

**Zeitschrift:** Bulletin de l'Association suisse des électriciens  
**Herausgeber:** Association suisse des électriciens  
**Band:** 28 (1937)  
**Heft:** 20

**Artikel:** Radio-communications par ondes ultra-courtes  
**Autor:** Sutter, W. / Ullrich, E.H.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-1058757>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 10.01.2026

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

# ASSOCIATION SUISSE DES ÉLECTRICIENS

# BULLETIN

## RÉDACTION :

Secrétariat général de l'Association Suisse des Electriciens  
et de l'Union des Centrales Suisses d'électricité, Zurich 8

## ADMINISTRATION :

Zurich, Stauffacherquai 36 ♦ Téléphone 51.742  
Chèques de postaux VIII 8481

Reproduction interdite sans l'assentiment de la rédaction et sans indication des sources

XXVIII<sup>e</sup> Année

N<sup>o</sup> 20

Vendredi, 1<sup>er</sup> Octobre 1937

## Radio-communications par ondes ultra-courtes.

Conférence donné à la journée de la haute fréquence de l'ASE, le 15 mai 1937 à Zurich,  
par B. W. Sutter, Zurich, et E. H. Ullrich, Paris.

621.396 : 24.029.6

*Les auteurs, ingénieurs de l'International Standard Electric Corporation, donnent un aperçu des possibilités, du développement et de l'état actuel de la technique des ondes ultra-courtes. Quelques installations commerciales sont décrites des points de vue technique et économique. Des essais et des résultats de l'exploitation il est conclu qu'une réduction de la longueur d'onde est à désirer pour le trafic radio-téléphonique à cause de la réduction du niveau des parasites et de l'augmentation de la directivité qu'on peut obtenir avec une antenne de dimensions données. Il est démontré que la bande la plus utile est située entre 1 et 10 mètres. La région entre 3 et 6 mètres est spécialement avantageuse pour l'établissement de liaisons téléphoniques. La bande entre 9 et 6 mètres est spécialement avantageuse pour les communications avec les unités mobiles. La largeur de bande, dont on dispose en ondes ultra-courtes, est si étendue que des transmissions de très haute qualité aussi bien qu'à voies multiples, peuvent être accomplies. On doit ainsi s'attendre à ce que l'emploi de ces ondes prenne une importance considérable dans un avenir prochain.*

*Die Autoren, Ingenieure des International Standard-Electric-Konzerns geben einen Ueberblick über Voraussetzungen, Entwicklung und Stand der Ultrakurzwellenteknik. Einige kommerzielle Anlagen werden in technischer und wirtschaftlicher Hinsicht beschrieben. Aus den mitgeteilten Versuchs- und Betriebsresultaten wird geschlossen, dass eine Verkürzung der Wellenlängen für den radiotelephonischen Verkehr wegen der damit erreichten Verringerung des Störpegels und der Erhöhung der Richtwirkung, die mit jeder Antennengrösse erreicht werden kann, wünschenswert ist. Es wird gezeigt, dass das nützlichste Wellenband zwischen 1 und 10 m (zwischen 300 und 30 MHz) liegt. Der Bereich zwischen 3 und 6 m ist für die Errichtung telephonischer Verbindungen besonders vorteilhaft. Das Wellenband zwischen 9 und 6 m eignet sich besonders zum Verkehr mit beweglichen Einheiten. Die Bandbreite, die im Ultrakurzwellenbereich verfügbar ist, ist so weit, dass darin naturgetreue Uebertragungen sowie Vielfachkanal-Sendungen bewerkstelligt werden können. Es ist deshalb vorausszusehen, dass schon in nächster Zukunft die Anwendung dieser Wellen einen beträchtlichen Aufschwung nehmen wird.*

### 1<sup>o</sup> Introduction.

Dans l'histoire de la civilisation, les communications entre les hommes ont de tout temps joué un rôle important. Renforcé par l'invention de l'imprimerie et l'organisation de courriers rapides et sûres, le déplacement physique d'un messenger, porteur concret — ce préhistorique moyen de rapports intellectuels entre interlocuteurs hors de la portée de la voix — resta sans concurrent pour le transfert des idées à longue distance jusqu'à l'invention du télégraphe électrique, vers la fin du dix-huitième siècle. En supprimant la nécessité du déplacement d'un messenger concret, la signalisation électromagnétique, pratiquement instantanée, se trouva apte à répondre à des besoins auxquels l'ancien système était tout à fait incapable de faire face; le système du déplacement physique ne peut jamais le disputer à la signalisation électromagnétique sous le rapport de la rapidité de transmission des idées.

La signalisation optique par réflexion des rayons du soleil ou par l'utilisation des feux, était employée dès les temps les plus reculés. Environ 300 ans avant notre ère, les Grecs transmettaient les signaux au

moyen de torches et autres systèmes ingénieux. Aussi une question vient-elle sur-le-champ à l'esprit: pourquoi de tels systèmes, avec l'avantage intrinsèque de rapidité qu'ils présentent, ne prirent-ils aucun développement, même alors qu'aucun autre moyen de signalisation électromagnétique n'avait encore été découvert. Comme nous verrons bientôt que l'une des applications les plus importantes des ondes ultra-courtes, dans le domaine de la communication, est la jonction de points éloignés l'un de l'autre d'une distance égale ou légèrement supérieure au rayon visuel, la question mérite quelque considération. Jusqu'au développement des transports rapides, il n'y eut que peu de demande pour un système de communication rapide. Et quand cette demande vint à être formulée — particulièrement avec le développement de la machine à vapeur — la signalisation optique ne trouva que peu d'applications pratiques, si ce n'est pour des distances de l'ordre d'un kilomètre. Pour les longues distances, le système était incertain et, exigeant une visibilité directe, n'était possible qu'entre lieux élevés. Cette dernière exigence est un sérieux handicap pour l'établissement d'un réseau de communication sur le

plan national, sauf en liaison avec des systèmes où la visibilité n'est pas nécessaire. — Néanmoins Claude Chappe, n'ayant pas obtenu de résultats satisfaisants avec le télégraphe électrique sur les longues distances à cause des difficultés d'isolement, commença à développer le télégraphe optique en France en 1791 et, en 1852, quand le système Chappe céda la place au télégraphe électrique, il couvrait plus de 4000 kilomètres et comprenait 556 stations. La signalisation optique fut également utilisée en Angleterre pendant les guerres napoléoniennes.

Durant un demi-siècle, l'histoire des communications par moyens électriques est basée sur la transmission d'ondes électriques le long de conducteurs, d'importants réseaux téléphoniques s'établissant au long des lignes ainsi constituées. Une impulsion nouvelle fut donnée par le développement des signaux sans fil, grâce auxquels les ondes électriques, messagères des idées, se trouvèrent libérées des conducteurs et lancées dans l'espace. Le nouvel art trouva des utilisations nombreuses; il rendit possible des communications avec un interlocuteur en mouvement, ce qu'aucun autre moyen n'avait pu permettre, sauf sur de courtes distances. Longtemps on se borna à l'utiliser pour la télégraphie, les ondes électriques étant produites au moyen d'étincelles, d'arcs, ou d'alternateurs à haute fréquence; mais l'apparition des tubes à vide, vers l'époque de la déclaration de la grande guerre, donna rapidement naissance à la radiotéléphonie.

L'importance de cette nouvelle découverte apparut d'abord comme capitale dans l'extension des réseaux téléphoniques existants. Tandis qu'en télégraphie, câbles sous-marins et radio restaient en compétition, une telle concurrence était difficilement possible en téléphonie; le câble sous-marin était coûteux pour les longues distances, la radiotéléphonie coûteuse pour les petites. La jonction des réseaux téléphoniques d'Europe et d'Amérique du Nord fut réalisée par sans-fil, le service transatlantique étant ouvert au public en 1927 sur la fréquence radiophonique, aujourd'hui basse, de 57 kHz. Dans les années qui suivirent, les liaisons commerciales radiotéléphoniques sur ondes courtes furent établies entre divers autres pays.

Pour les communications entre postes fixes, la radio présente à la fois des avantages et des inconvénients. Parmi les avantages, citons tout d'abord la possibilité de transmettre des bandes larges sur ondes courtes, et la réduction de l'atténuation en comparaison des câbles actuels. La largeur de bande susceptible d'être transmise croît à mesure que la longueur d'onde diminue. Les programmes de la plus haute qualité peuvent ainsi être aisément transmis par ondes courtes et la télévision par ondes ultra-courtes. La réduction d'atténuation permet des intervalles plus grands entre stations répétries et c'est pourquoi la radio est jusqu'à présent le seul moyen capable d'assurer la téléphonie transocéanique.

Toutefois, les inconvénients de la radio compromettent jusqu'à un certain point son utilité; les services qu'elle peut rendre sont par certains côtés inférieurs à ceux des câbles souterrains à longue distance. La variation de propagation ayant comme résultat des changements dans la qualité de transmission, et l'évanouissement sélectif, qui introduit des distorsions en ondes courtes, sont les principaux obstacles à la perfection du service. Les variations de propagation sont telles que les signaux peuvent disparaître complètement et qu'il devient nécessaire à certaines heures du jour de changer la longueur d'onde de transmission. La nécessité de ces changements de longueur d'onde ne se présente pas toujours aux mêmes heures chaque jour, ce qui entraîne la présence continue d'opérateurs aux stations émettrices et réceptrices. En outre, il est nécessaire d'avoir des opérateurs pour régler le niveau de voix des abonnés de manière que la station émettrice fonctionne toujours à plein rendement pour toutes les communications en dépit de différences de niveau atteignant jusqu'à 30 décibels à l'arrivée. Sans ce contrôle de niveau, une voix faible serait si peu audible pour le correspondant que la conversation pourrait être couverte par les bruits de fond du récepteur, ces bruits étant souvent d'une beaucoup plus grande intensité relative au bout d'une longue liaison radiophonique qu'au bout d'une section de câble souterrain entre deux répéteurs. Ce défaut est imputable à des causes économiques en général, et dans le cas particulier des ondes courtes, à des particularités de propagation. Le fait que l'atténuation totale des liaisons par ondes courtes est notablement moindre sur les grandes distances que sur les petites explique que l'intensité du bruit, relativement au signal, ne peut se réduire de la même manière que pour les circuits de câbles à répéteurs, c'est-à-dire en diminuant l'espace entre les stations répétries. La transmission sur grandes ondes est d'autre part gênée par l'inefficacité de l'antenne rayonnante, accrue par son manque de directivité et par l'importance de cette sorte d'interférence électrique connue sous le nom de «statique». Enfin les frais d'établissement d'une station terminale sont si élevés et cette bande de longueurs d'ondes si surchargée, que la radiotéléphonie sur grandes ondes n'est que peu utilisée.

Les conditions à remplir pour qu'une liaison par radio soit intéressante seraient donc les suivantes: d'une part stabilité de l'équivalent de transmission et absence de bruits, d'autre part charges d'établissement raisonnables et frais d'exploitation réduits. Jusqu'à quel point les ondes ultra-courtes remplissent ces conditions, c'est ce que nous verrons plus loin. Il serait intéressant de considérer tout d'abord les avantages offerts par ces hautes fréquences.

## 2° Le spectre des ondes ultra-courtes et les avantages de sa largeur de bande.

La bande de longueurs d'ondes utilisée jusqu'ici en radiotélégraphie et radiotéléphonie s'étend de 20 000 mètres à 17 centimètres, c'est-à-dire de 15 kHz

à 1700 MHz. On considère actuellement que la bande des ondes courtes s'étend de 100 à 8 mètres (3 MHz à 37,5 MHz), celle des ondes ultra-courtes de 8 mètres à environ 50 centimètres (37,5 MHz à 600 MHz), et celle des micro-ondes de 50 centimètres à 10 centimètres (600 MHz à 3000 MHz). Les limites de la gamme des ondes courtes sont définies par des particularités de propagation. Les longueurs d'ondes plus courtes que 100 mètres présentent le phénomène intéressant d'atténuation négative à de très grandes distances, dû à la réflexion par les couches d'Heaviside. La plus basse limite de cette bande est habituellement située autour de 8 mètres, car les premières considérations théoriques montraient que les longueurs d'ondes plus courtes, au lieu d'être réfléchies par la couche d'Heaviside, pouvaient pénétrer dans l'atmosphère et quitter la terre. C'est donc autour de cette fréquence que la propagation à longue distance était supposée cesser. Les limites ci-dessus prêtent évidemment beaucoup à discussion. La limite inférieure des ondes ultra-courtes est déterminée non par des particularités de propagation, mais par un changement dans la technique de production de la haute fréquence, que nous discuterons plus loin.

D'une manière générale on peut dire que plus le message à transmettre est détaillé, plus la bande devra être large pour permettre cette transmission. Il est raisonnable d'accorder 125 Hz pour la télégraphie très rapide, 2750 Hz pour la téléphonie commerciale et 2,5 MHz pour la télévision à 400 lignes. En tenant compte de la nécessité de laisser un espace entre les bandes adjacentes, la largeur totale de bande occupée par une transmission à double bande latérale peut être considérée comme étant de 400 Hz pour la télégraphie, 8000 Hz pour la téléphonie et 6 MHz pour la télévision. En conséquence, entre 20 000 mètres et 100 mètres, il y a place pour 7462 voies télégraphiques, 373 voies téléphoniques, mais pas une seule voie de télévision à 400 lignes; entre 100 mètres et 8 mètres, pour 86 250 voies télégraphiques, 4312 voies téléphoniques et 5 voies de télévision; entre 8 mètres et 50 centimètres pour 1 406 250 voies télégraphiques, 70 312 voies téléphoniques et 93 voies de télévision; et entre 50 centimètres et 10 centimètres 6 000 000 voies télégraphiques, 300 000 voies téléphoniques et 400 voies de télévision. Nous voyons que le nombre de voies pouvant prendre place croît rapidement à mesure que la longueur d'onde diminue. Le nombre de circuits pouvant être établis croît cependant encore plus rapidement du fait que, grâce à l'inefficacité de la transmission à longue distance des ondes ultra-courtes, on peut établir d'une manière satisfaisante plusieurs réseaux sur la même longueur d'onde en différentes parties de monde.

### 3<sup>o</sup> Liaisons radio-téléphoniques commerciales sur ondes ultra-courtes.

#### a) Liaison Barcelone—Majorque.

Vers la fin de 1933, la question fut soulevée de relier l'Espagne aux Iles Baléares au moyen d'ondes

ultra-courtes. La plus petite distance entre le continent et les îles étant de 150 kilomètres environ, l'installation d'un câble téléphonique sous-marin aurait été onéreuse. La seule liaison téléphonique existant à cette époque était un circuit d'ondes courtes entre Madrid et Palma de Majorque mais, à cause de la variation de propagation des ondes courtes, on ne pouvait avoir une grande confiance en cette ligne.

Une série d'essais fut entreprise durant le printemps de 1934, dans l'intention de choisir les emplacements des stations terminales. Il n'était pas possible à ce moment-là de faire des essais poussés à fond comme il aurait été souhaitable et, en conséquence, on décida de faire des mesures sur une seule longueur d'onde, celle de 6 mètres (50 MHz), entre divers endroits; et ayant ainsi décidé de l'endroit le plus convenable, de déterminer la meilleure longueur d'onde pour cette liaison.

Comme la plupart du trafic téléphonique en provenance de l'Espagne émanait des environs de Barcelone, il était bien entendu désirable qu'un emplacement propice fût trouvé aux environs de cette ville. Deux endroits parurent présenter un intérêt particulier: le premier était sur la montagne de Tibidabo derrière Barcelone, d'où par temps clair on voit l'île de Majorque à l'œil nu; le second était l'édifice des téléphones de Cataluña au centre même de Barcelone, où il serait facile d'entretenir et de surveiller une station terminale, et qui dispenserait de l'installation de longues liaisons téléphoniques avec le central. De même à Majorque deux endroits retinrent particulièrement l'attention: D'abord l'édifice des téléphones de Palma à cause de sa commodité, ensuite le sommet de la montagne Alfàbia d'où Tibidabo est visible.

Le danger d'interférences électriques dues aux automobiles et aux machines ne fut pas oublié et un des sujets des expériences fut de déterminer jusqu'à quel point de telles interférences pourraient troubler un réseau commercial.

Etant donné la réversibilité de la lumière, la propagation fut considérée comme devant être la même dans les deux sens et en conséquence il ne fut pas jugé nécessaire de faire des mesures de transmission dans les deux directions, sauf s'il existait des parasites industriels à l'une des stations réceptrices. Du côté de Barcelone, l'émetteur débitait environ 12 watts de porteuse dans les lignes de transmission aériennes et était susceptible d'une profondeur de modulation de 100 %. Le circuit consistait essentiellement en un maître oscillateur libre, un modulateur et un amplificateur modulé. Une antenne directive de transmission placée sur la montagne Tibidabo produisait un champ à la station éloignée supérieur de 15 db à celui dû à un seul élément demi-onde. Le gain de l'antenne de transmission de l'édifice des téléphones à Barcelone était de 9 db. Le récepteur de Majorque était un superhétérodyne pour ondes ultra-courtes et partout étaient utilisées des antennes réceptrices directives. Le gain dans chaque cas était de 9 db par rapport à un dipôle



demi-onde, sauf pour l'édifice des téléphones de Palma où il était de 3 db, l'espace manquant pour installer une antenne plus directive. Le chiffre qui indique la qualité d'un circuit téléphonique est le rapport du signal voulu au bruit non-voulu. Pour faire ces mesures on transmet de la station émettrice

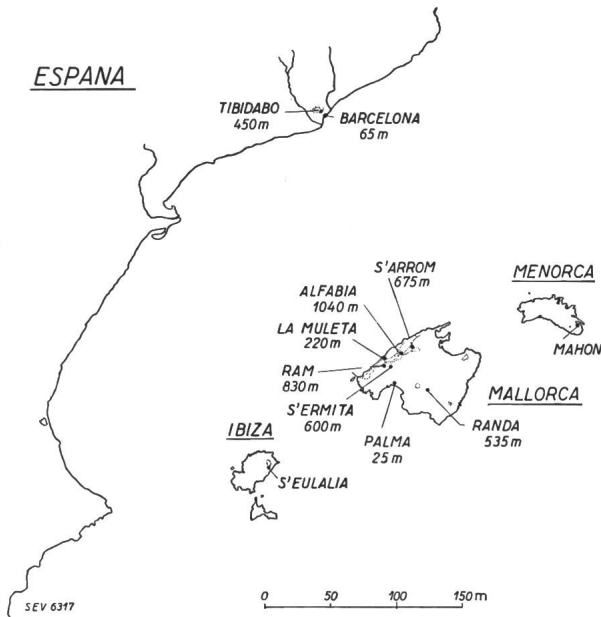


Fig. 1.

La côte est de l'Espagne et les Baléares.

un ton convenable — dans ce cas 1000 Hz — à un pourcentage défini de modulation du transmetteur, et on ajuste le débit du récepteur éloigné de façon à obtenir une déviation convenable d'un instrument de mesure — dans ce cas un voltmètre à lampe. La modulation est alors supprimée, et l'amplification basse fréquence du récepteur accrue jusqu'à ce que la déviation moyenne de l'instrument de mesure soit la même que lorsque la note était transmise.

Le changement dans l'amplification, généralement exprimé en décibels, est défini comme étant le rapport du signal au bruit. Trente à quarante mesures reportées sur plusieurs jours furent effectuées dans chacun des emplacements de mesure et il fut admis que la moyenne des mesures donnait un chiffre représentant la valeur de l'emplacement au point de vue du service commercial.

Une liaison commerciale de haute valeur exige un rapport du signal au bruit de 45 db de modulation complète. Dans ce cas on entend très peu de bruit, dans les conditions de téléphonie normale et avec une voix faible, à 30 db en dessous de la modulation maximum on a encore un rapport du signal au bruit de 15 db.

La figure 1 montre la carte de la région où eurent lieu les expériences.

En premier lieu on dressa l'émetteur sur le sommet du Tibidabo, à 450 m d'altitude, et on put établir la communication avec différents points de l'île. On chercha alors à arriver directement au bâtiment des téléphones à Palma. Cependant, les essais démontrèrent qu'en cet endroit il est difficile d'obtenir

une communication correcte, car Palma est située au pied d'une chaîne de montagne qui s'élève à plus de 1000 m d'altitude. Malgré cet obstacle direct, il ne fut pas difficile d'entrer en contact avec l'autre station. Les bons résultats obtenus en d'autres points plus favorables de l'île engagèrent à déplacer l'émetteur de Barcelone au centre de la ville, sur l'édifice des téléphones de Cataluña, où il était particulièrement avantageux de disposer les appareils pour des raisons de personnel et parce que cela permettait de supprimer les liaisons interurbaines.

De ce point, on fit également des essais avec divers points de l'île. Le sommet de l'Alfàbia s'avéra de loin le mieux qualifié, non seulement parce qu'on y obtint d'excellents résultats, mais aussi parce que de là on a vue directe sur les deux autres îles des Baléares, Minorque et Ibiza, ce qui n'est pas sans importance pour une extension ultérieure du trafic. Les essais effectués montrèrent qu'une liaison commerciale par ondes ultra-courtes est parfaitement possible entre ce point et le bâtiment des téléphones à Barcelone.

Nous ne voulons entrer ici dans les détails des essais, dont les principaux résultats sont reproduit à la fig. 2.

Il faut rappeler que la longueur du chemin de transmission était à peu près la même dans les deux cas, c'est-à-dire 200 kilomètres. Le fait que les points obtenus pour la transmission à partir de la montagne Tibidabo de 450 mètres de haut et pour l'édifice de Cataluña 65 mètres de haut, sont à peu près sur la même courbe, montre que, entre des limites de 65 à 1000 mètres, une réduction dans la hauteur du récepteur peut être compensée par un accroissement égal dans la hauteur de l'émetteur, ou vice versa. Cette conclusion s'applique au cas où la courbure de la terre est le seul obstacle sur le chemin de transmission. D'ailleurs un changement de 100 mètres dans la hauteur produit un changement du rapport signal au bruit, d'environ 2 db (0,23 Neper).

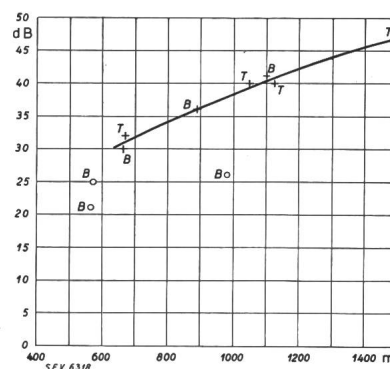


Fig. 2.

Rapport signal-bruits de fond en décibels, en fonction de la somme des altitudes de l'émetteur et du récepteur.

o Pour ces mesures, une chaîne de montagnes était venue s'ajouter à la courbure de la terre.

T Emetteur sur le sommet du Tibidabo, à 450 m d'altitude.

B Emetteur à Barcelone à 65 m d'altitude.

On peut tirer une conclusion générale de ces essais, à savoir qu'on peut établir une liaison commerciale, même sans visibilité directe, entre deux stations terminales, et que, même dans le cas où une haute montagne se trouve sur le chemin de transmission l'établissement d'une liaison satisfaisante n'est nullement hors de question.

Bien qu'on eût montré qu'un service commercial pourrait être établi dans la direction Barcelone/Majorque, il restait à établir si un tel service était possible entre les mêmes stations terminales dans le sens Majorque/Barcelone. Les interférences

de l'émetteur de 6 mètres avec une puissance porteuse de 5 kilowatts environ.

On trouva plus tard que de l'évanouissement se manifestait pendant les mois d'été. On fit des mesures pendant une semaine avec des longueurs d'onde de 3,5, 4, 4,5 et 5,5 mètres (86, 75, 67 et 54 MHz). Le rapport minimum du signal au bruit de fond était meilleur sur 4,5 mètres, étant supérieur de plus de 10 db à ceux que l'on mesurait sur 3,5 ou 4 mètres. Bien que la période d'essai n'ait pas été suffisamment longue pour permettre des conclusions absolues, il était clair qu'on ne devait pas s'attendre à un gain en augmentant la fréquence au-delà de 67 MHz (4,5 mètres).

En septembre 1935 un service commercial entre Majorque et Barcelone fut ouvert au public. Les fréquences reçues étaient 65,6 MHz (4,75 mètres)

vers Barcelone et 59,9 MHz (5,01 mètres) vers Majorque. Des services expérimentaux furent établis peu de temps après sur des distances de 140 kilomètres avec les îles voisines de Minorque et d'Ibiza, mais à cause de la guerre civile ces deux derniers services ne furent jamais ouverts au public.

La fig. 3 montre le diagramme schématique de l'émetteur de 10 W. A gauche nous avons l'oscillateur V 1 commandé par quartz. Si nous considérons le cas où la longueur d'onde de sortie de l'émetteur est 3,5 mètres, l'oscillateur à quartz a une fréquence correspondant à 14 mètres. Le quartz a un très petit coefficient de température, pas plus de 3 millionnièmes par degré centigrade. On n'a donc pas besoin d'un thermostat. On a prévu un petit élément chauffant dissipant à peu près 1 watt, de manière à empêcher que le quartz ne prenne de l'humidité dans les moments où l'émetteur ne fonctionne pas. La sortie de l'oscillateur à quartz passe par un doubleur de fréquence V 2 suivi d'un étage amplificateur à penthode V 3. La modulation est appliquée à la grille de suppression de ce dernier étage dont le débit passe par un autre étage V 4 doublant la fréquence, qui alimente l'antenne. Cet arrangement présente l'avantage que la modulation

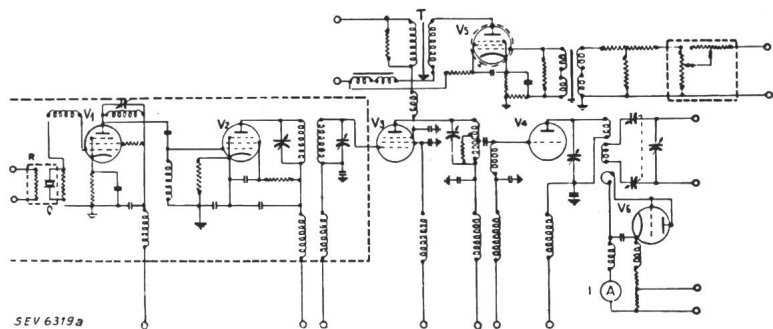


Fig. 3.

Schéma de l'émetteur de 10 W à ondes ultra-courtes.

électriques sur l'édifice de Cataluña étaient si importantes qu'il devint nécessaire de prendre des mesures en vue de réduire le bruit perçu. Une réclame lumineuse au néon sur la place à environ 50 mètres du bâtiment était une source de brouillage important. Une antenne directive destinée à supprimer les bruits venant de la direction indésirable améliora considérablement les conditions de réception quand on eut pris les précautions nécessaires pour éviter le pick-up dans les lignes de transmission mêmes. On y mesura un rapport signal-parasites égal à 20 db (2,3 Neper).

Le deuxième point du programme consistait à déterminer la longueur d'onde optimum. Par des essais antérieurs on savait que le niveau des perturbations diminue lorsque la fréquence augmente. Il était donc donné d'essayer d'améliorer le rapport signal-parasites en diminuant la longueur d'onde. A la fréquence 50 MHz le rapport est, comme on l'a vu, de 20 db, à 54,4 MHz, 28 db, c'est-à-dire qu'à une augmentation de la fréquence de 9 % correspond un gain de 8 db (presque 1 Neper). A 57 MHz, on mesura 32 db, à 60 MHz, 36 db et finalement à 67 MHz, 47 db. En portant la fréquence de 50 à 67 MHz on obtient donc un gain de 27 db. On n'essaya pas de déterminer quelle portion de ce gain était imputable à l'amélioration de la propagation, mais il est plus que probable que la majeure partie en était due à une diminution de l'intensité des interférences électriques au fur et à mesure que la longueur d'onde diminuait.

En concluant d'une manière encore plus générale, on peut donc dire que si le récepteur est situé dans une région où il existe des interférences électriques, une réduction de 6 à 4,5 mètres de la longueur d'onde peut être équivalente à un accroissement de la puissance d'environ 500 fois. Ceci pour dire que l'émetteur de 10 watts sur 4,5 mètres peut donner une réception égale à celle

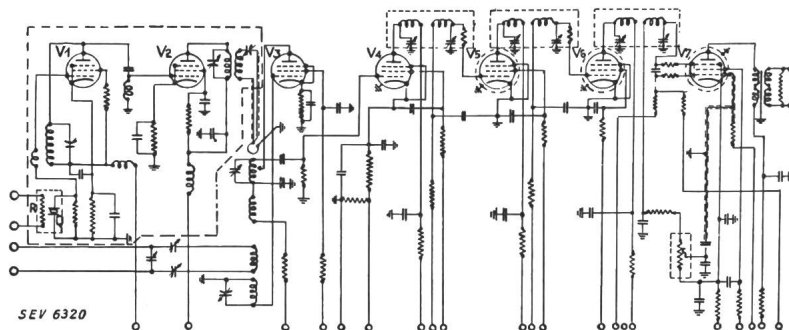


Fig. 4.

Schéma du récepteur.

peut se faire avec une faible puissance, qu'il est plus facile d'amplifier une plus faible très haute fréquence telle que 7 mètres plutôt que 3,5 mètres, et,

enfin, qu'un gain de  $n$  décibels avant doublage est équivalent à un gain compris entre  $n$  et  $2n$  db après doublage. On peut se rendre compte qu'on a seulement prévu un étage basse fréquence, bien qu'un niveau de 25 db (rapporté à 1 milliwatt) soit suffisant pour obtenir la modulation totale de l'émetteur. On se demande si, en doublant la fréquence après modulation, il ne se produit pas de distorsion considérable. A première vue il semble que, par exemple, si un ton de 500 Hz est appliqué à la grille de suppression de l'étage amplificateur de 7 mètres, la modulation de la fréquence sortante sera de  $2 \times 500$ , c'est-à-dire 1000 Hz à cause de l'action de l'étage doubleur. Partout où des mesures spéciales ne seront pas prises, il est sûr qu'on aura une très puissante modulation de 1000 Hz. Toutefois en choisissant convenablement les tensions des élec-

manière que le maître-oscillateur de l'émetteur. Le tube V 2 quadruple la fréquence de l'oscillateur. L'antenne est branchée sur le circuit d'entrée du tube V 3 qui amplifie la haute fréquence entrante. V 4 est le redresseur de battement, V 5 et V 6 sont deux étage amplificateurs intermédiaires et V 7 le détecteur à réaction. La fréquence intermédiaire est de 1 MHz. L'amplification est réglée automatiquement.

La fig. 5 est une vue avant de l'émetteur complet. Les différentes parties de l'appareil ressortent de la fig. 6 qui en représente une vue arrière. En haut, on voit les départs d'antenne et le ventilateur de refroidissement. Immédiatement au-dessous se trouve le maître-oscillateur avec le cristal de quartz, à côté la penthode amplificatrice modulée et finalement le doubleur de fréquence de sortie. En des-

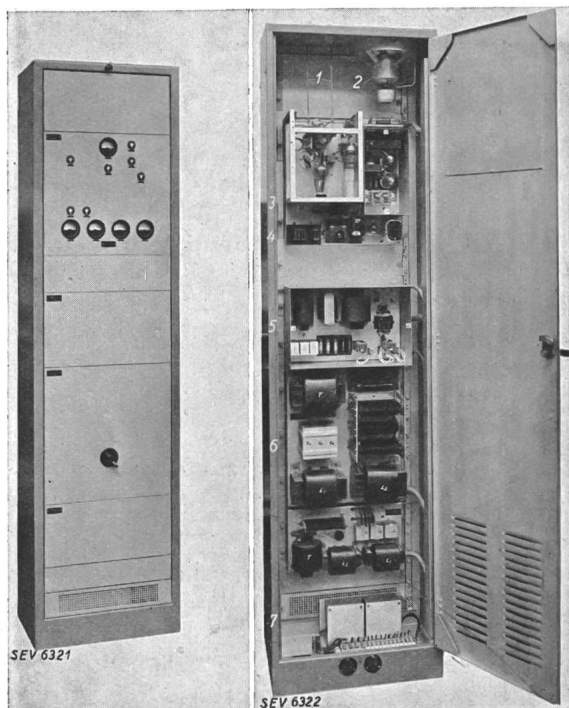


Fig. 5.  
Vue avant de  
l'émetteur.

Fig. 6.  
Vue arrière de  
l'émetteur.

1 départs d'antenne. 2 ventilateur. 3 groupe émetteur. 4 amplificateur à fréquence audible. 5 commande à distance. 6 raccordement au réseau. 7 filtres.

trodes, il est possible de faire en sorte que le courant d'antenne à 3,5 mètres soit une fonction linéaire de la tension appliquée à la grille de suppression, de sorte que, en dépit de l'existence d'un étage doubleur entre la penthode amplificatrice et l'antenne, on puisse obtenir une modulation sans distorsion. Les mesures montrent que pour 70 % de modulation, les harmoniques présents ne dépassent pas 3 %. On obtient un débit de 10 watts porteurs pour toutes les longueurs d'ondes entre 3 et 7 mètres (100 et 43 MHz).

La fig. 4 montre le schéma du récepteur. Celui-ci est du modèle superhétérodyne; l'oscillateur de battement V 1 est commandé par quartz de la même

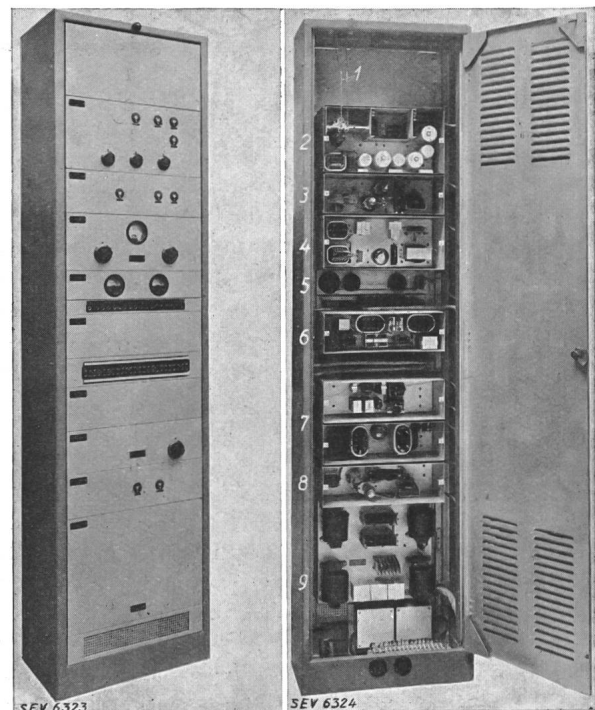


Fig. 7.  
Vue avant du  
récepteur.

Fig. 8.  
Vue arrière  
du récepteur.

1 départs d'antenne. 2 récepteur superhétérodyne. 3 oscillateur de battement. 4 indicateur de volume. 5 instruments et jacks de mesure. 6 translateur à 4 fils et bobines hybrides. 7 dispositif d'appel. 8 émetteur d'essai. 9 raccordement au réseau.

sous du groupe émetteur se trouve l'étage amplificateur à fréquence audible. Le groupe en-dessous contient le dispositif de commande à distance qui sera décrit dans la suite. Sous celui-ci sont disposés le redresseur à haute tension et d'autres éléments d'alimentation du poste.

En fig. 7 on voit le récepteur de devant. La vue arrière, en fig. 8, permet de reconnaître la disposition intérieure. De haut en bas, on y voit le superhétérodyne proprement dit, à l'exception de l'oscillateur de battement monté immédiatement en-dessous. Le troisième groupe est constitué par l'indicateur de volume. Puis viennent le tableau et les fiches de mesure, le translateur à 4 fils avec les bobines

hybrides, car l'installation est prévue pour raccorder à un circuit téléphonique à deux fils. Suivent encore les dispositifs d'appel, un petit émetteur d'essai et finalement le groupe d'alimentation du poste.

Le récepteur est naturellement construit pour la réception de toute la gamme comprise entre 3 et 7 m. Il permet de fournir une fréquence audible exempte de distorsion à un niveau maximum de 12 db, c'est-à-dire de 1,4 Neper environ, rapportés à 1 milliwatt.

L'émetteur et le récepteur peuvent être commandés à distance du central téléphonique. Au moyen de cette commande, il est possible de couper complètement la station, de faire fonctionner l'émetteur et le récepteur ensemble ou de laisser l'émetteur inactif, tout en employant le récepteur. Ce dernier régime est utilisé aux moments où le trafic est faible, puisque le récepteur étant branché, toutes les communications peuvent être reçues. Quand la téléphoniste veut établir un circuit, la seule opération de mettre la fiche appropriée dans le jack correspondant met l'émetteur en service, de telle sorte que quelques secondes seulement sont perdues avant l'établissement du circuit. Cette perte de temps est si minime que l'opérateur lui-même ne la remarque pas. Les circuits de commande sont construits pour travailler sur un seul conducteur avec retour par la terre entre la station terminale de radio et le central téléphonique. La seule condition à remplir par le conducteur est que la résistance totale, y compris celle des enroulements des bobines répétries, ne soit pas supérieure à 1900 ohms. Dans le but de prévenir un arrêt de service dû seulement à un défaut des circuits de commande on a fait en sorte que si le conducteur de commande se rompt, le radio-émetteur et le radio-récepteur entreraient tous deux en fonctionnement. Pour faire face au cas où le courant d'appel de 500 ou 1000 Hz ne serait pas disponible dans les circuits téléphoniques, on a installé un système capable de transformer le courant de sonnerie de 16 ou 25 Hz en 4000 Hz, de manière à pouvoir le transmettre sans difficulté sur la liaison radio. A la station réceptrice ce courant de 4000 Hz est retransformé en courant de 16 ou 25 Hz nécessaire pour actionner les sonneries.

Un contrôle aisé a été prévu pour permettre à la téléphoniste du central de vérifier si le récepteur local fonctionne d'une façon satisfaisante. Au moyen d'une commande à distance, elle met en marche un oscillateur local de la station terminale, fonctionnant à la fréquence de l'émetteur éloigné. Si le récepteur est en bon état de fonctionnement, elle reçoit environ 15 secondes plus tard un appel prouvant que son oscillateur d'essai a été dûment reçu par son propre récepteur.

A Majorque on utilisait des antennes très directives pour la transmission et la réception. Dans les deux cas, le gain observé était supérieur d'environ

18 décibels (env. 2 Neper) à celui d'un dipôle demi-onde. L'antenne était du modèle décrit par E. Bruce dans les «Proceedings of the Institute of Radio Engineers», Août 1931, pages 1414 et suivantes. L'antenne de transmission consistait en trois losanges horizontaux, dont le côté mesurait 4 fois la longueur d'onde, placés l'un au-dessus de l'autre à un espace d'une demi-longueur d'onde. Les antennes de réception étaient constituées par 6 «V» renversés verticaux, dont le côté mesurait quatre fois la longueur d'onde, placés l'un à côté de l'autre à des intervalles d'une demi-longueur d'onde. Sur l'édifice Cataluña à Barcelone, il n'y avait malheureusement pas assez de place pour installer des antennes aussi directives. Le gain était supérieur de 12 db à celui d'un seul élément demi-onde.

Le temps pendant lequel la liaison était hors service était de quelques minutes par jour, cette perte de temps représentant les arrêts de toutes causes. Aucune communication ne fut annulée pour cause d'insuffisance commerciale des radio-circuits. Des statistiques établies sur les six premiers mois de fonctionnement montrèrent une augmentation de 40 % dans les revenus de ce service, augmentation due à la substitution à la liaison par ondes courtes entre Madrid et Palma, des ondes ultra-courtes entre Barcelone et Majorque.

#### b) Liaison Ecosse—Irlande.

Comme nous l'avons déjà montré, une large bande de longueurs d'onde est utilisable sur les ondes ultra-courtes. Ces fréquences conviennent donc bien pour la transmission à voies multiples où plusieurs circuits téléphoniques sont superposés sur une seule onde porteuse. La fig. 9 montre le schéma de principe d'une installation radiotéléphonique à 9 voies, telle qu'il en a été monté une l'année passée entre l'Ecosse et l'Irlande, sur une dis-

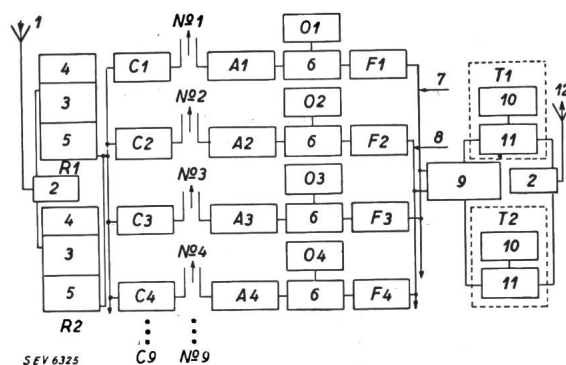


Fig. 9.

#### Schéma de principe d'un équipement multiplex à 9 voies.

1 antenne de réception. 2 interrupteur d'antenne. 3 amplificateur HF et transposition. 4 oscillateur de battement. 5 amplificateur à moyenne fréquence. C1...C9 voies No 1...9; sélecteurs de voies. No 1...No 9 lignes No. 1...No 9. O1...O9 générateurs d'onde porteuse pour les voies No 1...No 9. 6 étage de mélange. F1...F9 filtres passe-bande pour les voies No 1...No 9. 7 voies impaires. 8 voies paires. 9 transformateur de modulation. T1, T2 émetteurs à ondes ultra-courtes No 1 et No 2. 10 générateur d'ondes ultra-courtes à cristal. 11 étage de mélange avec amplificateur. 12 antenne d'émission.



tance de 65 km. Les 9 circuits téléphoniques sont numérotés de 1 à 9. Le fait que ce sont des circuits à 4 fils est dû au hasard, et n'a en soi rien à voir avec le dispositif à voies multiples. Le courant téléphonique entrant est renforcé puis il module une onde porteuse dont la fréquence est de l'ordre de 200 kHz. La fréquence auxiliaire ainsi modulée est amenée par un circuit filtre au transformateur de modulation. Les 9 voies sont traitées de façon analogue, de sorte que les 9 fréquences auxiliaires se mélangent dans le transformateur pour moduler un émetteur à ondes ultra-courtes. Ce poste émetteur est à peu près identique à l'émetteur de 10 W déjà décrit, à l'exception qu'il contient en plus un étage de sortie en push-pull pour porter la puissance de l'antenne à 50 W.

Il est évident qu'un arrêt dans le fonctionnement de l'installation d'ondes ultra-courtes aurait des suites

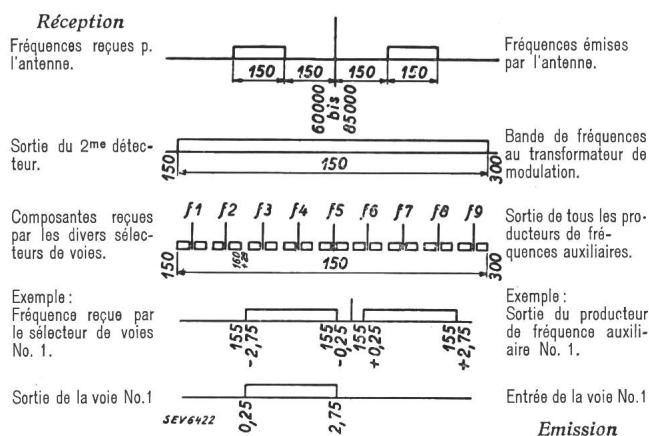


Fig. 9a.

Spectre de fréquence d'une transmission radio-téléphonique à 9 voies.

Toutes les fréquences sont données en kilo-hertz.

catastrophiques, la panne se répercutant sur les 9 voies à la fois. L'installation d'ondes ultra-courtes est pour cela prévue en double. L'unité de réserve n'est pas sous tension en temps normal mais, si un accident tel qu'un défaut d'une lampe se produit, l'alimentation et l'antenne sont automatiquement transférées de l'unité de service à l'unité de réserve et l'accident est signalé au central de commande à distance.

Du côté de la réception l'antenne reçoit une porteuse haute fréquence modulée par 9 voies. Comme dans le cas de l'émetteur d'ondes ultra-courtes, cette partie du récepteur, qui est commune aux neuf voies, est doublée. Il n'est toutefois pas prévu d'interrupteur automatique en cas d'accident, vu que l'appareillage d'interruption, dans le cas des petits courants de certaines des lampes réceptrices, serait si délicat qu'il pourrait présenter le danger de fausses manœuvres. Toutefois, la mise hors de service de 9 voies ne peut passer longtemps inaperçue et, comme l'opératrice sait qu'elle peut se fier aux émetteurs des deux extrémités, elle peut conclure que le défaut est dans son propre récepteur. Dans ce cas au moyen d'une clé de commande à distance,

elle remplace le récepteur défectueux par l'unité de réserve.

Un changement manuel de l'émetteur est également prévu par la commande à distance, de sorte que l'émetteur de réserve peut être vérifié à intervalles réguliers.

Le récepteur est un superhétérodyne, dont le débit du second détecteur contient les 9 fréquences porteuses auxiliaires de l'émetteur éloigné. Chaque porteuse auxiliaire, ainsi que ses bandes latérales, est séparée au moyen de filtres, amplifiée et redressée de façon à reproduire les fréquences de l'émission originale correspondant à la voie considérée. Après amplification ces fréquences passent dans la ligne au niveau désiré.

Il est facile d'entremêler 9 voies, mais pour les séparer de nouveau sans avoir de diaphonie notable, c'est un véritable problème en soi. Pour que la diaphonie ne soit pas notable quand un rapport signal au bruit de 45 db est mesuré sur un indicateur de volume, le rapport signal-diaphonie doit être au moins 55 db. En d'autres termes, l'intermodulation entre les diverses voies doit être extrêmement faible. Cette condition sera réalisée si toutes les parties de l'équipement qui sont communes aux 9 voies ont une caractéristique strictement linéaire. Toutefois, tant qu'il existe des modulateurs et démodulateurs, cette condition est essentiellement impossible à remplir.

On résoud le problème en donnant aux modulateurs et détecteurs une caractéristique aussi proche que possible de la parabole. On prend alors soin que la tension à la sortie de toutes les autres parties communes soit d'aussi près que possible fonction linéaire de la tension à l'entrée. Les fréquences secondaires qui sont engendrées par les modulateurs et détecteurs correspondent aux sommes et aux différences de chaque paire de fréquences traversant ces éléments. Si maintenant toutes les fréquences porteuses auxiliaires s'étendent sur un octave, toutes les fréquences secondaires s'étendent hors de la bande de ces fréquences auxiliaires. Dans le cas de l'équipement que nous examinons, toutes les fréquences auxiliaires sont comprises entre 150 et 300 kHz, de sorte que toutes les fréquences secondaires correspondant aux sommes s'étendent entre 300 et 600 kHz, et toutes celles correspondant aux différences, entre 0 et 150 kHz. Les fréquences secondaires peuvent ainsi être éliminées par le simple moyen de filtrage.

L'installation ouverte au service commercial depuis août 1936, donne des résultats très satisfaisants. Les rapports de signal au bruit de fond obtenus sur chacune des neuf voies pour la modulation maximum, ont dépassé 45 db dans tous les cas, avec quelques très rares exceptions, et la variation de l'équivalent de transmission de l'entrée de l'émetteur à la sortie du récepteur éloigné n'excède nor-

malement pas 2 db (0,23 Neper), chiffre comparable à celui obtenu avec les lignes aériennes. On ne peut assez souligner l'importance fondamentale de l'affaiblissement des circuits pour le trafic téléphonique. Lorsque l'affaiblissement augmente, la qualité de la communication en souffre; si par contre l'affaiblissement diminue, des répéteurs éloignés du réseau peuvent se mettre à osciller, ce qui interrompt totalement la communication. Durant les 9 mois de fonctionnement aucun évanouis-

près de Calais en France et St. Margaret's Bay près de Douvres en Angleterre. Des observations furent faites sur une période de six mois sur des longueurs d'onde de 3,4 à 6 mètres (88 à 50 MHz). On n'a pas constaté d'évanouissement sur ces deux longueurs d'onde. En même temps, on a fait sur le même trajet des essais avec des ondes de 17 cm, qui montrèrent un fort évanouissement. D'autres expériences ont également confirmé qu'entre des points à visibilité optique les effets d'évanouissement sont

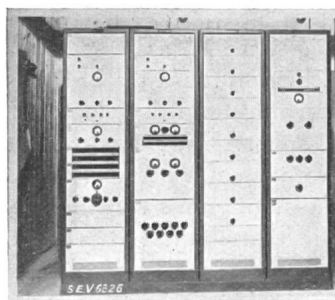


Fig. 10.  
Récepteur

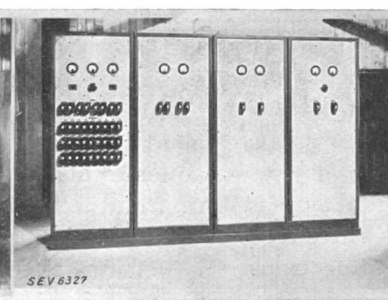


Fig. 11.  
Equipement d'alimentation de  
l'émetteur et partie du dispositif  
de commande à distance

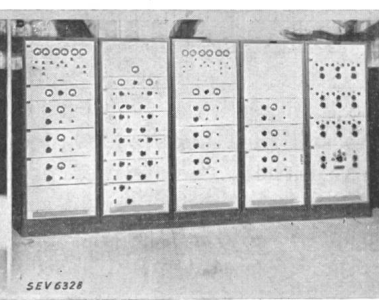


Fig. 12.  
Emetteur

d'un poste complet de transmission multiplex à 9 voies par ondes ultra-courtes.

sement ne fut observé. Ceci n'exclut pas la possibilité d'une variation de quelques décibels de la force du signal, puisqu'un contrôle automatique de gain est employé sur chaque voie pour pallier les effets de l'évanouissement. Toute chute considérable du signal produirait donc une diminution correspondante du rapport du signal au bruit de fond et l'expérience montre que si de telles variations apparaissent réellement, elles ne sont pas suffisamment importantes pour troubler le circuit, du point de vue d'un service téléphonique de premier ordre.

Les fig. 10, 11 et 12 montrent l'installation complète à 9 voies. A la fig. 10, on voit le récepteur, à la fig. 11 le dispositif d'alimentation ainsi qu'une partie de la commande à distance, et à la fig. 12 l'émetteur complet. Dans la partie supérieure gauche du récepteur se trouvent les organes à haute fréquence doubles servant en commun aux 9 voies, puis les 9 sélecteurs de voies et des dispositifs d'alimentation, filtres, indicateurs de volume, interrupteurs pour chacune des 9 voies, etc. Sur l'émetteur on voit les deux équipements à ondes ultra-courtes, puis l'oscillateur à fréquence auxiliaire et entre deux les amortisseurs de fréquence auxiliaire, tout à droite les coupe-circuit et interrupteurs pour chacune des voies.

L'installation est entièrement logée dans une maisonnette (fig. 12a). Dans un bâtiment en pierre voisin se trouve un groupe Diesel-électrique qui démarre automatiquement lorsque la tension du réseau fait défaut et s'arrête de même lorsqu'elle revient.

La même régularité de signal fut observée sur une distance de 35 km à vol d'oiseau, entre Escalles

en général négligeables pour des ondes supérieures à 3 m.

En résumé, on peut dire que les postes à ondes ultra-courtes ont sur ceux à ondes courtes l'avantage de pouvoir être exploités entièrement automatiquement sans personnel de station. Le personnel né-

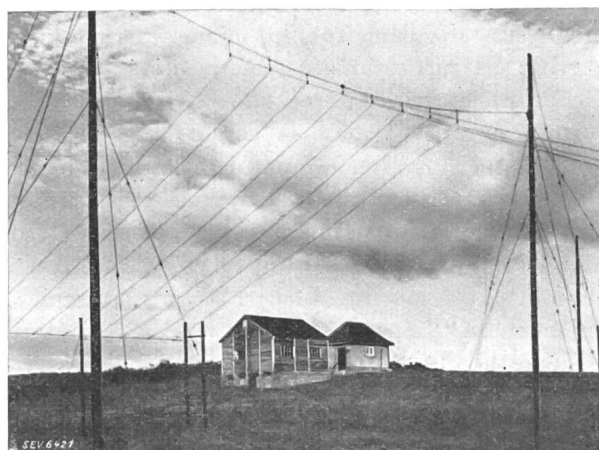


Fig. 12a.

Station de réception et d'émission à Port Patrick de la liaison radio-téléphonique à 9 voies entre l'Ecosse et l'Irlande.

cessaire dans les postes à ondes courtes pour effectuer les changements de longueur d'onde tombe, et dans la plupart des cas il n'est pas nécessaire de régler la modulation pour qu'elle reste continuellement à 100 %.

#### 4<sup>e</sup> Nécessité de changement de technique pour les «micro-ondes».

Un des plus importants développements dans l'histoire de la science des communications fut l'ap-

parition de la triode commerciale, qui pendant longtemps servit comme moyen d'amplification idéal à toutes fins. Toutefois à mesure que la fréquence est accrue son utilité est compromise dans la pratique.

Les circuits reliés à la grille et à la plaque deviennent si petits que la majeure partie en est logée à l'intérieur de la lampe, et il devient difficile de les relier à d'autres circuits. La réactance des petites capacités devient si faible que les courants de charge deviennent considérables et augmentent les pertes de puissance. Les capacités entre électrodes représentent de si petites impédances qu'il est difficile d'empêcher les amplificateurs d'accrocher, même si l'on a adopté des électrodes écrans ou la neutralisation. Le dernier procédé devient complexe à cause de l'inductance des conducteurs et des déphasages produits dans les espaces entre électrodes par la durée finie de transit des électrons. Dans la théorie simple des tubes à vide qui sert depuis près d'une génération, on admet tacitement que la durée de transit des électrons est négligeable. Quand cette condition n'est plus remplie le contrôle exercé par la grille sur le courant électronique absorbe une partie considérable de la puissance de l'excitation de grille et la résistance apparente de l'espace grille-cathode peut tomber au-dessous de 1000 ohms.

Cela vaut la peine de considérer brièvement la théorie simplifiée des tubes à vide. Une charge sur la grille commande le courant électronique par l'action directe sur l'électron lui-même. Si la tension de grille est suffisamment négative, on n'aura pas de courant de grille, parce que la charge des électrons est négative; donc la conductance grille-cathode doit être nulle. Toutefois, ceci n'est pas un exposé complet des faits. Bien qu'il soit vrai que si la tension est suffisamment négative, la grille ne puisse accepter aucun courant électronique, il n'est pas vrai qu'elle ne puisse accepter des courants de déplacement. Bien plus, il est bien de rappeler la troisième loi du mouvement — l'action et la réaction sont égales et opposées. Si la charge sur la grille exerce une action directe sur l'électron, pourquoi l'électron n'exercerait-il pas une réaction directe sur la charge de la grille?

Cette action et cette réaction existent sûrement en fait. Pendant le passage de l'électron de la cathode à la grille, la charge de la grille retarde l'électron et en reçoit alors de l'énergie, tandis que durant son passage de la grille à la plaque, l'électron est accéléré par cette même charge de grille et en reçoit de l'énergie. Si le potentiel de grille reste constant durant le passage de la cathode à la plaque, l'énergie récupérée par l'électron est égale à celle qu'il avait fournie auparavant. On peut aisément

se rendre compte de cela si on imagine que ce potentiel de grille est maintenu constant au moyen d'une batterie sans résistance. Quand le passage de l'électron est terminé, la batterie n'a pas fourni d'énergie, puisqu'aucun courant continu n'a passé. Il n'y a donc pas de perte d'énergie et la conductance grille-cathode est nulle.

Si, cependant, le potentiel de grille varie durant le passage des électrons de la cathode à la plaque, cette égalité ne s'obtient plus, puisque les quantités d'énergie fournies et récupérées par l'électron dépendent de la tension de grille.

La solution mathématique du problème est compliquée par l'action mutuelle des électrons qui forment la charge d'espace. Pour comprendre le phénomène qualitativement, nous négligerons cette action mutuelle. D'ailleurs, nous considérerons seulement le cas simple dans lequel il n'existe aucune impédance haute fréquence dans le circuit de plaque, c'est-à-dire le cas où la tension de plaque est constante.

Supposons que la tension de grille ait une polarisation négative et appliquons-lui une petite tension alternative. Considérons un électron qui quitte la cathode à un moment où la tension de grille est positive et croissante, c'est-à-dire à un point  $P$  du cycle représenté à la fig. 13.

Bien qu'il y ait continuellement transfert d'énergie durant tout le temps de transit des électrons, nous pourrions faire une nouvelle simplification en considérant que

tout transfert d'énergie a lieu à des moments définis de la période de transit. Le voltage de grille aura donc une phase

$$\Theta + \varepsilon$$

quand l'électron qui quitte la cathode au point  $P$  délivre son énergie à la grille.  $\varepsilon$  est un déphasage correspondant à un temps moindre que celui exigé par l'électron pour aller de la cathode à la grille. C'est en réalité une fonction de  $\Theta$  et de la tension alternative de grille, mais l'erreur commise en le supposant constant peut être rendue plus petite que toute quantité désignée à l'avance, pourvu que l'amplitude de la composante alternative de la grille soit rendue suffisamment petite. Il est alors justifié de considérer cette quantité comme constante.

L'énergie transférée étant linéairement proportionnelle à la tension de grille, les effets de la tension constante et de la composante alternative peuvent être étudiés séparément. Nous avons déjà montré que l'effet de la tension constante est nul,

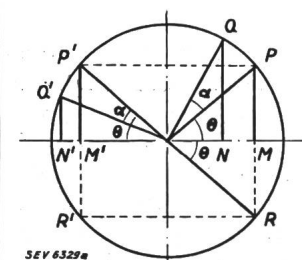


Fig. 13.  
Cycle de déplacement d'un  
électron dans une triode.

de sorte qu'il suffit de considérer seulement la composante alternative. Pour un point  $P$  comme on voit sur la figure, cette composante alternative est positive de sorte que la composante alternative de grille, en attirant l'électron, lui fournit une énergie proportionnelle à

$$\sin(\Theta + \varepsilon)$$

Durant son passage entre la grille et la plaque, l'électron restitue une énergie proportionnelle à

$$\sin(\Theta + \alpha)$$

où  $\alpha$  est la phase de la tension de grille quand l'électron atteint le point entre la grille et la plaque où il restitue de l'énergie à la grille.  $\alpha$  est donc forcément plus grand que  $\varepsilon$ . L'énergie totale fournie par la grille à chaque électron est alors:

$$\begin{aligned} \sin(\Theta + \varepsilon) - \sin(\Theta + \alpha) = \\ -2 \cos\left(\Theta + \frac{\alpha + \varepsilon}{2}\right) \sin(\alpha - \varepsilon), \end{aligned}$$

qui, on peut le remarquer, est négative durant presque toute la moitié du cycle dans laquelle la tension de grille est croissante, mais positive quand la tension de grille est décroissante.

Le nombre des électrons, qui quittent la cathode pendant une petite unité de temps, dépend de la tension de grille. Considérons maintenant un point  $P'$ , où la grille a la même tension qu'au point  $P$ , avec toutefois la différence que la tension est maintenant décroissante. Comme les tensions de grille sont égales en  $P$  et  $P'$ , le nombre d'électrons quittant la cathode dans un petit intervalle de temps est égal dans les deux cas. Chaque électron reçoit de la grille une énergie proportionnelle à

$$\sin(\pi - \Theta + \varepsilon) = \sin(\Theta - \varepsilon)$$

et fournit une énergie de grille proportionnelle à

$$\sin(\pi - \Theta + \alpha) = \sin(\Theta - \alpha)$$

Donc, l'énergie totale donnée par la grille pendant une petite unité de temps pour des couples d'électrons correspondant aux points  $P$  et  $P'$ , est proportionnelle à

$$\begin{aligned} \sin(\Theta + \varepsilon) + \sin(\Theta - \varepsilon) - [\sin(\Theta + \alpha) + \sin(\Theta - \alpha)] \\ = 2 \sin \Theta (\cos \varepsilon - \cos \alpha) = 2 \sin \Theta (\alpha^2 - \varepsilon^2) \end{aligned}$$

vu que  $\alpha$  et  $\varepsilon$  sont tous deux petits.

Considérons maintenant des points  $R$  et  $R'$  de la fig. 13. Ici la charge de grille reçoit de l'énergie de chaque couple d'électrons car  $\Theta$  est maintenant négatif. Le transfert d'énergie pour chaque couple d'électron est encore proportionnel à

$$\sin \Theta (\alpha^2 - \varepsilon^2)$$

Toutefois, comme plus d'électrons quittent la ca-

thode aux points  $P$  et  $P'$  il s'ensuit qu'il y a plus de paires d'électrons qui prennent de l'énergie de la charge de grille que d'électrons qui fournissent de l'énergie à la charge de grille. D'ailleurs,  $\alpha$  et  $\varepsilon$  sont tous deux proportionnels à  $fT$ , où  $f$  représente la fréquence de la tension de grille et  $T$  le temps de transit de l'électron de la cathode à la plaque.

De ceci on peut conclure que:

1° La conductance positive grille-cathode est en relation avec le fait que plus d'électrons quittent la cathode quand la grille est moins négative que lorsqu'elle est plus négative.

2° La perte d'énergie et, par conséquent, la conductance grille-cathode, est proportionnelle au carré du produit de la fréquence par la durée de transit des électrons.

Quand la puissance ainsi absorbée dépasse celle que l'on peut obtenir de la plaque, aucune ampli-

fication n'est possible, et les oscillations ne peuvent être maintenues plus longtemps avec les circuits de l'oscillateur usuel. Un changement dans la technique s'impose. Un des principaux objets dans l'étude des tubes pour les ondes ultra-courtes, est donc de réduire la durée de transit des électrons. On peut obtenir ce résultat en augmentant la tension plaque ou en réduisant les dimensions du tube. Comme il est aussi nécessaire pour des raisons déjà exposées de maintenir l'inductance et la capacité des connexions des électrodes à une faible valeur, le procédé habituel est de réduire les dimen-

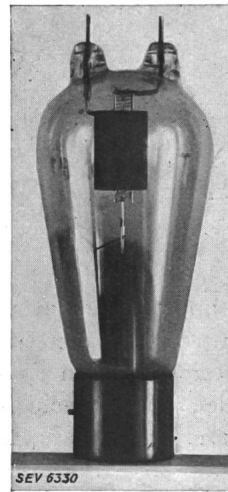


Fig. 14.  
Tube émetteur pour ondes ultra-courtes.

sions du tube. La fig. 14 montre un tube de la Western Electric Co. approprié au travail sur les ondes ultra-courtes. On verra que les conducteurs de la grille et de la plaque sont maintenus aussi courts que possible et traversent directement le verre, de façon à réduire les pertes diélectriques.

### 5° Liaisons par micro-ondes.

Lorsqu'on ne peut plus produire des oscillations par la méthode classique de la réaction, il devient nécessaire d'adopter d'autres moyens. Le nom «Micro-ondes» a été donné aux longueurs d'ondes inférieures à 50 cm, étant donné que c'est aux environs de cette longueur d'onde que le changement de technique intervient. Historiquement le problème fut résolu avant que la question fût posée. Il est donc intéressant d'examiner la solution du problème à la lueur de ce qui précède.

Nous avons vu que presque tous les électrons qui quittent la cathode pendant que la tension de grille



croît, donnent de l'énergie à la grille et que ceux qui la quittent pendant que la tension de grille décroît empruntent de l'énergie. S'il était possible de s'arranger pour que plus d'électrons quittent la cathode pendant que la tension de grille croît que pendant qu'elle décroît, l'espace grille-cathode représenterait une conductance négative et les oscillations pourraient être maintenues dans le circuit de grille. Heureusement il n'est pas essentiel que ces électrons supplémentaires sortent de la cathode; il est seulement nécessaire qu'ils atteignent la cathode au bon instant. Ils peuvent très bien provenir d'une autre électrode par laquelle ils auront été émis ou réfléchis.

La conductance positive grille-cathode, dont nous venons de voir la cause, s'opposera à toute conductance négative grille-cathode qui pourra être engendrée par d'autres moyens. La première suggestion qui se présente donc à l'esprit, est de faire travailler la cathode à saturation de tension, de manière à annuler cette conductance positive. Toutefois, en agissant ainsi nous détruisons la propriété sur laquelle repose l'amplification de la triode à grille négative. Cependant ceci nous laisse la liberté d'utiliser la plaque comme une électrode réfléchissante et on doit alors lui donner une tension égale ou légèrement inférieure à celle de la cathode. Naturellement, il devient nécessaire maintenant de donner à la grille une tension positive, de façon que les électrons soient attirés de la cathode. L'électron qui quitte la cathode à un moment où le potentiel de grille est décroissant, reçoit de l'énergie du circuit de grille, et si la tension de l'électrode réfléchissante est convenablement choisie, on peut s'arranger pour que l'électron absorbant l'énergie en gagne suffisamment pour atteindre la plaque et être rejeté du tube pendant que l'électron donnant l'énergie n'en a pas assez pour atteindre la plaque et est réfléchi. Il peut voyager plusieurs fois d'avant en arrière avant de venir finalement se poser sur la grille. Attendu que comme les électrons qui quittent la cathode au moment où le potentiel de grille est décroissant, sont rapidement exclus de la sphère d'action, la conductance grille-cathode devient rapidement négative.

Il existe deux méthodes basées sur l'inertie de l'électron, qui sont d'utiliser soit des diodes et triodes à grille positive soit des magnétrons. Ces deux moyens paraissent avoir déjà une certaine utilité. Les triodes à grille positive ont été utilisées commercialement pour établir le service téléimprimeur et radiophonique à micro-ondes à travers la Manche, entre Lympne et Saint Inglevert, sur une distance de 56 kilomètres à vol d'oiseau. La puissance de sortie que l'on peut obtenir est d'environ un demi watt pour des longueurs d'ondes entre 15 et 30 cm (2000 et 1000 MHz); des oscillations ont pu être maintenues à 6 centimètres (5000 MHz). Bien que

fournissant une puissance de sortie beaucoup plus considérable, les magnétrons n'ont pas été utilisés jusqu'à présent dans un service commercial à cause des difficultés de modulation. La fig. 15 montre les photographies des triodes à grille positive utilisées pour établir cette liaison commerciale. La plaque est cylindrique et la grille en spirale d'environ une onde de longueur, de sorte que nous n'avons plus le cas d'une simple électrode. La grille a deux connexions de sortie pour former une ligne

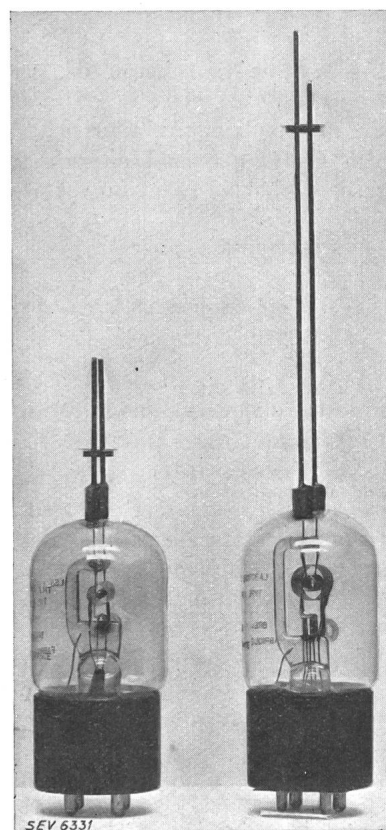


Fig. 15.  
Triodes à grille positive pour l'émission de micro-ondes.

de transmission continue de l'antenne à l'intérieur de la lampe. Les oscillations sont entretenues grâce à une fuite négative le long de cette partie de la ligne de transmission qui est constituée par la grille; nous n'essayerons pas d'expliquer ici cette action, très complexe et déjà étudiée dans de nombreuses publications (cf. A. G. Clavier, *Electrical Communication*, juillet 1933). La fréquence d'oscillation est déterminée en grande partie par la forme de la lampe, mais varie légèrement avec les tensions appliquées à la grille et à la plaque. On trouve par l'expérience que pour chaque ligne de transmission donnée et une charge donnée, on peut obtenir la même fréquence au moyen de la lampe à micro-ondes, pour différentes paires de valeurs du potentiel de grille et de plaque, la puissance de sortie étant différente pour chaque paire. Par ces moyens, il est possible d'obtenir une modulation véritablement rectiligne.

Pour concentrer les ondes on peut utiliser les moyens usuels connus en optique, tels que lentilles, réseaux zonés, réflecteurs paraboliques, etc. Dans le cas considéré, une lentille biconvexe de 70 centimètres de diamètre et de un mètre de rayon de courbure, donnait une image de la source, située à 5 m 90 en avant de la lentille, en un point à 40 centimètres en arrière, la force du signal reçu en ce point étant accrue de 10 db (1,15 Neper) par l'action de la lentille.

Le principe fondamental des réseaux zonés est montré par les diagrammes de la figure 16. Admettons que I soit une source ponctuelle de rayonnement d'une longueur d'onde  $\lambda$ . Pratiquement, cette source sera constituée par un émetteur de 1 cm environ. En vue de déterminer l'effet en chaque endroit du rayonnement de T, on peut, en appliquant le principe de Huyghens, négliger T et considérer chaque point du plan EAE' comme une nouvelle source dont la phase relative et l'intensité sont

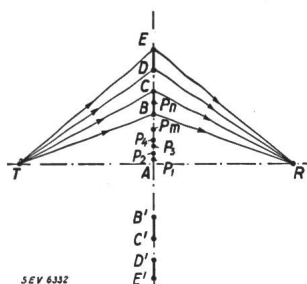


Fig. 16.

Principe du réseau zonné (en coupe).

la phase et l'intensité (au point considéré) du rayonnement arrivant de T. L'intensité au point R est le vecteur-somme des contributions de toutes les sources secondaires du plan EAE'. L'intensité en R due à la source secondaire située en B est de signe opposé à celle de la source A, puisque TBR est d'une demi-longueur d'onde plus long que TAR, de sorte qu'il y a une différence de phase de 180°. De la même manière l'intensité en R due à la source secondaire C est opposée à celle due à la source secondaire B, mais en phase avec celle de la source secondaire A. A chaque source secondaire  $P_1, P_2, P_3$ , etc., entre A et B, il correspond une source secondaire entre B et C dont l'effet en R est de signe opposé. Si, donc, la résultante des intensités en R dues à toutes les sources entre A et B est considérée comme positive, la résultante des effets de toutes les sources entre B et C doit être considérée comme négative. De la même manière l'effet dû aux sources entre C et D sera positif et celui des sources entre D et E négatif. Ce raisonnement s'applique à toute section passant par T et R de sorte qu'en faisant tourner la fig. 16 autour de TR on obtient un disque à la place de la ligne AB, et des anneaux à la place des lignes BC, CD, DE, etc. Ce disque et ces anneaux sont appelés réseaux zonés. Si un obstacle se trouve sur le chemin des rayons secondaires venant des zones BC, DE, etc., il s'ensuit que le signal résultant en R sera accru. Dans un réseau zonné d'expérimentation, on a fixé de tels anneaux d'aluminium sur une plaque de bois de 5 mm d'épaisseur. Un doublet excité à environ 19 cm fut placé 60 cm en avant du réseau zonné que nous venons de décrire, et l'intensité résultante fut mesurée au

moyen d'un thermocouple à 60 cm en arrière du réseau zonné. Les déviations du galvanomètre sont sensiblement proportionnelles à la puissance reçue. Sans obstacle entre R et T l'instrument accusa une déviation de 19 divisions. La plaque de bois interceptée en EE' fit descendre l'écart à 16 divisions. Cette diminution est due à l'absorption ou à la diffraction. Ensuite on posa le disque 0 et les anneaux 1, 2 et 3 sur la plaque de bois, ce qui ramena l'écart à 4 divisions donc pas tout à fait à zéro, parce que l'obstacle était de dimensions finies. On éloigna le disque 0 et l'écart monta à 41 divisions. L'écartement de l'anneau 1 devait entraîner une diminution, car l'intensité produite par BC est en opposition à celle produite par AB. En effet l'écart tomba à 9 divisions. Ensuite on enleva 0 et 2, en laissant 1 et 3. On devait ainsi s'attendre à une augmentation qui fut effectivement de 118. En éloignant la plaque de bois, l'écart monta à 139. Le disque 0 et l'anneau 2 sur la plaque de bois donnèrent un écart de 34 divisions. On en conclut qu'un tel réseau zonné, de 1 mètre de diamètre, donne dans ce cas un gain de puissance de 139/19, soit env. 8,9 db à l'endroit sur lequel il est mis au point.

La figure 17 montre le réseau zonné constitué par les anneaux 1 et 3.

On peut toutefois obtenir une plus grande concentration des rayons au moyen d'un miroir paraboloidal, la source des radiations étant située à son foyer. La théorie et l'expérience montrent que pour une ouverture donnée du miroir paraboloidal, on obtient la plus grande concentration des rayons à une grande distance, quand le plan focal coïncide

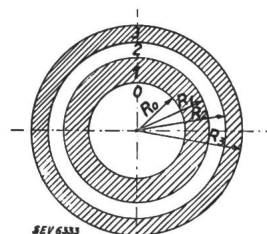
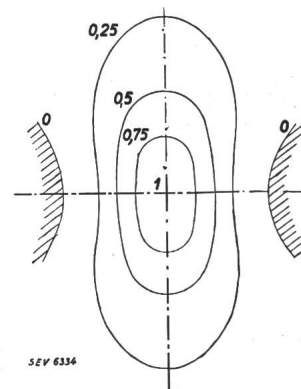


Fig. 17 (en haut).  
Réseau zonné (de devant).  
 $R_0 = 23,5$  cm;  $R_1 = 34$  cm;  
 $R_2 = 42$  cm;  $R_3 = 50$  cm.

Fig. 18 (à droite).  
Projection des lignes équipotentielles d'un paraboloïde sur le plan directeur.



avec l'ouverture. La figure 18 montre la projection sur le plan directeur de ligne d'égale intensité sur le paraboloïde. L'interprétation de cette figure due à R. Darbord (L'Onde Electrique, 1932, Vol. II, p. 53) est qu'un élément du paraboloïde situé sur une ligne dont la projection sur le plan directeur est marquée 0,5, donne à grande distance le long de l'axe du réflecteur un champ égal à 0,5 du champ donné par un élément situé directement derrière l'antenne, pourvu que les projections des aires de ces deux éléments soient égales. Les hachures indiquent les surfaces dont la contribution tend à ré-

duire le champ résultant à distance le long de l'axe du réflecteur, avec le résultat que le faisceau est plus large dans le plan de symétrie contenant l'antenne que dans le plan de symétrie perpendiculaire. La largeur mesurée du faisceau est  $\pm 3,7^\circ$  et  $\pm 2,2^\circ$  dans ces plans respectivement pour une perte de 10 db du signal audible. Le gain le long de l'axe est de l'ordre de 22 à 23 db.

La figure 19 représente un plan de symétrie du paraboloïde, la source de rayonnement  $AA'$  étant dans le plan du papier. Soient deux points  $P$  et  $P_1$ , un à gauche, l'autre à droite du plan focal. Si nous représentons la polarisation à la source par  $AA'$ , le rayon frappant le réflecteur en  $P$  donnera naissance à des courants dans la surface conductrice du réflecteur dans la direction  $PQ$ ,  $Q$  étant le point d'intersection de  $AA'$  avec la tangente en  $P$ . Celle-ci a une composante proportionnelle à  $MQ$ ,  $PM$  étant perpendiculaire à  $AA'Q$ . Un rayon incident sur le réflecteur au point  $P_1$ , excitera une surface élémentaire en  $P_1$  dans la direction  $P_1Q_1$  qui a une composante  $M_1Q_1$ . On voit sur la figure que  $MQ$  et  $M_1Q_1$  sont en opposition. Le déphasage dans le chemin  $SPR$  étant exactement le même que dans

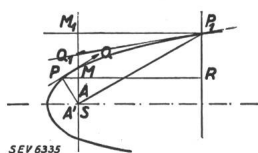


Fig. 19.

Coupe symétrique d'un réflecteur parabolique dans le plan de l'antenne.

le chemin  $SP_1$ , les contributions au signal à une distance le long de l'axe sont de signe contraire pour des aires élémentaires situées en  $P$  et  $P_1$ . Ce fait est d'une importance fondamentale dans l'utilisation d'un miroir, vu qu'il s'ensuit que si le miroir entoure une antenne, les aires néfastes apparaissent chaque fois qu'une section symétrique du miroir passant dans le plan de l'antenne est une courbe régulière. Il est à noter que l'existence de telles aires néfastes ne dépend pas de la forme du miroir. On se demande pourquoi dans le cas des projecteurs, le miroir parabolique entourant la source lumineuse, aucune aire néfaste n'apparaît sur le miroir. L'explication est que la lumière à une polarisation rotatoire, de sorte que les parties du miroir qui à un certain instant représentent une aire néfaste, ont un effet positif à l'instant suivant, et l'effet moyen de chaque point du miroir est positif.

Le lieu des points d'intensité nulle est le lieu des points  $T$  sur le paraboloïde où le plan passant par l'antenne et le point  $T$  coupe le plan tangent en  $T$  suivant une ligne qui est elle-même perpendiculaire à l'antenne. Dans ce cas la contribution d'une surface élémentaire en  $T$  au champ à distance le long de l'axe du réflecteur a une polarisation perpendiculaire à celle de la source de rayonnement et, par symétrie, la polarisation résultante en tout point éloigné situé le long de l'axe étant la même que celle de l'antenne, la contribution en  $T$  au signal utile est nulle.

Deux circuits à deux voies ont été établis à travers le Pas de Calais. Le premier était une liaison

expérimentale, installée en février 1931, entre les stations terminales d'Escalles près de Calais et de St. Margaret's Bay près de Douvres, tandis que le second était une liaison commerciale reliant les aéroports de Lympe et de St. Inglevert. Cette dernière liaison non seulement utilise les plus petites longueurs d'ondes parmi les stations commerciales du monde entier, mais elle constitue aussi le plus long circuit de micro-ondes en service régulier jusqu'à ce jour. Une description complète de l'équipement a déjà été donnée ailleurs et ne sera pas répétée ici<sup>1)</sup>.

La figure 20 montre les pylônes de St. Inglevert; la figure 21 est un schéma simplifié du dernier type

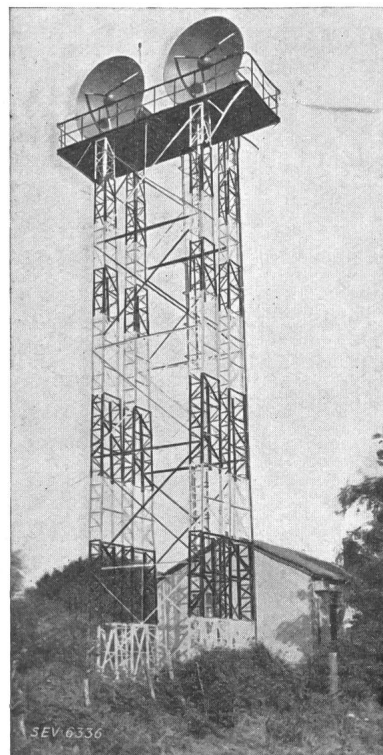


Fig. 20.

Pylônes portant les antennes pour la liaison à micro-ondes entre Lympe et St-Inglevert.

d'équipement à micro-ondes, dans lequel certains perfectionnements ont été apportés au récepteur. Les condensateurs insérés dans la liaison continue entre tube et antenne ne servent qu'à empêcher la haute tension de pénétrer dans l'antenne. La fréquence de modulation est appliquée simultanément à la grille et à la plaque du tube émetteur, pour éviter une modulation de la fréquence.

Dans le circuit de plaque du tube récepteur se trouve un circuit à fréquence intermédiaire, branché en parallèle à l'espace cathode-plaque. La réactance de cet espace dépend toutefois de l'intensité du signal reçu par micro-ondes, de sorte que la fréquence intermédiaire entretenue par le tube est modulée par l'intensité du signal reçu, c'est-à-dire par la modulation de l'amplitude des micro-ondes.

<sup>1)</sup> Electr. Comm. Vol. 12 (1933/34), janv., p. 222.



Cette fréquence intermédiaire est amplifiée et la modulation de fréquence transformée en modulation d'amplitude susceptible d'engendrer les courants de conversation originaux après avoir été redressée.

On verra que pratiquement jamais toute la radiation émise par l'antenne dans une direction vers l'avant n'atteint la station éloignée. On peut remédier à cette perte de puissance par l'usage d'un miroir hémisphérique placé en avant de l'antenne, de manière à renvoyer toutes les radiations émises dans cette direction sur le réflecteur situé derrière l'antenne. Pour que ces rayons émis vers l'avant at-

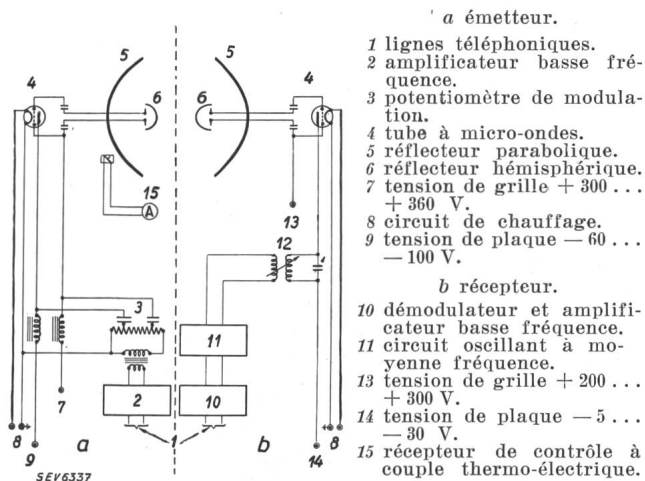


Fig. 21.  
Schéma d'une liaison par micro-ondes.

teignent le réflecteur en concordance de phase avec les rayons émis vers l'arrière, il est nécessaire de leur faire subir un changement de phase de  $360^\circ$  ou multiple de  $360^\circ$ . En admettant un changement de phase de  $180^\circ$  à la réflexion sur le miroir hémisphérique, nous penserions à première vue que le rayon de ce dernier devrait être un multiple impair du quart de longueur d'onde. Toutefois nous nous trouvons en présence d'un curieux phénomène, bien connu en optique sous le nom d'effet Gouy, d'après celui qui l'a découvert. Les rayons réfléchis par le miroir hémisphérique ont une phase accélérée, de sorte qu'après leur passage par le foyer la phase est en avance de  $180^\circ$  sur celle qui s'expliquerait normalement par la longueur du chemin parcouru. Pour cette raison le rayon du miroir hémisphérique doit être un multiple de la demi-longueur d'onde. Une mesure de la valeur moyenne du gain dû au miroir sphérique, a donné 3 db.

La figure 22 montre l'installation complète, à l'exception des batteries.

Des mesures ont été effectuées sur cette liaison à micro-ondes, de 1931 à 1935, à l'exception de 1932 et de quelques mois d'hiver, pendant lesquels la situation exposée des deux stations rendait le travail trop pénible. Des effets d'évanouissement ont été constatés en été sur les deux liaisons.

Entre le 23 avril et le 6 juillet 1931 on a enregistré sur la liaison entre Escalles et St. Margaret's Bay plus de 20 cas d'évanouissement de plus de 10 db; dans 5 cas, l'évanouissement atteignit 40 db (4,6 Neper). Rappelons que les mesures effectuées en 1933 entre ces deux stations sur 3,4 et 6 m l'ont

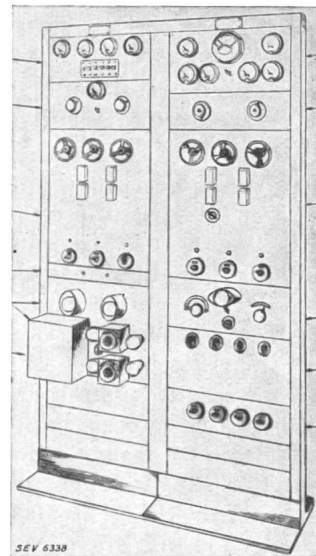


Fig. 22.  
Equipement à micro-ondes de la station de Lypne.  
1 instruments de mesure de l'amplificateur.  
2 réglage de la modulation.  
3 réglage de l'émetteur à micro-ondes.  
4 raccordement de contrôle.  
5 amplificateur à basse fréquence (émetteur).  
6 amplificateur à basse fréquence (récepteur).  
7 instruments de mesure pour le contrôle des micro-ondes.  
8 démodulateur.  
9 réglage du récepteur à micro-ondes.  
10 oscillateur à 500 kHz.  
11 raccordement de l'amplificateur au réseau.  
12 interrupteur de réseau.

été en même temps que celles sur 17 cm. Bien qu'on ait observé un évanouissement de 40 db sur 17 cm, on ne put constater aucune variation de signal sur l'onde plus longue.

Entre Lypne et St. Ingelvert ont fait des essais sur 14, 18, 20 et 29 cm. Toutes ces ondes présentèrent le même degré d'instabilité, bien que l'évanouissement ne se fasse pas sentir en même temps sur toutes les longueurs d'onde. Aux heures de faible champ, on essaya d'améliorer la réception en faisant dévier de quelques degrés le faisceau de l'horizontale et de la verticale, sans toutefois obtenir un gain appréciable.

La fig. 23 illustre l'allure de l'intensité du signal le 20 juillet 1935. On voit que ce jour le signal resta passablement stable. Quatre jours plus tard (fig. 24) le même signal était très variable. L'onde de 20 cm varia de 30 db (3,5 Neper) et celles de 18 et 29 cm, de 20 db (2,3 Neper); toutefois, les diverses ondes ne s'évanouissent pas simultanément. Le 25 juillet (fig. 25) l'onde de 18 cm était assez

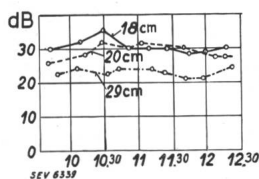


Fig. 23.  
le 20. 7. 35

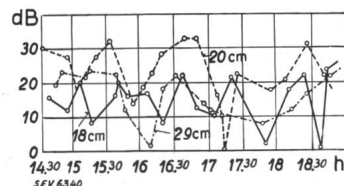


Fig. 24.  
Variation de l'intensité du signal  
le 24. 7. 35

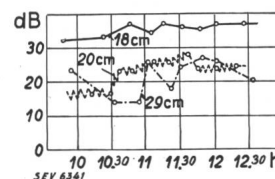


Fig. 25.  
le 25. 7. 35

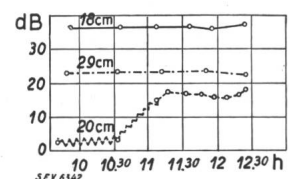


Fig. 26.  
le 30. 7. 35.



constante, celle de 29 cm était affectée d'un évanouissement appréciable et celle de 20 cm était très mouvementée. Le 30 juillet (fig. 26), les ondes de 18 cm et 29 cm étaient très tranquilles, tandis que celle de 20 cm était très irrégulière.

Ce phénomène n'est pas encore entièrement éclairci. Il est probable qu'il est dû à l'inhomogénéité du milieu, les rayons étant réfléchis ou réfractés ou même dispersés comme sur et dans les nuages. La faiblesse de certaines ondes à un moment donné peut être due à des interférences entre le rayonnement direct et le rayonnement indirect, dépendant de la constitution momentanée de l'atmosphère.

#### 6° La bande optimum de longueurs d'onde et sa position économique relative aux circuits par fil.

Des résultats de propagation donnés plus haut, on peut conclure qu'entre 3,5 et 6 mètres (86 et 50 MHz) les ondes ultra-courtes sont tout à fait indiquées pour établir des circuits téléphoniques de haute qualité. Dans le cas des longues distances hors de portée optique il faut s'attendre à être obligé d'employer des opérateurs techniques aux radio-stations, et la qualité du service n'atteindra pas toujours la sûreté exigible des réseaux de haute qualité. Cependant on peut atteindre à un service commercial satisfaisant. Toutefois, sur des longueurs d'ondes entre 14 et 30 centimètres (2140 et 1000 MHz), on constate par l'expérience un grave évanouissement même sur des distances de 35 kilomètres. A quelle longueur d'onde entre 3 mètres et 30 centimètres (100 et 1000 MHz) ce grave évanouissement commence à se produire c'est ce qui n'a pas encore été déterminé. On sait que les ondes ultra-courtes plus grandes que 6,5 mètres (46 MHz) se propagent à l'occasion sur de grandes distances; des ondes de 7,2 mètres (41,5 MHz) émises de l'Alexandra Palace à Londres, ont été reçues en Afrique du Sud. Toutefois, l'auteur n'a pas connaissance de transmissions certaines à grandes distances sur des longueurs d'ondes plus petites que 6 mètres (50 MHz) et, vu que la difficulté d'engendrer des ondes ultra-courtes de fréquence très stable croît à mesure que la longueur d'onde diminue, il semblerait que la bande la plus favorable soit située entre 3 et 6 mètres (100 et 50 MHz).

Dans cette partie du spectre la propagation à grande distance avec son danger d'être entendue à des endroits inattendus et ses interférences qui réduisent la qualité du circuit, semble inexistante. Le haut degré de stabilité de fréquence rend possible l'usage de récepteurs très sélectifs même pour des installations fonctionnant sans opérateur, de sorte qu'il n'y a pas de réduction du rapport du signal au bruit due à ce que les largeurs de bande du récepteur deviennent plus étendues qu'il n'est nécessaire. En dépit d'une augmentation dans le secret de la communication, due à une plus grande directivité de l'émission, à l'usage de méthodes de génération moins bien connues, il y a peu d'intérêt, étant

donnée l'instabilité de propagation, à utiliser des longueurs d'onde très petites, telles que 30 centimètres, pour les liaisons radio faisant partie d'un réseau téléphonique commercial.

On ne peut donner aucune réponse générale définitive à la question de savoir à quel moment ce système d'ondes ultra-courtes optimum s'avère plus économique que tout autre moyen de communication. Chaque cas doit être examiné séparément, car il y a beaucoup de facteurs isolés dont on doit tenir compte et qui peuvent changer complètement toute conclusion généralisée. Pourtant on peut établir que partout où les lignes aériennes ou des câbles sont possibles sans difficultés anormales d'installation ou de coûteuses conditions d'entretien, l'équipement radio à ondes ultra-courtes n'est pas la solution économique. Quand on doit traverser sur de petites distances des eaux profondes qui nécessiteraient des câbles sous-marins immergés à de grandes profondeurs, il semble que dans certains cas la radio soit moins coûteuse tant pour les frais de premier établissement que pour les charges annuelles. Etant donné les dangers courus par les câbles du fait du dragage par les ancres des navires, on se sert aussi de plus en plus des installations à ondes ultra-courtes pour la traversée des rivières et des hauts-fonds marins où la navigation est intense. D'autres cas où, du fait de l'existence d'obstacles naturels, la voie radioélectrique est relativement plus courte que la longueur du câble ou de la ligne aérienne, exigent une étude spéciale pour déterminer quelle solution l'emporte au point de vue économique.

#### 7° Communication avec des unités mobiles.

En plus de son utilité dans les réseaux téléphoniques commerciaux, la gamme des ondes ultra-courtes est particulièrement adaptée à la communication avec des unités mobiles. Une des plus importantes applications est la liaison des voitures de police avec le quartier général. Le champ de transmission étant limité à des surfaces relativement faibles, plusieurs villes situées à des distances raisonnables les unes des autres, peuvent utiliser la même fréquence sans interférence, et la rapide diminution de la force des parasites aboutit à un bas niveau du brouillage. Les récepteurs utilisés au quartier général et sur les voitures sont des superhétérodynes

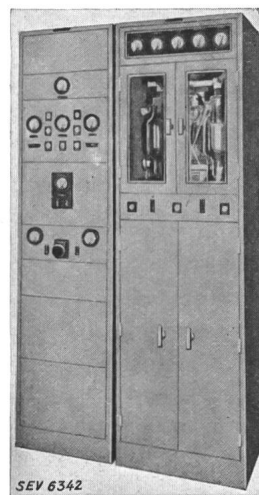


Fig. 27.  
Émetteur de 500 W pour  
le poste de police.

très sensibles à puissant contrôle de gain automatique assurant un niveau à la sortie essentiellement constant malgré des variations très considérables de force du signal. Les émetteurs des voitures ont 5 watts d'onde porteuse; l'émetteur du

quartier général peut avoir des puissances de 5, 50 ou 500 watts d'onde porteuse, tous les émetteurs aussi bien ceux du quartier général que ceux qui sont en service sur les voitures, étant munis de stabilisateurs à quartz. La figure 27 montre un émetteur de la Western Electric Co. de 500 watts au quartier général, et la figure 28 montre l'appareil utilisé sur les voitures.

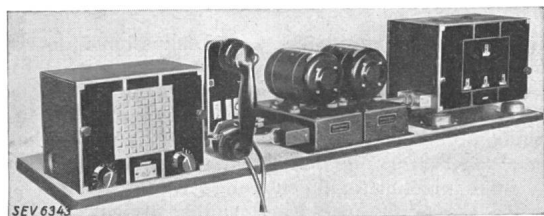


Fig. 28.

Emetteur (à gauche) et récepteur (à droite) pour automobiles de police.

On a prévu des moyens de couper la porteuse dans les périodes tranquilles de manière à économiser la puissance et à réduire les chances d'interférence avec les autres stations du système utilisant la même longueur d'onde. L'installation peut fonctionner entre 10 et 7,14 mètres (30 à 42 MHz).

### 8° Autres applications des ondes ultra-courtes.

Il existe des émetteurs d'ondes ultra-courtes de puissances diverses jusqu'à 40 kilowatts. Cette dernière puissance s'applique à l'émetteur de télévision montré sur la figure 29. Les longueurs d'ondes s'étendent de 6 à 7,5 mètres (50 à 40 MHz). La modulation sur la grille du dernier étage d'amplification haute fréquence est effectuée par les fréquences de télévision comprises entre 20 Hz et 2,5 MHz, tandis que la bande de 0 à 5 Hz nécessaire à régler la teinte de l'image, est appliquée à la porteuse haute fréquence par modulation sur la grille de l'avant-dernier amplificateur haute fréquence. Dans la figure 29 sur la gauche le groupe de baies com-

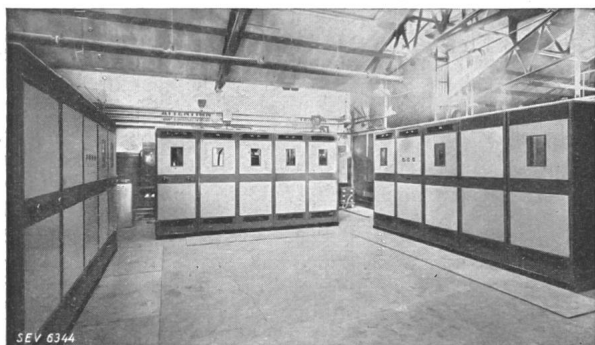


Fig. 29.

Emetteur de télévision sur la Tour Eiffel.

prend les deux étages de l'amplificateur de fréquence très basse, et les trois premiers étages d'amplification à fréquence radiophonique. Le groupe central de baies comprend les deux derniers étages d'amplification à fréquence radiophonique et les deux derniers étages d'amplification à fréquences

modulantes au-dessus de 20 Hz. Le groupe de droite comporte les deux premières baies d'amplification pour ces dernières fréquences, la première baie d'amplification pour des fréquences en-dessous de 5 Hz et 2 baies de contrôle.

L'émetteur est muni d'un stabilisateur à quartz.

L'usage des ondes ultra-courtes pour le guidage des aéronefs a été traité ailleurs et nous ne nous étendrons pas ici sur ce sujet. Il suffit de dire que la directivité si facilement obtenue à de très hautes fréquences et le champ peu étendu de propagation, rendent les ondes de la gamme des ondes ultra-courtes particulièrement indiquées pour cet usage. Un grand nombre d'aérodromes importants d'Europe ont été pourvus d'équipements de guidage et d'atterrissage étudiés et construits par C. Lorenz A.-G., Berlin.

Au cours de ces dernières années la technique de la haute fréquence a rapidement pris une grande

importance dans le domaine médical. L'appareil de diathermie, utilisé pour échauffer les tissus du corps, se révèle d'une immense valeur dans le traitement de certaines maladies, et le rôle joué par les ondes ultra-courtes est particulièrement important.

Comme, en tenant compte de la basse réactance des petites capacités aux très hautes fréquences, il est possible d'isoler les électrodes, le traitement peut s'appliquer sans obligation d'enlever les

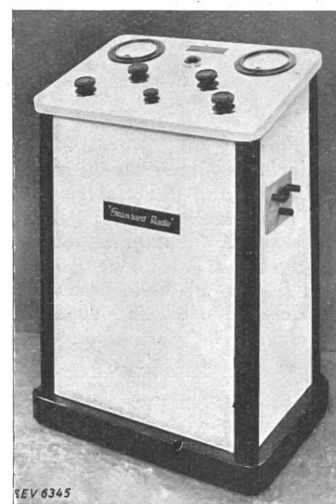


Fig. 30.

Emetteur à tube pour la diathermie.

vêtements, et les brûlures à haute fréquence ne sont pas à redouter.

Le tissu animal possède à la fois résistance et capacité. Bien que le réseau électrique correspondant à un tissu soit d'une grande complexité, on peut le représenter d'une façon satisfaisante par une résistance shuntée par un condensateur résistif. Comme il faut des constantes électriques différentes pour représenter les divers tissus, on voit qu'en changeant la longueur d'onde il est possible d'augmenter ou de diminuer les effets calorifiques obtenus dans un tissu comparés aux effets obtenus dans un autre. Des effets calorifiques sélectifs avec des électrodes isolées se manifestent pour des longueurs d'ondes plus petites que 10 mètres (30 MHz). Il existe des appareils à étincelles avec un débit de 150 watts sur n'importe quelle longueur d'onde entre 6 et 15 mètres (50 MHz) et des installations à lampes engendrant 300 watts sur des longueurs d'ondes de 6 à 30 mètres (50 et 10 MHz). La figure 30 montre l'installation à lampes, à ondes ultra-courtes.

## Diskussion.

Herr Prof. Dr. F. Tank, Vorsitzender: Das Institut für Hochfrequenztechnik an der ETH beschäftigt sich schon seit längerer Zeit mit der Physik und Technik der Ultrakurzwellen und der Dezimeterwellen. Dank der Unterstützung durch die TT-Verwaltung und die Radiogenossenschaft Zürich war die Konstruktion und Aufstellung eines turmalin-gesteuerten Ultrakurzwellensenders von 7,5 m Wellenlänge und ca. 200 Watt Strahlungsleistung in der Antenne möglich, welcher Versuchszwecken dient. Die Messung der Wellenausbreitung dieses Senders wird von der TT-Verwaltung (Dr. Gerber und Werthmüller) durchgeführt mit Hilfe eines Messwagens mit besonderem, eingebautem Feldstärkemessgerät (Sport A.-G., Biel). Bemerkenswert an den Ergebnissen sind u. a. die starken Interferenzen in und in der Nähe von grösseren Ortschaften, vergleichbar den Interferenzsystemen stehender Wellen in der Raumakustik sowie die Beugungs- und Streueffekte an Unebenheiten des Geländes. Die Streustrahlung an Bergkämmen bewirkt eine Versorgung der jenseitigen Talschaften mit «Streulicht» und damit eine Verbesserung

der Empfangsverhältnisse derjenigen Gebiete, welche vom Kamm aus in optischer Sicht liegen («Kulissenfaktor»). Der Polarisationszustand der Wellen ist hierbei nicht von besonderem Einfluss. Bei 200 Watt Strahlungsleistung eines Linear-Dipols auf dem Dache des Eidg. Physikgebäudes in Zürich beträgt z. B. die Feldstärke in Attinghausen (Kt. Uri, Entfernung ca. 60 km) noch etwa 50 Mikrovolt pro Meter und ist damit nicht wesentlich geringer als in der Nähe von Dübendorf bei Zürich (Entfernung 5 km).

Anschliessend demonstriert der Diskussionsredner eine Dezimeterwellen-Sende- und Empfangsanlage mit Hohlspiegeln, bei welcher das Prinzip der Doppelmodulation verwendet wird (Frequenzmodulation der Trägerwelle durch eine amplitudenmodulierte Hochfrequenzwelle), und bei welcher auf derselben Trägerwelle von 18 cm Wellenlänge gleichzeitig zwei Telephonieübertragungen möglich sind. Die Anlage wurde von G. Nobile ausgearbeitet; ihre Reichweite beträgt ca. 10 km.

## Die elektrischen und magnetischen Feldvektoren im Lichte der Elektronentheorie.

Von W. Amrein, Zürich.

537.12:538.51

Es wird eine kurze Uebersicht über die von der Elektronentheorie am Feldbild von Faraday und Maxwell vorgenommenen Aenderungen und Verbesserungen gegeben. Die Elektronentheorie benötigt zur Darstellung des elektrischen und magnetischen Feldes nur je einen Feldvektor. Durch Vergleich mit den vier Maxwellschen Feldvektoren gelangt man zum Ergebnis, dass die elektrische Feldstärke  $\mathcal{E}$  und die magnetische Induktion  $\mathcal{B}$  am besten den elektronentheoretischen Feldgrössen und damit dem physikalisch gegebenen Feld entsprechen, während die elektrische Verschiebung  $\mathcal{D}$  und die magnetische Feldstärke  $\mathcal{H}$  als reine Rechengrössen zu betrachten sind.

L'auteur donne un aperçu des modifications et améliorations apportées par la théorie des électrons à l'image du champs donnée par Faraday et Maxwell. Pour représenter les champs électriques et magnétiques, la théorie électronique n'utilise qu'un vecteur pour chacun des champs. Par comparaison avec les quatre vecteurs de champ de Maxwell, on trouve que l'intensité de champ électrique  $\mathcal{E}$  et l'induction magnétique  $\mathcal{B}$  correspondent le mieux aux grandeurs de champ de la théorie des électrons et par conséquent au champ physiquement défini, tandis que le déplacement électrique  $\mathcal{D}$  et l'intensité de champ magnétique  $\mathcal{H}$  sont à considérer comme de simples grandeurs numériques.

Der Elektroingenieur schöpft den grössten Teil seiner naturwissenschaftlichen Kenntnisse aus der Physik. Er ist gezwungen, mit der stürmischen Entwicklung, die diese Wissenschaft in den letzten Jahren erfahren hat, Schritt zu halten, sonst läuft er Gefahr, bei der Lösung von technischen Problemen durch die besser geschulte Konkurrenz überflügelt zu werden.

Die Physik ist bestrebt, für alle Naturerscheinungen eine eindeutige und exakte Erklärung zu finden. Theorien, die bestimmten Erscheinungen nur teilweise gerecht werden, sind nur so lange geduldet, als keine bessere Erklärungsgrundlage gefunden wird.

Die Begriffe, mit denen die Physik operiert, müssen äusserst exakt definiert sein. Jeder physikalische Begriff stützt sich aber auf bestimmte Naturerscheinungen. Wenn nun im Laufe der Zeit eine solche Naturerscheinung eine andere Erklärungsgrundlage erhält, so erfahren die damit verbundenen Begriffe automatisch eine neue physikalische Deutung. Das Weltbild des Physikers ändert sich und damit auch dasjenige des Ingenieurs.

Für den Ingenieur sind die elektrischen und magnetischen Feldvektoren physikalische Begriffe von grosser Wichtigkeit. Von Maxwell wurden vier Feldvektoren definiert:

Die elektrische Feldstärke  $\mathcal{E}$ .  
Die elektrische Verschiebung  $\mathcal{D}$ .  
Die magnetische Feldstärke  $\mathcal{H}$ .  
Die magnetische Induktion  $\mathcal{B}$ .

Zwischen diesen Vektoren bestehen folgende Beziehungen: <sup>1)</sup>

$$\mathcal{D} = \epsilon_0 \mathcal{E} + \mathcal{P} \quad \mathcal{B} = \mu_0 \mathcal{H} + \mathcal{M}$$

$\mathcal{P}$  ist der elektrische Polarisationsvektor. Er stellt das elektrische Moment der Volumeneinheit eines elektrisch polarisierten Mediums dar.  $\mathcal{M}$  ist der Magnetisierungsvektor und entspricht dem magnetischen Moment der Volumeneinheit eines magnetisierten Mediums.

Diese Formeln werden meistens in abgekürzter Form geschrieben:

$$\mathcal{D} = \epsilon_0 \epsilon \mathcal{E} \quad \mathcal{B} = \mu_0 \mu \mathcal{H}$$

Man gelangt zu diesen Formen, wenn  $\mathcal{P}$  proportional  $\mathcal{E}$  und  $\mathcal{M}$  proportional  $\mathcal{H}$  gesetzt werden.

$$\mathcal{P} = \epsilon_0 K_{el} \cdot \mathcal{E} \quad \mathcal{M} = \mu_0 K_{mag} \cdot \mathcal{H}$$

<sup>1)</sup> Man bedient sich in diesem Aufsatz der technischen Schreibweise der Feldgleichungen. Es bedeuten dann:

$$\epsilon_0 = \frac{10^9}{4 \pi c^2}; \quad c = \text{Lichtgeschwindigkeit.}$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ ;  $\epsilon$  = Dielektrizitätskonstante;  $\mu$  = Permeabilität.  $\mathcal{E}$  in Volt/cm,  $\mathcal{D}$  in Coulomb/cm<sup>2</sup>,  $\mathcal{H}$  in A/cm,  $\mathcal{B}$  in Vs/cm<sup>2</sup>.