement a été recherchée et le circuit

utilisé pour cela est montré sous une forme simplifiée dans la fig. 3. « A » représente l'amplificateur à haute fréquence, le premier oscillateur de battement, le premier détecteur et l'amplificateur de première fréquence intermédiaire du récepteur.

Le courant résultant de 500 kilocycles p:s à appliquer au redresseur B en combinaison avec une petite dérivation du courant produit par l'oscillateur de synchronisation C, dont la fréquence moyenne est de 504 kilocycles p:s par exemple; le débit du redresseur B est amplifié ensuite par l'amplificateur à basse fréquence D leque présente une résonance marquée à 4 kilocycles p:s. Le débit del l'amplificateur D est faiblement et également couplé aux deux

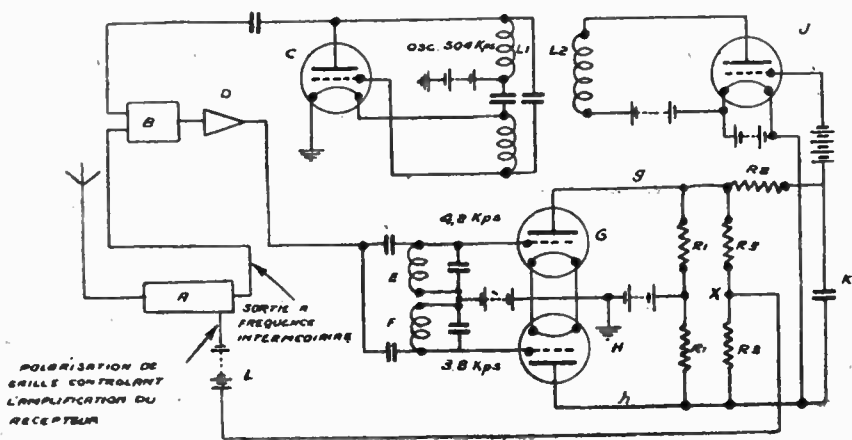


Fig. 3.

circuits E et F accordés respectivement à 4,2 et 3,8 kilocycles p:s. Ces derniers circuits sont connectés, ainsi qu'il est montré, aux grilles d'un système redresseur GH, bien équilibré. Les courbes de résonance des circuits E et F sont établies de façon que, exactement à 4 kilocycles p:s., les pertes des deux circuits soient égales et d'environ de 8 décibels plus grandes que les pertes au point de résonance. Si, dans ce cas, la fréquence propre du circuit C est exactement 504 kilocycles p:s., des tensions égales seront appliquées aux grilles par les circuits E et F, donnant ainsi une différence de potentiel nulle, entre les deux anodes du système GH.

Quand la fréquence de l'oscillateur C diffère exactement de 4 kilocycles p:s de la fréquence pilote, la différence de potentiel entre les plaques du système GH est appliquée entre les grilles et le filament de la triode de contrôle G, dont la bobine de plaque est couplée au

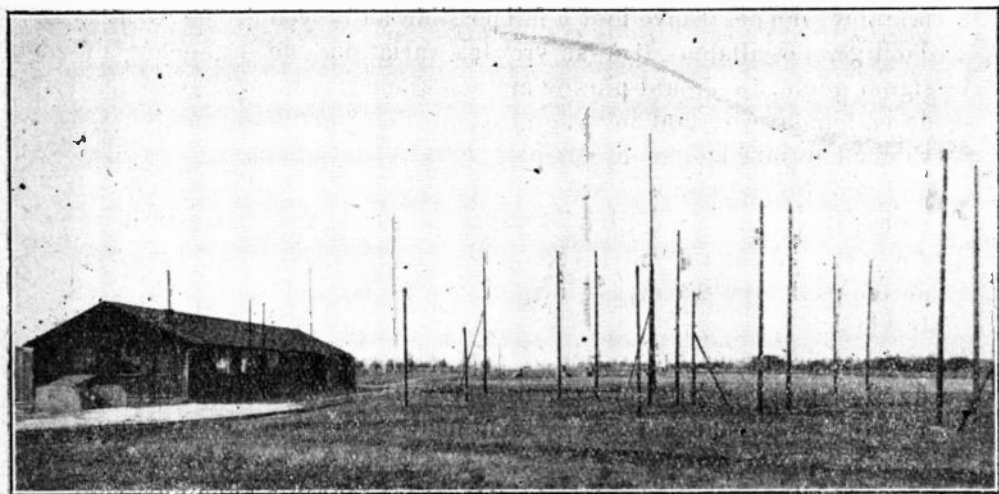
circuit oscillant de C. Supposons maintenant que, pour une raison quelconque, la fréquence de battement entre la fréquence de l'oscillateur C et celle du signal/pilote devienne légèrement plus grande que 4 kilocycles p.s., le courant plaque du redresseur G excédera maintenant celui du redresseur H, de sorte que la tension de polarisation négative de la grille de la triode J augmentera, accroissant ainsi sa résistance filament plaque, ce qui a pour effet de diminuer légèrement la fréquence de l'oscillateur C, d'où tendance, par ce moyen, à reproduire le battement original de 4 kilocycles p.s. entre la fréquence et l'oscillateur C et la fréquence pilote. Le principe fondamental de la synchronisation sera maintenant évident. En pratique, il a été trouvé tout à fait possible au moyen de ces circuits, d'obliger l'oscillateur C à suivre les variations de fréquence du signal/pilote, atteignant plus ou moins 5 kilocycles p.s. ; la fréquence de battement résultant ne différera jamais de plus de 20 p.p.s de la valeur normale de 4 kilocycles p.s. La fig. 3 explique aussi comment une constante de temps est attribuée aux circuits de synchronisation. La résistance R-2 est d'environ 5 mégohms et le condensateur K est d'environ 20 microfarads, l'ensemble donnant donc une constante de temps de 100 secondes entre le circuit GH et la grille de la triode J.

Considérons maintenant un autre fait mis en évidence dans la fig. 3, lequel constitue une condition essentielle au parfait fonctionnement du système. Il est évidemment impossible, en pratique, d'obtenir des triodes G et H dont les caractéristiques soient exactement identiques ; en d'autres termes, si les courants anodiques sont rigoureusement égaux pour un cas particulier dans lequel les tensions aux bornes des circuits E et F sont égales et d'une certaine valeur, les débits des redresseurs ne seront plus rigoureusement équilibrés quand cette valeur ne sera plus la même, quoique les deux tensions appliquées aux circuits T et F soient toujours égales. Si des mêmes caractéristiques de redresseurs pouvaient être rigoureusement obtenues, l'équilibre parfait de deux courants plaques ne pourrait pas être utilisé en pratique. Une certaine différence de tension est toujours nécessaire entre G et H, afin de provoquer la variation désirée de la fréquence de l'oscillateur C.

Si maintenant la fréquence demeure invariable, mais si le niveau du signal/pilote est accru (après une période de fading par exemple), la différence de potentiel entre G et H sera augmentée d'une certaine valeur, le résultat tendant à modifier la fréquence de C ; par exemple la fréquence de C dépendra, jusqu'à un certain point, non

seulement de la fréquence du signal/pilote, mais encore de son amplitude, ce qui doit être évité. Afin de surmonter cette difficulté due aux causes mentionnées ci-dessus, un régulateur automatique d'amplification a été ajouté. Il est simplement nécessaire qu'une différence de potentiel correspondant à l'amplitude du signal/pilote et non à sa fréquence) soit utilisée pour réduire l'amplification du récepteur de telle façon qu'une très petite variation de cette différence de potentiel provoque une variation considérable du gain du récepteur.

Afin d'obtenir ce résultat dans un circuit concrétisé par la fig. 3,



Poste et antennes de transmission.

la résistance R-3 est ajoutée et le potentiel du point médian X sera la moyenne des potentiels de G et de H. Quand la fréquence de battement est voisine de 4 kilocycles p.s, c'est-à-dire au moment où les potentiels de G et de H varient au sens inverse, mais d'une quantité presque égale, quand la fréquence varie, le potentiel de X dépendra presque exclusivement de l'amplitude du courant pilote et non pas de sa fréquence.

Le régulateur d'amplification est en fait très semblable à celui utilisé couramment pour contrebalancer les phénomènes de fading dans les récepteurs usuels utilisés par l'International Telephone and Telegraph Corporation pour le trafic au moyen d'ondes courtes.

Par ce moyen, quand le niveau du signal/pilote varie d'une valeur à peine supérieure au niveau des bruits, jusqu'à plus de 60 décibels

au-dessus de ce niveau, la tension à 4 kilocycles p.s., appliquée aux grilles E et F ne change que d'environ 10 0/0. La constante de temps de ce régulateur automatique de gain est choisie assez courte pour pouvoir suivre les phénomènes d'évanouissement les plus rapides rencontrés en pratique (en négligeant évidemment l'évanouissement très rapide à plus de 20 p.p.s. qui peut se présenter, mais qui est généralement de faible durée). Une valeur convenable pour cette constante de temps a été trouvée être d'environ 1/20 de seconde.

Il est maintenant évident que c'est seulement lorsque le signal pilote tombe au-dessous du niveau des bruits, que le contrôle continu de l'oscillateur local est défaillant. Considérons le cas où le signal pilote est réduit au transmetteur de 20 décibels au-dessous de la valeur de pointe de la bande latérale et où les conditions sont telles que le rapport voltométrique signal / bruits de la parole est de l'ordre de 3 (valeur minimum admissible pour qu'un circuit soit dit commercial); le signal/pilote au récepteur est rarement tombé en pratique au-dessous du niveau des bruits pendant plus de 1/10 de seconde et jamais, en tous cas, pendant plus de 1/2 seconde. Ces chiffres, évidemment, ne sont basés que sur des résultats obtenus entre Madrid et Paris, pendant une période d'environ 5 mois et en utilisant une longueur d'onde particulière (52 mètres) ainsi qu'un système particulier d'antenne à chaque extrémité. Il est donc difficile de dire que les chiffres ci-dessus ont un caractère général, ceci restant à être vérifié. La constante de temps du circuit contrôlant la fréquence constituée par la résistance R-2 et le condensateur K est suffisante pour bien maintenir la fréquence de l'oscillateur C dans les limites requises pendant les périodes d'évanouissement les plus défavorables d'une demi seconde.

PROJET DE L'ENSEMBLE RECEPTEUR.

Ayant obtenu une synchronisation suffisamment précise, la question suivante est le projet du récepteur. Il est clair qu'un récepteur idéal à bande latérale unique devrait tenir compte de la précision, avec laquelle il est possible de maintenir la stabilité de fréquence, afin de réduire la largeur de bande traversant les circuits à fréquence téléphonique jusqu'à sa limite théorique d'environ 3 kilocycles p.s. Ceci peut être fait plus commodément en utilisant un récepteur à triple détection, la première fréquence intermédiaire étant de l'ordre de 500 kilocycles p.s. et la deuxième fréquence intermédiaire étant voisine de 50 kilocycles p.s.

Le premier oscillateur de battement est contrôlé par un cristal, le second oscillateur étant automatiquement contrôlé par le signal pilote, d'une telle façon que la seconde fréquence intermédiaire résultante ne varie jamais de plus de 20 p.p.s. Les filtres passe-bande à 500 kilocycles p.s. ont une marge d'environ plus ou moins 4 kilocycles p.s. en plus de la largeur nécessaire au passage de la bande latérale unique et du pilote donnant ainsi une largeur de bande totale d'environ 12 kilocycles p.s. : le degré final de haute sélectivité est obtenu par un filtre passe-bande placé dans les circuits transportant la seconde fréquence intermédiaire (50 kilocycles p.s.).

Etant donné que les fréquences de la bande latérale à cet étage ont été convenablement stabilisées, ce second filtre de bande peut être réglé avec grande précision, de manière à couper exactement les deux fréquences limitant la bande latérale unique désirée. Le récepteur actuellement utilisé dans les essais décrits ici a été étudié de telle sorte, que la seconde fréquence intermédiaire est plutôt voisine de 20 kilocycles p.s. que de 50 kilocycles p.s., simplement parce que l'appareillage à 20 kilocycles p.s. était disponible immédiatement.

Le point suivant à considérer dans le projet d'un système complet de réception est celui de l'élimination, autant qu'il est possible, du fading des courants vocaux débités par l'appareil. Ainsi qu'il a été remarqué précédemment, les phénomènes de fading des ondes courtes peuvent être grossièrement divisés en deux classes : fading spectral synchrone et fading sélectif. Pendant les périodes de fading sélectif, en général, le niveau moyen à travers la totalité de la bande latérale ne change pas considérablement et le gain du récepteur devrait par conséquent, rester constant. Quand, par ailleurs, des périodes de fading spectral synchrone apparaissent, il est nécessaire de faire varier l'amplification du récepteur dans un sens tel et d'une quantité telle que le fading soit automatiquement compensé.

La meilleure méthode serait presque certainement d'utiliser deux ou plus de deux signaux pilotes ; par exemple, un signal pilote à chaque extrémité de la bande latérale unique. Le niveau moyen de ces deux signaux pilotes donnerait alors une bonne idée du niveau moyen de réception de toutes les fréquences comprises dans le spectre transmis et par conséquent de l'importance des phénomènes de fading synchrone existants.

La différence de fréquence des deux signaux pilotes pourra être choisie de telle façon que le fading sélectif ne changera pas, en général,

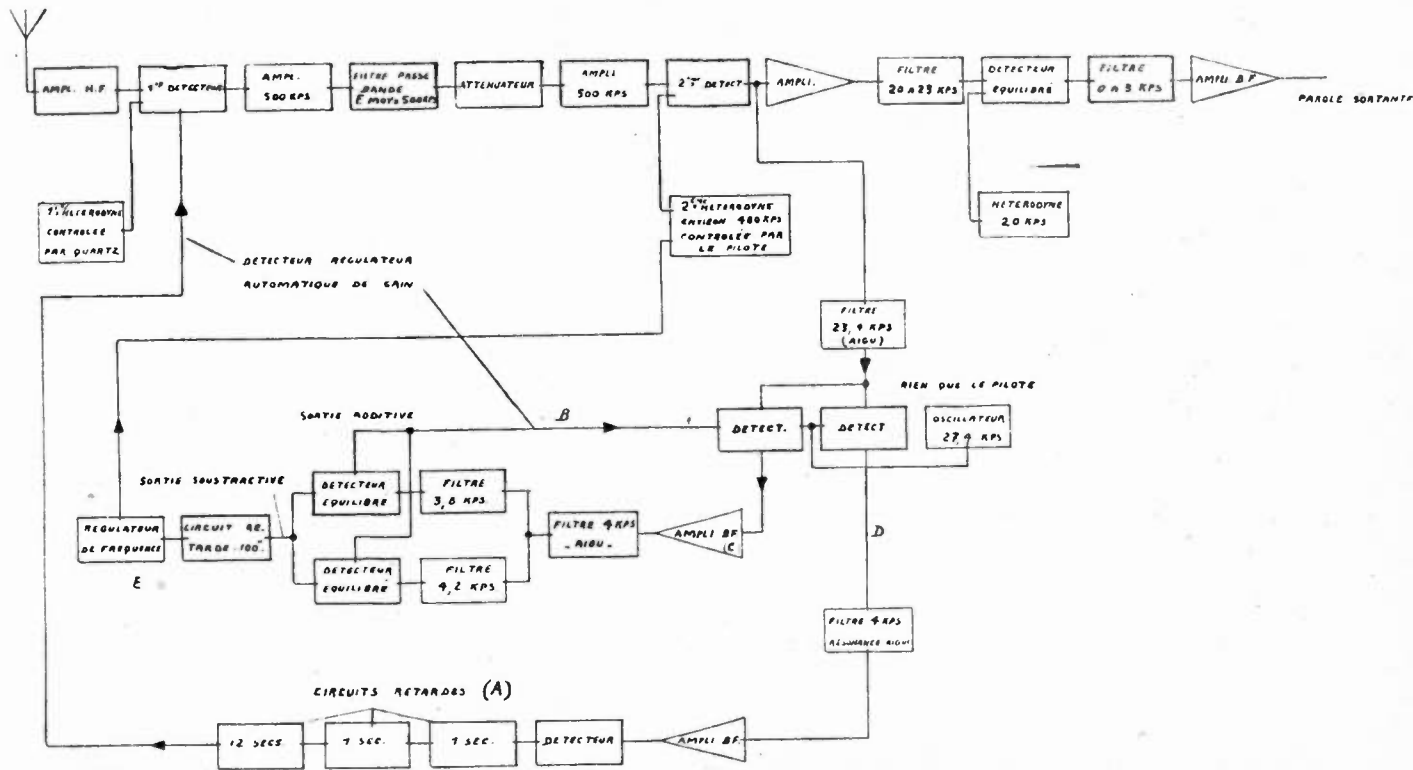


Fig 4.

leur valeur moyenne d'une quantité appréciable. Si ce dernier niveau moyen était alors utilisé pour contrôler l'amplification du récepteur utilisé pour la parole, il semble probable que le débit téléphonique moyen restera substantiellement constant dans la plupart des cas. Cette méthode, cependant, n'a pas été expérimentée dans les essais actuels. Une autre ligne d'attaque est basée sur le fait que, en général, le fading sélectif est de courte durée, alors que le fading spectral synchrone est de longue durée. Si deux régulateurs automatiques de gain sont utilisés conjointement, l'un à constante de temps courte pour le pilote exclusivement ainsi qu'expliqué ci-dessus et l'autre à constante de temps de l'ordre de 30 secondes ou plus pour la parole et le pilote, il a été trouvé qu'il en résultait un niveau de parole assez constant.

Ce moyen de maintenir le niveau de parole aussi constant que possible n'est pas parfait. Cependant, étant donné que les fadings synchrone et sélectif ont des durées différentes, la constante ne peut jamais être absolue par aucun moyen. Le diagramme du circuit complet utilisé est montré par la fig. 4. Les constantes n'ont pas, dans tous les cas, leur valeur optimum, mais sont déterminées par le matériel qui se trouvait disponible immédiatement.

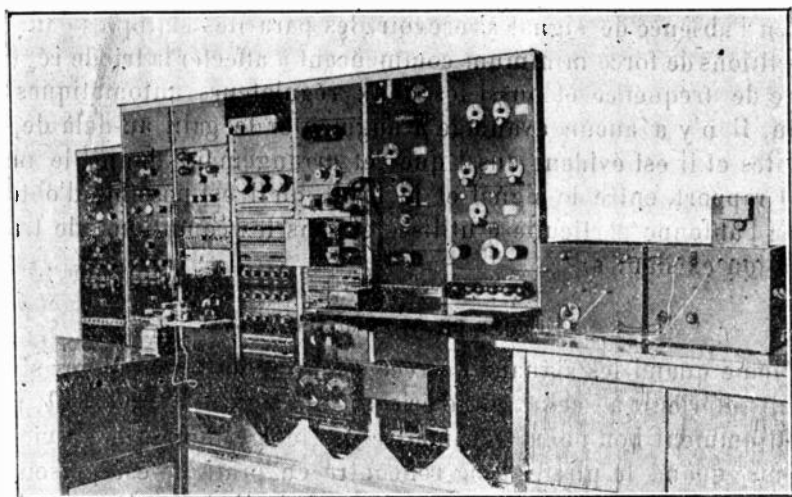
Le signal pilote utilisé correspond à une fréquence audible de 3.400 p.p.s. Les deux raisons ayant déterminé cette position du pilote sont les suivantes :

1° L'énergie maximum de la parole se tient dans la partie basse du spectre téléphonique en-dessous de 500 p.p.s.; il est cependant conseillé d'espacer, autant que possible, le pilote de ces régions d'énergie maximum. Afin d'éviter une augmentation appréciable de la largeur de bande, une distance de plus de 400 à 500 p.p.s. d'une extrémité de la bande latérale ne devrait cependant pas être excédée.

2° Le débit téléphonique obtenu à la sortie d'un récepteur ordinaire, quand on écoute un transmetteur tel que celui utilisé, donnera un spectre audible inversé et déplacé de 400 p.p.s. Un tel débit est pratiquement inintelligible, rendant ainsi le système confidentiel, quoique évidemment non absolument secret, puisqu'un détecteur oscillant dont la fréquence correcte a été réglée avec précision, pourra toujours donner une parole intelligible. La dernière objection s'applique aussi évidemment, à n'importe quelle forme simple de système secret basé sur une inversion ou un déplacement du spectre audible.

Le signal/pilote est normalement à un niveau de 20 décibels en-dessous du niveau de surcharge du transmetteur. Etant donné la

très petite largeur du spectre utilisé dans le récepteur pour sélectionner le signal/pilote, le rapport résultant signal-bruits dû au pilote est à peu près le même que celui du spectre audible, lequel est d'un niveau plus élevé de 10 décibels ou plus encore. Il est donc suffisant d'utiliser n'importe quel procédé de synchronisation ou de régulation d'amplification. La réduction nécessaire de la valeur de pointe de la bande latérale pour éviter la surcharge inhérente à la présence du pilote est très petite (de l'ordre de 0,1 décibel), de sorte que, pratiquement, le gain total consécutif à l'adoption du système à bande latérale unique est obtenu.



Vue générale du récepteur.

Les régulateurs automatiques d'amplification sont similaires à ceux déjà utilisés dans les récepteurs commerciaux d'ondes courtes réalisés dans les Laboratoires Bell, et l'International Telephone and Telegraph. Le fonctionnement consiste simplement en un accroissement rapide de la tension de polarisation de grille d'un détecteur ou d'un amplificateur dans le premier étage du récepteur. Dès que le courant continu débité par le dernier détecteur devant être contrôlé excède une certaine limite prédéterminée, un changement correct de la polarisation grille réduit le gain de la triode choisie jusqu'à ce que le niveau final atteigne à nouveau la valeur correcte. Dans chaque cas, entre le détecteur de sortie et la triode dont le gain est contrôlé, on a intercalé un circuit à constante de temps d'une valeur appropriée à la fonction particulière à remplir.

Les circuits A de la fig. 4 sont constitués par trois cellules afin de donner une relation correcte entre la tension de sortie de l'amplification et le temps, cette courbe étant plus satisfaisante que celle pouvant être obtenue avec une seule cellule. Les amplifications des divers détecteurs et amplificateurs sont réglées de telle façon que la composante principale du bruit de fond dans le débit téléphonique terminal est due au circuit de grille du premier amplificateur haute fréquence ; et l'antenne est telle que, sauf circonstance anormale, la principale composante de ce bruit de circuit première grille est occasionnée par des parasites statiques. La même remarque s'applique au circuit du signal/pilote. Les amplifications sont telles qu'en l'absence de signal à recevoir, les parasites statiques dans les conditions de force minimum commencent à affecter la triode régulatrice de fréquence et aussi les deux régulateurs automatiques de gain. Il n'y a aucun avantage à augmenter le gain au-delà de ces limites et il est évident aussi que cet arrangement donne le meilleur rapport, entre le signal et le bruit, qu'il est possible d'obtenir avec l'antenne particulière utilisée et dans les conditions de transmission existantes.

LIMITES DE SYNCHRONISATION.

Même quand les signaux de réception donnent un rapport signal bruit inférieur à celui caractérisant un circuit commercial mais suffisamment bon pour transmettre des télégrammes de service, et même quand le pire fading rencontré en pratique est présent, le signal/pilote peut encore être gardé à 20 décibels en-dessous de la pointe du spectre, et la première fréquence intermédiaire (environ 500 kilocycles p.s.) peut être affectée d'environ plus ou moins 5 kilocycles p.s. sans modifier la seconde fréquence intermédiaire de plus de 20 p.p.s. Cette limite donne clairement une marge suffisante. La fréquence du transmetteur change rarement de plus de 1 kilocycle p.s. à partir de sa valeur normale, et une variation de 2 kilocycles p.s. de la fréquence de l'oscillateur de battement contrôlé par quartz est rare, même quand on n'utilise pas de thermostat précis.

Le seul autre facteur variable est la fréquence naturelle de l'oscillateur à 480 kilocycles p.s., quand cette fréquence n'est pas contrôlée. Ceci peut être facilement maintenu à 1 pour 1000 près de sa valeur normale, c'est-à-dire, 500 p.p.s. Il est très désirable que le premier oscillateur de battement soit du type contrôlé par cristal de quartz :

1° Pour garder sa faible fluctuation de fréquence dans les limites requises ;

2° Pour éviter des changements de fréquence dus à un changement dans la force du signal, quand cette dernière atteint un niveau élevé.

Compte tenu principalement de l'action du régulateur automatique de gain sur le premier détecteur, auquel l'oscillateur de battement est couplé, un changement de la fréquence de ce dernier est en général occasionné par des variations du signal reçu, à moins qu'un soin spécial ne soit pris pour les éviter. L'emploi d'un oscillateur contrôlé par cristal n'est pas une objection sérieuse, étant donné qu'un récepteur commercial n'est pas généralement employé pour plus d'environ trois longueurs d'onde.

TRANSMETTEUR A BANDE LATÉRALE UNIQUE.

Le schéma simplifié du transmetteur utilisé dans ces expériences est représenté à la fig. 5. Le problème était de mettre au point un projet de transmetteur donnant une bande latérale non déformée avec une stabilité suffisante, mais utilisant autant que possible l'équipement existant qui pouvait transmettre conjointement le porteur et ses deux bandes latérales. La méthode de résolution du problème peut être probablement intéressante pour illustrer l'extrême souplesse des transmetteurs dans lesquels la modulation est effectuée sur un étage de faible puissance ; on verra que le passage du fonctionnement à bandes bilatérales, au fonctionnement à bande unilatérale peut être effectué avec une simplicité et une rapidité remarquables.

La bande latérale unique est obtenue par une modulation effectuée en trois étapes successives. Les deux premières se font respectivement à 19 et 250 kilocycles p.s., les modulateurs étant équilibrés dans chaque cas et la bande latérale unique étant sélectionnée par des filtres appropriés. Pour la modulation finale, l'amplificateur d'harmoniques existant déjà dans le transmetteur fut employé simplement en augmentant la polarisation négative de grille jusqu'à une valeur telle que, dans certaines limites, la tension de l'harmonique sélectionné restait proportionnelle à la tension de grille. Par ce moyen, quand la bande latérale unique fournie par le second modulateur équilibré est appliquée à la grille de l'amplificateur d'harmoniques, la plaque de ce dernier amplificateur sélectionne le second harmonique et le module en même temps.

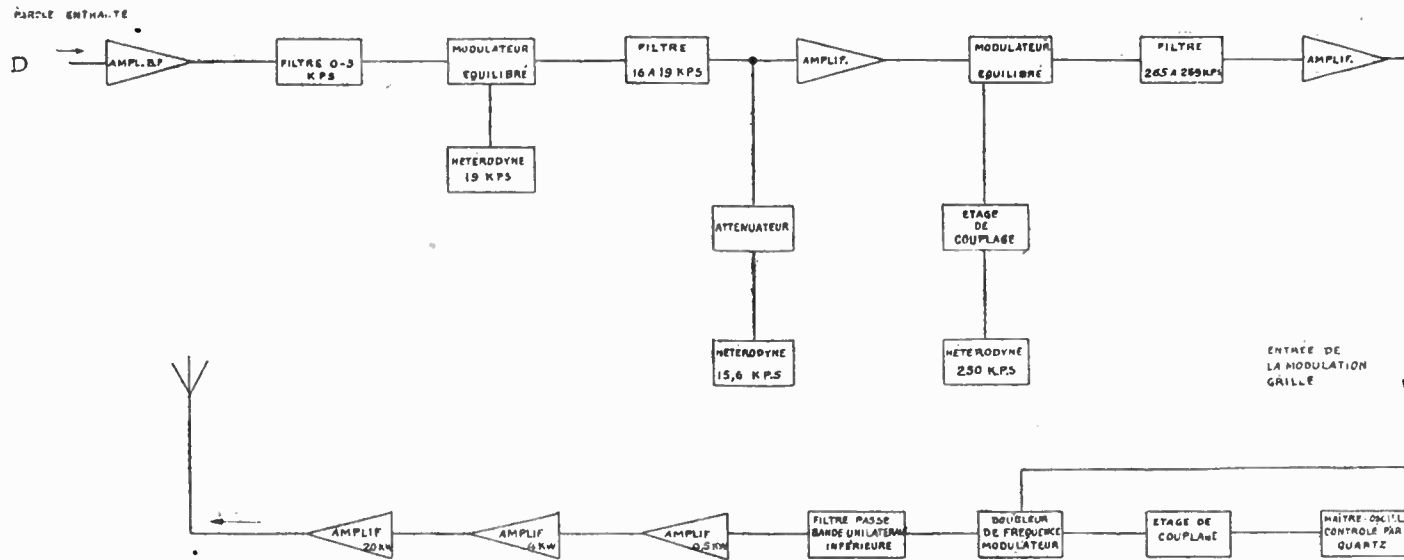


Fig. 5.

Le troisième modulateur n'est pas équilibré et ne comporte qu'une seule triode, mais une atténuation suffisante de l'onde porteuse et de la bande latérale indésirable est obtenue, en augmentant la sélectivité du reste du transmetteur, grâce à des circuits accordés à résonance aiguë. Ce type de circuit transmetteur a été jugé d'un fonctionnement excellent en pratique.

ESSAIS EFFECTUÉS.

Dans la période comprise entre le mois d'avril 1930 et le mois de mars 1931, des essais à bande latérale unique ont été effectués par les Laboratoires de l'« International Telephone and Telegraph Corporation » en collaboration avec les « Laboratoires de la Société Le Matériel Téléphonique ». Ces essais se sont poursuivis sur les trois liaisons suivantes :

- a) Buenos-Aires à Madrid ;
- b) Essais locaux à Madrid (Pozuelo à Grinon 80 km.) ;
- c) Madrid à Paris.

Etant donné qu'aucun transmetteur à bande latérale unique n'avait été installé à Buenos Ayres, les essais sur cette ligne ont consisté principalement en expériences permettant de vérifier l'appareillage de maintien automatique du synchronisme, utilisant le porteur du transmetteur ordinaire à deux bandes latérales comme signal-pilote. La longueur d'onde utilisée était de 15 mètres pendant la seconde série d'essais, c'est-à-dire ceux entre Pozuelo et Grinon ; le système complet fut essayé utilisant le transmetteur provisoire qui a précisément été décrit. Quoique la distance ne fut que de 80 kms (entre le transmetteur de Madrid et les récepteurs de la ligne Madrid Buenos-Ayres) les conditions furent artificiellement rendues plus ou moins similaires à celles existantes sur une ligne commerciale en utilisant une antenne directive à la fois du côté transmetteur et du côté récepteur, mais en les dirigeant dans les mauvaises directions ; par ce moyen, le champ et le fading furent trouvés être approximativement ceux de la ligne commerciale Madrid Buenos-Ayres. Pour ces essais locaux, une longueur d'ondes de 30 mètres fut employée.

Les séries finales d'essais entre Madrid et Paris eurent lieu de novembre 1930 à mars 1931 en utilisant le même transmetteur que dans les expériences locales de Madrid, mais sur des longueurs d'ondes de l'ordre de 30 à 52 mètres. Dans chaque cas, le choix de longueur d'ondes ne fut influencé que par les conditions de trans-

mission pendant les heures où les expériences furent possibles. Du aux exigences du trafic, ces heures furent limitées presque entièrement à la période de 22 heures à 10 heures.

RÉSULTAT DES ESSAIS

Buenos-Ayres à Madrid. — Des essais effectués avec un récepteur provisoire, donnèrent une différence maximum de fréquence entre celle transmise et celle renvoyée localement d'environ 20 p. p.s., excepté pendant les périodes de fading anormales. Nulle tentative ne fut faite pour réduire la force de l'onde porteuse au-dessous de sa valeur normale. On pensa que ces résultats étaient suffisamment probants et montraient que le système permettait des résultats intéressants. D'autre part, le fait que la synchronisation adéquate ne pouvait pas tout à fait être obtenue à cause des conditions sévères dans lesquelles se produisaient les phénomènes de fading, montra la nécessité d'un appareillage perfectionné destiné à surmonter les périodes les plus difficiles.

Essais locaux à Madrid. — Avant de commencer les secondes séries d'essais locaux entre Pozuelo et Grinon, les deux perfectionnements suivants furent conçus :

1° Le premier oscillateur de battement du récepteur fut transformé en oscillateur du type à cristal de quartz ainsi que le montre la fig. 4

2° Le régulateur automatique d'amplification B (fig. 4) sur le circuit du contrôle de la fréquence par le signal/pilote fut perfectionné en augmentant le gain de l'amplificateur C, de telle façon qu'un niveau quelconque du signal/pilote entre la mesure trouvée dans ces essais locaux et la valeur tout juste au-dessus du bruit, affecte également la triode de contrôle de la fréquence.

Le circuit de sortie D de la voie du pilote contrôlant le gain de tout le récepteur à travers un circuit dont la constante de temps est relativement grande n'avait pas encore été utilisé.

Premier essai. — Synchronisme. — Aucun essai de stabilité du synchronisme, pendant une période de longue durée, ne fut poursuivi pendant ces essais préliminaires, mais pendant des périodes d'une demi-heure de durée, une différence de 20 p.p.s. entre les ondes porteuses du transmetteur et du récepteur fut rarement dépassée.

Deuxième essai. — Qualité de la parole. — Sauf en de rares occasions, où le synchronisme ne fut pas assez bon, la qualité de

la parole fut trouvée tout à fait satisfaisante ; en fait, pendant les conditions du fading sélectif, comme il avait été prévu, la qualité fut meilleure que celle donnée par le système à deux bandes latérales.

Troisième essai. — Amélioration du rapport signal bruit. — Ce rapport fut mesuré, à la fois, dans les cas des deux bandes latérales et de la bande latérale unique, à la sortie du dernier étage à basse fréquence, par un indicateur de niveau standard. Comme signal une modulation à 1.000 p.p.s. fut employée ; des évanouissements complets sont évidemment obtenus dans les deux cas de transmission à deux bandes latérales et à bande latérale unique, de sorte que la mesure fut difficile. Une valeur moyenne fut estimée dans chaque cas et au moyen d'un grand nombre d'observations. Une difficulté supplémentaire fut rencontrée. Quoique le passage d'un système de transmission à l'autre fut aussi rapide que possible, les conditions de transmission se modifiaient d'une manière prohibitive pendant les périodes de changement.

Néanmoins, les résultats obtenus accusèrent un gain de 17 décibels pour la même puissance dans l'antenne, en faveur du système à bande unique. Ce chiffre est considérablement plus élevé que la valeur présumée théoriquement : entre 9 et 12 décibels ; la cause de cette différence n'est pas encore expliquée d'une manière satisfaisante.

Etant donné que le genre de fading est nécessairement différent dans les deux systèmes, il est clair que la valeur moyenne n'aura pas exactement la même signification dans un cas et dans l'autre. Il se peut que ce soit là, la véritable explication.

Il est vrai que si le porteur du système à deux bandes latérales est à un niveau à peine supérieur à celui du bruit, le bruit total reçu dans ce système dépendra aussi, d'une manière très appréciable, de la largeur du spectre reçu ainsi qu'il est expliqué dans l'appendice 1.

Comme la largeur de bande du récepteur est d'environ 20 Kc. p.s. l'augmentation maximum du bruit dans le système à deux bandes latérales sur celui du système à bande latérale unique serait d'environ :

$$\sqrt{\frac{20}{6}} = 1,75 \text{ approximativement}$$

c'est-à-dire environ 4,5 décibels, donnant un gain total d'environ 16 décibels du système à bande latérale unique sur le système à

deux bandes latérales. Cependant, dans les essais dont il s'agit, le rapport signal bruit, dans le cas des deux bandes latérales, ne fut jamais inférieur à 12 décibels environ, de sorte qu'il semble que cette dernière explication possible ne puisse s'appliquer.

Quatrième essai. — Qualité de la parole. — Cette qualité fut à nouveau satisfaisante et meilleure que durant les périodes de fonctionnement avec deux bandes latérales.

Essais de Madrid à Paris. — Premier essai. — Synchronisme. — En l'absence du régulateur d'amplification D, fig. 4, le synchronisme ne fut pas toujours parfait, attendu que l'amplitude des phénomènes de fading (considérons comme minimum la valeur minimum durant plus d'une demi-seconde) sortait fréquemment de la gamme d'amplification contrôlée par B. Afin de surmonter cette difficulté et même de réduire l'évanouissement de la parole délivrée, le contrôle autonome D fut introduit ainsi que le montre la fig. 4. Par ce moyen, l'amplitude de l'évanouissement contrôlé par le signal fut augmentée, jusqu'à une valeur totale telle que l'action synchronisante correcte ne cesse plus pendant des périodes supérieures à un quart de seconde environ. La constante de temps du circuit E, fig. 4, fut tout à fait suffisante pour conserver la fréquence de l'oscillateur suffisamment constante pendant ces courtes périodes. Au début de mars 1931, pendant les essais de stabilité sur les systèmes complets, durant 10 nuits consécutives, la fréquence régénérée ne différa jamais de la fréquence de l'onde porteuse supprimée de plus de 6 p.p.s excepté pendant deux ou trois instants pendant lesquels le transmetteur fut accidentellement arrêté, résultat définitivement meilleur que celui qui avait pu être espéré.

Deuxième essai. — Qualité de la parole. — La qualité de la réception fut trouvée toujours au moins aussi bonne que celle obtenue dans le cas d'utilisation des deux bandes latérales et très certainement meilleure pendant les mauvaises périodes de fading sélectif.

Troisième essai. — Rapport, signal bruit. — Dans les essais Madrid-Paris, un type perfectionné de signal fut employé au lieu d'une simple modulation à fréquence unique, on utilisa un vibreur producteur de bruit donnant une énergie aux fréquences, plus ou moins également distribuée dans la totalité du spectre. On pensa que ce type de signal devait être une bien meilleure imitation de la parole au point de vue du fading que le son sinusoïdal. Le résultat moyen

d'un grand nombre d'observations montra un gain de 12 décibels comparativement au système de réception des deux bandes latérales sans régulateur automatique d'amplification et un gain de 13 décibels comparativement avec le même système de récepteur muni d'un régulateur automatique d'amplification. Ceci est évidemment équivalent à un accroissement de la puissance du transmetteur légèrement supérieur à 16. Les puissances de pointe dans l'antenne furent

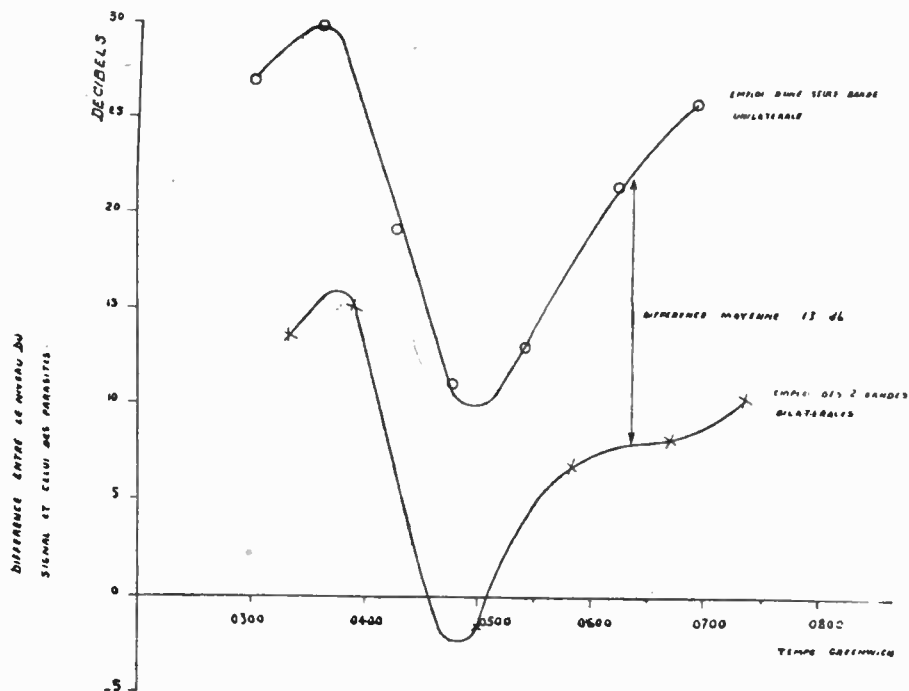
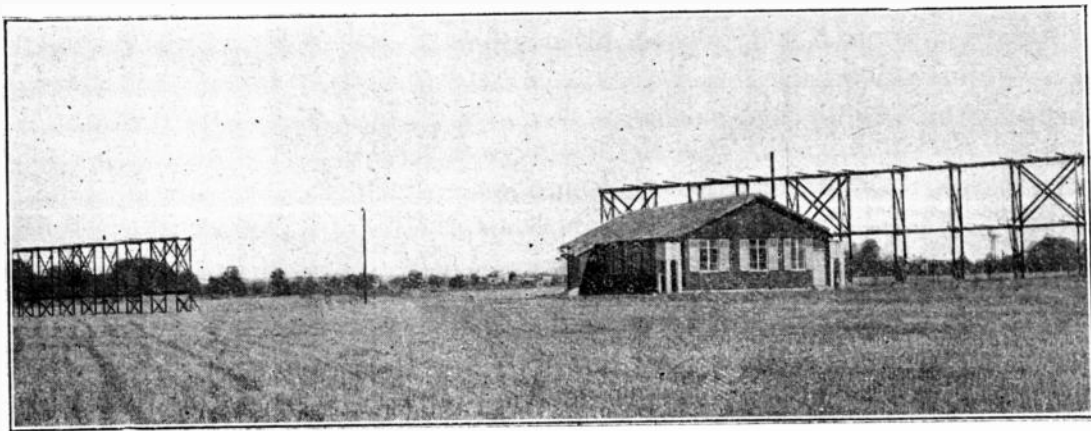


Fig. 6.

réglées avec soin de manière à être les mêmes dans les deux systèmes. Le graphique comparant pendant toute une nuit les systèmes à deux bandes latérales et à une seule bande latérale est donné à la fig. 6.

Quatrième essai. — Fading. — Après qu'un régulateur supplémentaire d'amplification D eut été ajouté, le fading de la parole fut en général définitivement inférieur à ce que l'on obtint de mieux en travaillant avec les deux bandes latérales avec régulateur automatique de gain. Des perfectionnements montrèrent plus particulièrement (comme tous les autres avantages du travail à bande latérale unique



Station Radio Expérimentale de Trappes.
Poste et antennes de réception.

pendant les mauvaises périodes de fading sélectif), que le régulateur automatique de gain ordinairement employé sur les récepteurs à deux bandes latérales est tout à fait incapable de fonctionner proprement pendant les périodes de fading sélectif. Quand l'onde porteuse s'évanouit, le gain du récepteur est ordinairement très considérablement augmenté, donnant à la sortie une parole à la fois forte et déformée.

Avec l'installation de réception à bande latérale unique montrée dans la fig. 4, l'évanouissement de la parole est cependant très largement compensé. Le fading sélectif fut généralement trouvé assez rapide, de sorte que le régulateur de gain D, fonctionnant à travers un circuit à grande constante de temps, n'a pas le temps d'opérer; ceci est, clairement la condition correcte étant donné que pendant les phénomènes de fading sélectif, la puissance moyenne dans le spectre est constante. Quand les phénomènes de fading apparaissent ils sont cependant généralement d'une durée relativement longue et ainsi donc, actionnent le régulateur automatique d'amplification D, gardant ainsi le niveau de la parole sortante, sensiblement constante. La seule manière d'obtenir une comparaison réellement précise entre les deux systèmes combattant le fading est d'établir une longue série d'observations pendant une période de temps très étendue. Cependant, des résultats ainsi obtenus entre Madrid et Paris, il semble que le fading moyen en utilisant le présent système à bande latérale unique est environ la moitié de celui obtenu en utilisant la réception normale à deux bandes latérales et pour des conditions exceptionnellement mauvaises, l'amélioration est plus grande encore.

Cinquième essai. — Intelligibilité. — Aucun essai précis de l'amélioration de l'intelligibilité ne fut tenté, mais pendant plusieurs nuits des comparaisons grossières furent faites en utilisant de courtes listes d'intelligibilité et en passant aussi rapidement que possible d'un système à l'autre. L'amélioration de l'intelligibilité fut évidemment beaucoup plus marquée quand le rapport signal-bruit était faible. Cependant, un résultat qui semble aussi clair est que, lorsque le pourcentage d'intelligibilité dans le système à deux bandes latérales est de l'ordre de 20, le chiffre correspondant avec le système à bande latérale unique est ordinairement compris entre 70 et 80. En d'autres termes, le passage du système à deux bandes latérales au système à bande latérale unique est capable de transformer un circuit non commercial en un bon circuit commercial.

Sixième essai. — Stabilité du système. — Ainsi qu'il a été mentionné

ci-dessus, des essais continus durant chacun de 2 à 3 heures furent poursuivis pendant dix nuits consécutives. La parole fut utilisée à des intervalles réguliers pendant la durée des essais et les résultats indiquèrent un circuit parfaitement commercial, avec une bonne qualité, pendant toute la période considérée sans aucune interruption, sauf pendant une ou deux courtes périodes pendant lesquelles le transmetteur s'est arrêté. Il ne fut pas nécessaire à l'époque de retoucher le récepteur pendant toute la durée des essais, sauf pendant les réglages préliminaires au début de chaque nuit. Cependant, quand une différence de fréquence de 5 ou 6 p.p.s. était observée (habituellement une fois au milieu de chaque nuit) l'oscillateur démodulateur fut réaccordé afin de retrouver les conditions de fréquence de battement nul.

CONCLUSION.

Les résultats obtenus ont définitivement montré qu'un système, travaillant à bande latérale unique applicable commercialement aux liaisons par ondes courtes, a été créé. L'auteur de cet article désire faire connaître sa reconnaissance à M. C.W. Earp et à M. H.T. Roberts des Laboratoires de la Société Le Matériel Téléphonique, pour l'aide efficace qu'ils ont prêtée pendant les expériences décrites ci-dessus et pendant la préparation de ce compte rendu.

A.H. REEVES.

APPENDICE I

AMÉLIORATION DE LA VALEUR DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUITS PARASITES

Dans la comparaison des deux systèmes, nous supposons que les tensions maxima sont les mêmes et dans le cas du système à doubles bandes latérales nous admettrons que le transmetteur est modulé à 100 0/0.

1^o *Système à doubles bandes latérales.* — Si l'onde porteuse est représentée par : $V \sin \omega t$, alors la tension maxima de chaque bande latérale est : $\frac{V}{2}$. Dans le détecteur à la réception, supposons que la tension, à fréquence audible, produite par le battement de chaque bande latérale séparément avec l'onde porteuse, soit représentée par $\frac{KV^2}{2}$ où K est naturellement une constante dépen-

dant du récepteur, du transmetteur et des conditions du circuit intermédiaire. Si maintenant les phases des bandes latérales, par rapport à l'onde porteuse, sont les mêmes en arrivant au récepteur qu'à leur départ du transmetteur, les fréquences audibles, produites par chaque bande latérale séparément avec l'onde porteuse, seront en phases à la sortie du détecteur. La résultante est par conséquent : KV^2 .

Maintenant considérons le bruit de fond total, le niveau du bruit étant défini comme celui que l'on reçoit quand l'onde porteuse n'est pas modulée.

Si l'énergie de l'onde porteuse dans le détecteur est grande, comparée à l'énergie du bruit accumulé dans la largeur de la bande considérée (c'est toujours le cas dans les circuits radiotéléphoniques commerciaux) le seul bruit à fréquence audible qu'il est nécessaire de considérer à la sortie du détecteur est celui produit par les impulsions battant avec l'onde porteuse; la tension du bruit de fond est alors :

$$KV \sqrt{\frac{\omega + F}{V^2}} \\ \omega - F$$

où le bruit à l'entrée du détecteur est

$$\sum \frac{\omega + F}{\omega - F}$$

en supposant dans le récepteur idéal que seules les fréquences de $(\omega - F)$ à $(\omega + F)$ passent; F étant la plus haute fréquence audible à considérer et en supposant aussi que les impulsions des bruits arrivent à des intervalles quelconques. Il résulte de ce qui précède que la valeur du rapport signal/parasites R_1 est égale à

$$\frac{V}{\sqrt{\sum \frac{\omega + F}{\omega - F}}}$$

2° *Système à bande latérale unique.* — Afin d'avoir la même tension maxima que précédemment au transmetteur, la note qui, auparavant, permettait une modulation à 100 0/0 devrait être maintenant transformée en une simple fréquence radio de valeur maxima $2V$. En appelant la tension maxima de l'oscillateur local régénérant l'onde porteuse au récepteur V_0 , la note audible produite par la bande latérale est $2KV V_0$, et le bruit est

$$KV_0 \sqrt{\frac{\omega + F}{\sum_{\omega - F} V^2}}$$

En admettant que le récepteur ne laisse passer que la bande latérale supérieure seulement, le rapport signal/parasites R_2 sera :

$$\frac{2V}{\sqrt{\frac{\omega + F}{\sum_{\omega} V^2}}}$$

En admettant que les impulsions de bruit soient réparties à travers toute la largeur de la bande alors :

$$\sum_{\omega - F}^{\omega + F} V^2$$

sera double de $\sum_{\omega}^{\omega - F} V^2$ en sorte que $\frac{R_2}{R_1} = 2\sqrt{2}$, permettant ainsi un gain de 9 décibels.

Dans le cas des ondes courtes, il y a un autre facteur à considérer ; pendant le fading il pourra se produire des distorsions de phase pour certaines fréquences dans la voie de transmission. Ceci a pour résultat, dans le cas du système à double bande, de modifier d'une façon plus ou moins fantaisiste les phases de chaque bande latérale, par rapport à l'onde porteuse. Dans ce cas, la valeur résultante des deux bandes latérales donnera une tension à fréquence double de $\frac{KV^2}{\sqrt{2}}$ plutôt que KV^2 , R_1 est alors :

$$\frac{V}{\sqrt{\frac{\omega + F}{2 \sum_{\omega - F} V^2}}}$$

Ceci a pour effet d'améliorer le gain de 12 décibels en faveur du système à bande latérale unique. En pratique, on obtient un gain de 9 à 12 décibels suivant les conditions de la transmission.

APPENDICE 2

En se rapportant à la fig. 2(a) nous avons l'expression suivante pour l'impédance $(R + jX)$ entre les points A et B.

$$R + jX = R_1 \frac{\omega^2 L_2^2}{R^2 + \omega^2 L_2^2} + j \left(L_1 + L_2 \frac{R_1^2}{R_1^2 + \omega^2 L_2^2} \right)$$

LA RADIOGONIOMÉTRIE APPLIQUÉE AUX LIGNES AÉRIENNES ⁽¹⁾

(Suite et fin),

par **SERRE**

de la Compagnie Générale Aéropostale.

Augmentation de la précision du système pour les mesures.

Nous ne nous occuperons dans ce qui va suivre que des champs verticaux se propageant horizontalement, l'effet des autres étant supposé négligeable d'après ce qui précède.

Nous nous souvenons que dans le cas d'un seul cadre, on a pour l'amplitude en fonction de l'angle α entre la direction horizontale de propagation et le plan des cadres :

$$A'_1 = \frac{2\pi HS \cos \alpha}{\lambda},$$

formule qui devient dans le cas de la fig. 1 (2 cadres au même niveau en opposition) :

$$A'_0 = \frac{4\pi^2 HSD \cos^2 \alpha}{\lambda^2}.$$

La loi de variation des valeurs absolues dans le 1^{er} cas est représentée fig. 16, dans le 2^e cas, fig. 17.

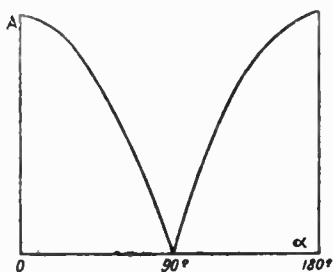


Fig. 16

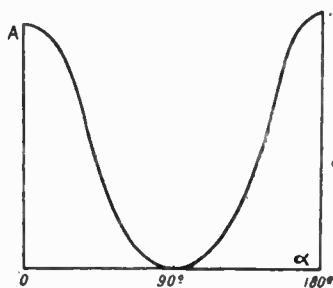


Fig. 17

Ce qui revient à dire que les extinctions sont beaucoup plus floues avec le système de 2 cadres en opposition. D'ailleurs

(1) Voir *Onde Elect.*, octobre 1931, 425-457.

$$\frac{dA'_0}{d\alpha} = - \frac{4\pi^2 HSD \sin 2\alpha}{\lambda^2}$$

qui s'annule pour $\alpha = 90^\circ$, c'est-à-dire à l'extinction, tandis que

$$\frac{dA'}{dz} = \frac{2\pi HS \sin \alpha}{\lambda},$$

qui est maxima en valeur absolue pour $\alpha = 90^\circ$ et égale alors à A' , c'est-à-dire à l'extinction, c'est-à-dire au moment de la mesure.

Notre système à 2 cadres est donc en apparence moins précis pour la détermination de l'extinction.

Mais considérons un système constitué par 2 systèmes de 2 cadres identiques montés en croix (fig. 18).

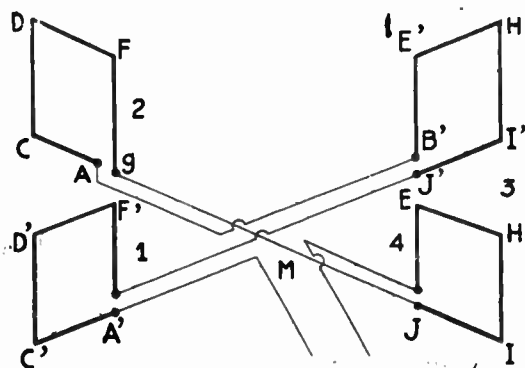


Fig. 18

Soient A et B les extrémités d'un des systèmes de cadres placés dans un même plan, A' et B' les extrémités du 2^e système, soit M l'intersection des deux systèmes. Il est bien évident que si la parallèle à la direction de propagation passant par M est contenue dans les angles opposés par le sommet AMB' et A'MB les f.e.m. entre A et B', et celles entre A' et B sont opposées. Si donc A est réuni à B' les bornes libres restant A' et B les 2 cadres doivent être considérés comme montés en série.

Si on considère un champ arrivant suivant une direction dont la parallèle passant par M est contenue dans l'angle AMA' (et BMB'), les f.e.m. entre A et B et celles entre A' et B' sont de même sens.

Les 2 cadres doivent être considérés comme montés en opposition.

D'autre part la phase de E'_0 (voir plus haut) décalée de $\frac{(d+D) \cos \alpha}{2V}$ par rapport à la phase du champ en CD (fig. 1) est la même que la

phase au point M. Elle est donc la même pour les 2 systèmes de cadres.

Donc la f.e.m. totale est dans les quadrants 1 et 3.

$$\Lambda_s = \frac{4\pi^2 HSD}{\lambda^2} (\cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha) = \frac{4\pi^2 HSD}{\lambda^2} \cos 2\alpha,$$

et dans les quadrants 2 et 4

$$\Lambda'_s = \frac{4\pi^2 HSD}{\lambda^2} (\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha) = \frac{4\pi^2 HSD}{\lambda^2}.$$

La loi de variation est donnée par la figure 19.

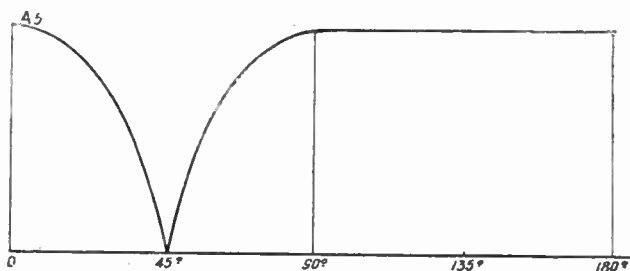


Fig. 19

On voit que le zéro (et le zéro opposé à 180°) est très net, ceci revient d'ailleurs à dire que la dérivée $\frac{d\Lambda_s}{d\alpha}$ est égale à $2\Lambda_s$ et maxima pour $\alpha = 45^\circ$.

Enfin on voit que la constance du champ dans 2 quadrants facilite la recherche de l'émetteur.

En particulier une grande commodité de manœuvre est obtenue en ajoutant au système un inverseur permettant de croiser les connexions d'une paire de cadres placés dans un autre plan à l'autre paire de cadres.

Dans ces conditions, il est facile de voir que l'on interchange le quadrant dans lequel se produit l'extinction et celui dans lequel la force électro-motrice reste constante. Cela revient à déclarer le 0 du cadre de 90°.

On peut donc, une fois le 0 fixé, par le jeu du commutateur, sans tourner les cadres, passer d'extinction à écoute d'une manière très rapide.

De toutes manières, pour faciliter la recherche du poste à radiogoniomètre, aussi bien que pour disposer du maximum de sensibilité pour le travail à grande distance de jour ou dans tous les cas où les effets de nuit ne sont pas à craindre, il est possible de disposer un

inverseur permettant de disposer les cadres 2 à 2 en série, au lieu de les mettre en opposition.³

Le réglage fait dans ces conditions est pratiquement à peu près valable lors que l'on remet les cadres en opposition, du fait que l'induction mutuelle entre deux cadres placés dans un même plan est pratiquement négligeable et que par suite, la self de l'ensemble reste sensiblement la même.

L'expérience nous a montré que l'on pouvait facilement tirer du dispositif en question un lever de doute automatique, en utilisant systématiquement l'effet d'antenne des fils de jonction horizontaux entre les différents cadres.

En effet, ces effets d'antennes ne sont pas identiques suivant que le champ vient d'une direction contenue dans le quadrant 1 ou dans le quadrant opposé 3. La compensation n'est donc valable que pour une des directions, et une fois cette compensation réalisée on n'a extinction nette que dans un quadrant.

Si nous reprenons le cas des cadres complexes de la figure 9 on a les mêmes inconvénients qu'avec deux cadres puisque la f. e. m. est proportionnelle à $\cos^3 \alpha$ dont la courbe représentative est doublement tangente pour $\alpha = 90^\circ$ à l'axe des α .

Mais si l'on dispose un système identique au premier et ayant avec lui l'axe Y'Y commun, la f. e. m. est proportionnelle à

$$\cos^3 \alpha - \sin^3 \alpha \quad \text{ou} \quad \cos^3 \alpha + \sin^3 \alpha,$$

suivant les quadrants. Il suffit d'ailleurs de considérer l'un des cas puisque l'on passe de l'un à l'autre en ajoutant $\frac{\pi}{2}$ à α .

Dans ces conditions la courbe représentative devient celle de la

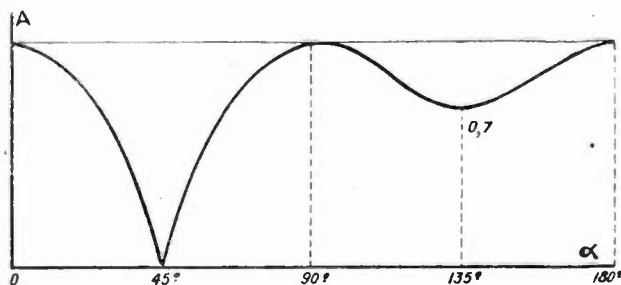


Fig. 20

figure 20 et présente sensiblement les mêmes avantages que dans le cas précédent.

En résumé les dispositifs antérieurs supprimaient l'effet des champs se propageant verticalement par disposition appropriée d'antenne.

Dans le cas présent, nous utilisons de véritables cadres avec tous les avantages que comporte l'emploi de ces appareils et nous nous arrangeons pour éliminer les inductions gênantes dans les bras horizontaux. En outre, nous atténuons fortement l'effet de tout champ horizontal arrivant dans une direction non horizontale. Quelques artifices nouveaux facilitent en outre les manœuvres.

Comparaison du système Adcock et du procédé aéropostale.

Dans le système Adcock, on peut arriver à supprimer totalement l'effet des champs horizontaux.

Dans le système aéropostale, on l'atténue seulement, et même dans les deux directions obliques privilégiées, il peuvent produire des effets atteignant le $1/5$ de l'effet produit par un champ vertical égal arrivant horizontalement.

Mais nous avons vu que ces champs horizontaux sont moins gênants que les champs verticaux dont la direction de propagation a subi des déviations après réflexions.

Or, dans ce cas, la comparaison de la courbe des f. e. m. produites par de tels champs en fonction de l'angle β (en pleins, fig. 21) dans

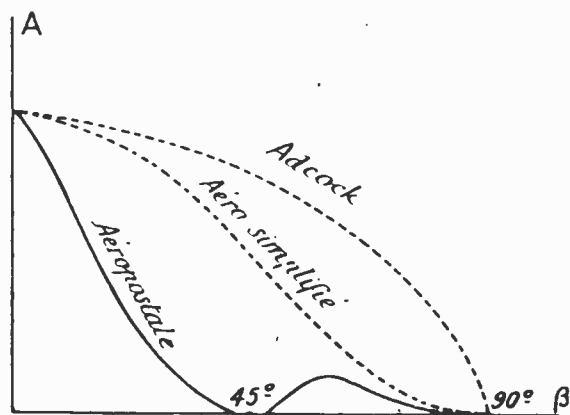


Fig. 21

le cadre aéropostale et de la courbe en pointillés (fig. 21 en pointillés) du système Adcock, montre l'avantage du premier sans qu'il soit nécessaire d'insister.

La courbe en trait mixte donne la comparaison avec le système aéropostale simplifié (sans compensation des champs à 45°) et montre déjà ses avantages :

A courte distance, l'incidence des champs réfléchis étant voisine de 90°, les deux systèmes sont à peu près équivalents.

A grande distance, le système C. G. A. est beaucoup plus avantageux.

Expériences faites sur le système Aéropostale.

Une première série d'expériences a été faite à Alger, avec le système formé par un système de deux cadres en croix avec un système identique, tous les cadres étant à la même distance du sol.

Pendant 10 jours d'essai, au lever du jour, tout travail était impossible pendant une heure vers un hydravion parti d'Alger, avec un cadre normal; on a pu avoir toujours des relèvements exacts avec le cadre aéropostale simplifié.

L'extinction, d'une extraordinaire netteté en temps normal, s'établait sur une plage plus grande aux moments les plus défavorables. Mais les bords de la plage d'extinction étaient très nets et le milieu de la plage continuait à donner, au degré près, le relèvement exact.

Une deuxième série d'essais a été faite à Agadir, toujours avec le système à 4 cadres au total (sans compensation à 45° par conséquent).

Les résultats ont été d'abord identiques. Il y a à noter qu'il s'est avéré inutile d'employer un ampli HF devant le récepteur superhétérodyne avec ce dispositif simplifié. On a pu effectuer des relèvements à 1000 kilomètres sur un avion, sans amplification supplémentaire. Nous sommes donc certains, avec l'amplificateur qui était prévu, de pouvoir passer au modèle de cadre plus complexe, sans avoir à craindre une perte trop grande de sensibilité.

Tous ces essais furent effectués par notre ingénieur M. Nicolardot.

En réalité, après ces essais, le cadre fut mis en service régulier et depuis, par 8 fois, nous avons pu l'utiliser pour guider les vols de nuit entre Casablanca et Cap Juby.

En l'utilisant à grande distance, nous avons constaté qu'effectivement, il se produisait très fréquemment au delà de Cap-Juby des phénomènes d'effets de nuit, presque aussi gênants qu'avec un cadre ordinaire. Il arrivait d'ailleurs que le fonctionnement normal reprenait lorsque l'avion était parvenu à une distance plus grande.

Quoi qu'il en soit, pendant les sept premiers voyages, les perturbations ne se sont présentées qu'au delà d'une distance de 600 kilomètres à partir d'Agadir. Dans le 8° voyage, les troubles de relèvement ont été beaucoup plus gênants presque jusqu'à une centaine de kilomètres d'Agadir, pour l'avion se rapprochant de cette station.

Il faut se garder de conclure, par l'examen des courbes données par le système de cadres reliés, que l'on a affaire à des champs horizontaux. En effet, la zone de troubles peut évidemment provenir du fait que l'avion, à ce moment, passe à une distance telle que le champ réfléchi arrive à 45° vers l'émetteur, point qui correspond au maximum des troubles occasionnés par les champs horizontaux, mais il peut aussi se produire que l'avion, au moment où les relevements redeviennent normaux, se trouve à une distance telle que le radiogoniomètre se trouve entre deux faisceaux réfléchis successivement (phénomène analogue aux zones de silence observées en ondes courtes).

Quoi qu'il en soit, il résulte en tous cas de ces essais que si l'on se

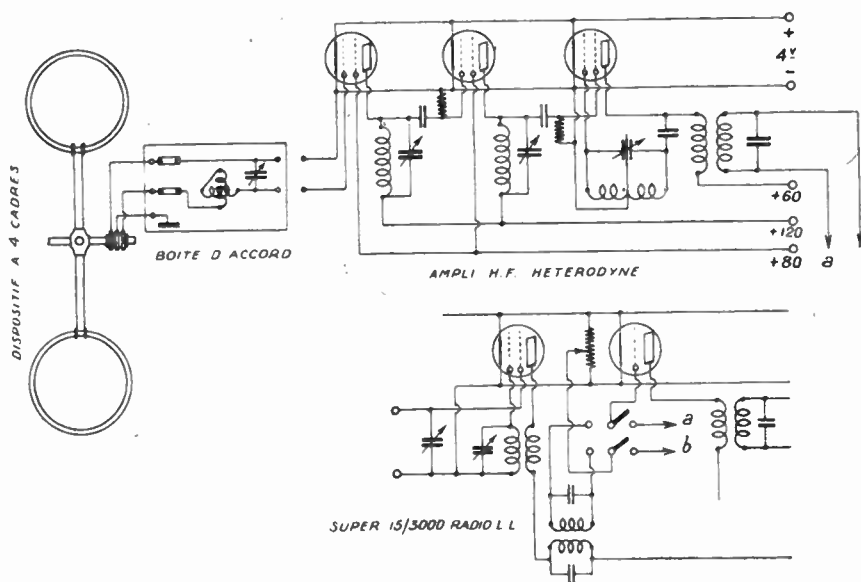


Fig. 22

borne à employer un système compensant les effets de nuit pour 90° , à savoir le système composé de deux cadres placés à égale distance du sol et montés en opposition, le tout étant disposé en croix, avec un système identique, on n'a pas une protection absolue contre les effets de nuit, tout en ayant une amélioration très notable.

A l'heure actuelle, le nouveau dispositif comprenant la compensation à 45° (dispositif formé par le système de 4s, cadre, placé dans un même plan, dont deux décalés en hauteur par rapport aux autres et que nous avons indiqué plus haut, monté en croix avec un sys-

tème identique) est en cours de construction. Il suffit d'examiner les courbes pour prévoir quels avantages nouveaux nous pourrions en tirer.

Nous avons réalisé, pour les essais, un amplificateur qui comporte deux étages à résonance avec lampes à écran. Une lampe bigrille assure le changement de fréquence. Les deux condensateurs d'amplification de fréquence et le condensateur accord du changeur de fréquence sont à commande unique, ce qui laisse en tout et pour tout une fois le système mis au point, deux réglages à effectuer. La fig. 22 montre le schéma de l'amplificateur employé et l'adaptation du superhétérodyne auquel il est accouplé, mais il est évident que tous les montages en question tant le cadre que l'amplificateur, sont des montages de fortune, réalisés dans un petit atelier pourvu de peu de moyens.

Nous pensons vous avoir suffisamment fait entrevoir l'intérêt du problème, pour que nous puissions obtenir les concours nécessaires pour des réalisations plus parfaites qui assureraient enfin d'une manière absolue la sécurité de la navigation de nuit pour nos équipages.

C'est pour eux qui, si bravement, ajoutent une œuvre scientifique à leur travail quotidien si dangereux, que nous vous demandons de vous intéresser à la question.

SERRE.