

LA  
ÉLÉGRAPHIE SANS FIL  
ET LES  
ONDES ÉLECTRIQUES

PAR

J. BOULANGER ET G. FERRIÉ

---

# REVUE DU GÉNIE MILITAIRE

*Paraissant en 12 livraisons mensuelles. — Chaque livraison comprend environ 6 feuilles in-8, avec figures dans le texte et planches hors texte.*

PRIX PAR AN : 25 fr. — Union postale, 27 fr.

Les années 1887 à 1894 (6 livraisons par an) sont en vente à raison de 15 fr. et les années 1895 à 1908 (12 livraisons) à 25 fr. — MM. les Officiers français et assimilés des armées de terre et de mer (armée active, réserve et armée territoriale) peuvent s'abonner à la *Revue* au prix de 15 fr.

**Table générale des matières de la Revue du Génie militaire** disposée par ordre alphabétique. Tomes 1 à 20 (années 1887 à 1900). Un vol. in-8, br. 2 fr. 50  
— Tome 21 à 30 (années 1901 à 1905). Un volume in-8, broché. . . . 2 fr. »

---

CONFÉRENCES FAITES AU DÉPOT CENTRAL DE LA TÉLÉGRAPHIE MILITAIRE

## NOTIONS D'ÉLECTRICITÉ

**Électrostatique**, par J. BOULANGER, chef de bataillon du génie. 1900. Brochure in-8, avec 13 figures. . . . . 1 fr.

**Unités**, par J. BOULANGER, chef de bataillon du génie. 1900. Brochure in-8. . . . 75 c.

**Courants alternatifs** (Génération, transformation et conversion des), par E.-R. VILLECLÈRE, capitaine du génie. 1900. Brochure in-8 de 96 pages, avec 72 figures . . 2 fr.

**Courants et aimants. Courant continu. Magnétisme. Electro-magnétisme. Induction**, par J. BOULANGER, chef de bataillon du génie. 1901. Brochure in-8, avec 24 figures . . . . . 1 fr. 50

---

**Sur l'emploi des Projecteurs électriques à la guerre**, par A. BOCHET, lieutenant de réserve du génie. 1902. In-8 de 61 pages, avec 35 figures . . . . . 1 fr. 50

---

## BOUSSOLE ET DIRECTION

### CAUSERIE PRATIQUE

FAITE AUX OFFICIERS DE SON RÉGIMENT

par le Capitaine d'infanterie G. MONDEIL

1906. Grand in-8, avec 14 figures et 2 cartes, broché . . . . . 1 fr. 25

---

### ÉVALUATION DES DISTANCES

**Reconnaissance des objectifs et du terrain**, par le général PERCIN. 3<sup>e</sup> tirage. 1908. Brochure in-8 de 55 pages, avec une planche hors texte . . . . . 60 c.

**BERGER-LEVRAULT ET C<sup>o</sup>, ÉDITEURS**

PARIS, 5-7, RUE DES BEAUX-ARTS — RUE DES GLACIS, 18, NANCY

---

**H. LEBLOND**

AGRÉGÉ DES SCIENCES PHYSIQUES, PROFESSEUR D'ÉLECTRICITÉ A L'ÉCOLE DES OFFICIERS TORPILLEURS

## MESURES ÉLECTRIQUES

(Électricité expérimentale et pratique, tome II, 3<sup>e</sup> édition)

1907. Un volume in-8 de 622 pages, avec 170 figures, broché . . . . . 9 fr.

## MACHINES ÉLECTRIQUES ET ACCUMULATEURS

(Électricité expérimentale, tome III, 3<sup>e</sup> édition)

1907. Un volume in-8 de 515 pages, avec 170 figures, broché . . . . . 8 fr.

**Étude générale des phénomènes électriques et des lois qui les régissent.**

(*Électricité expérimentale et pratique*, tome I.) 3<sup>e</sup> édition. 1903. Un volume de 311 pages, avec 92 figures et 3 planches . . . . . 6 fr.

**Applications de l'Électricité.** (*Électricité expérimentale et pratique*, tome IV.) 3<sup>e</sup> édition. 1903. Un volume de 513 pages, avec 119 figures . . . . . 8 fr.

## LES MOTEURS ÉLECTRIQUES A COURANT CONTINU

*Ouvrage couronné par l'Académie des sciences. 3<sup>e</sup> édition, revue et augmentée. 1905.*

**TOME I. — Fonctionnement et manœuvres.** Un volume in-8 de 358 pages, avec 47 figures, broché . . . . . 6 fr.

**TOME II. — Applications des électromoteurs à bord des navires de guerre.** Un volume in-8 de 552 pages, avec 144 figures, broché . . . . . 8 fr.

## COURS ÉLÉMENTAIRE D'ÉLECTRICITÉ

Cinquième édition, mise à jour et augmentée

1906. Un volume in-8 de 622 pages, avec 221 figures, broché . . . . . 8 fr.

*Ouvrages couronnés par l'Académie des sciences.*

---

## LES PANNES EN AUTOMOBILE

*Leurs Méfaits — Leurs Remèdes*

*Ce que doivent contenir les coffres d'une voiture automobile*

par **H. GENTY (DE LA TOULOUBRE)**

CAPITAINE D'ARTILLERIE

*Troisième édition, revue et augmentée*

1906. Brochure in-8 de 72 pages, avec 11 gravures . . . . . 1 fr. 50

BERGER-LEVRAULT ET C<sup>ie</sup>, ÉDITEURS  
PARIS, 5-7, RUE DES BEAUX-ARTS — RUE DES GLACES, 18, NANCY

---

E. GIRARD et A. de ROUVILLE

ÉLÈVES INGÉNIEURS DES PONTS ET CHAUSSÉES, OFFICIERS DE RÉSERVE DU GÉNIE

---

# Les Ballons dirigeables

---

THÉORIE — APPLICATIONS

---

*Deuxième édition, augmentée des annexes :*

Le Ballon LEBAUDY — Le Ballon PATRIE

par le Commandant VOYER

1908. Volume in-8 de 386 pages, avec 174 fig. dans le texte, broché. 5 fr.

---

L. SAZERAC DE FORGE, Capitaine breveté

---

# La Conquête de l'Air

---

LE BALLON DIRIGEABLE

---

*Avec une Préface de l'ingénieur H. JULLIOT*

*Créateur du Lebaudy et du Patrie*

2<sup>e</sup> édition, entièrement refondue et mise à jour. 1909. Un volume grand in-8 avec 136 gravures, figures et portraits, broché. . . 10 fr. (*Sous presse.*)  
Relié en percaline gaufrée or, tête rouge . . . . 12 fr. 50

---

**Essai sur la Navigation aérienne. Aérostation, Aviation,** par G. LAPOINTE, enseigne de vaisseau. 1896. Un volume in-8, broché. . . . . 3 fr. 50

**De la Restitution du plan au moyen de la téléphotographie en ballon,** par L. PEZET, capitaine du génie. 1907. In-8, 80 pages, avec 37 figures, broché. 2 fr.

LA  
**TÉLÉGRAPHIE SANS FIL**  
ET LES  
ONDES ÉLECTRIQUES



LA  
**TÉLÉGRAPHIE SANS FIL**  
ET LES  
ONDES ÉLECTRIQUES

PAR

**J. BOULANGER**  
COLONEL DU GÉNIE EN RETRAITE

**G. FERRIÉ**  
CHEF DE BATAILLON DU GÉNIE

---

SEPTIÈME ÉDITION, AUGMENTÉE ET MISE A JOUR

---

AVEC 255 FIGURES DANS LE TEXTE



**BERGER-LEVRAULT ET C<sup>ie</sup>, ÉDITEURS**

PARIS  
Rue des Beaux-Arts, 5-7

NANCY  
Rue des Glacis, 18

1909





## AVERTISSEMENT

---

Nous publions aujourd'hui la septième édition de cet ouvrage, dont la première date de 1899. Pendant ces dix années, les progrès de la télégraphie sans fil ont été considérables et, après avoir été seulement une expérience curieuse, elle est devenue un moyen de communication pratique, qui a déjà rendu de nombreux services. Grâce à la télégraphie sans fil, des sinistres maritimes ont pu être évités et son emploi pendant les opérations militaires du Maroc a montré les services qu'elle peut rendre en temps de guerre.

Aujourd'hui les progrès se ralentissent. Les nombreux systèmes imaginés par les inventeurs de tous les pays se sont classés peu à peu et les appareils employés dans les stations radiotélégraphiques ne diffèrent plus les uns des autres que par des dispositions de détail.

Cette sélection s'est opérée également dans les nombreux travaux théoriques auxquels la télégraphie sans fil a donné lieu, de sorte qu'il semble possible actuellement d'en dégager un certain nombre de principes bien établis et vérifiés par l'expérience.

L'utilité de la théorie est incontestable et, dans

ces dernières années, les études relatives à l'accouplement, à l'amortissement, à la résonance, etc., ont permis d'augmenter considérablement la portée des grandes stations, en montrant la nécessité de certains réglages.

Mais la théorie seule ne permettrait pas de réaliser ces réglages et ils ne peuvent être opérés que par tâtonnements. Dans bien des cas, en effet, on se trouve arrêté par des difficultés de calcul et il faut souvent se contenter de résultats approchés, obtenus en apportant aux équations des simplifications qui ne sont pas toujours parfaitement justifiées ; de telle sorte que la théorie ne donne que des résultats en quelque sorte qualitatifs, tandis que les mesures quantitatives doivent être demandées à l'expérience.

C'est pourquoi nous nous sommes efforcés, comme dans les éditions précédentes, d'éviter les développements inutiles de spéculation pure, en ne conservant que les principes théoriques indispensables et vérifiés par l'expérience.

Nous n'avons pas eu la prétention de faire connaître l'ensemble des travaux déjà fort nombreux qui concernent la télégraphie sans fil. Notre but est plus modeste et nous l'aurons atteint si ce livre peut être de quelque utilité aux ingénieurs, en leur indiquant les règles à suivre pour l'établissement d'une station radiotélégraphique.

Bien que la téléphonie sans fil ne soit pas encore, comme la télégraphie, entrée dans le domaine des applications pratiques, il nous a paru nécessaire, en raison de l'importance des résultats déjà obtenus,

de lui consacrer un chapitre spécial, indiquant l'état actuel de la question.

Comme dans l'édition précédente, une annexe réunit la série des documents administratifs qui régissent la télégraphie sans fil. Nous n'avons pas cru toutefois devoir y maintenir la liste des stations existantes. Le bureau international de Berne est maintenant organisé, en ce qui concerne la télégraphie sans fil, et l'on peut se procurer facilement cette liste publiée et tenue à jour par ses soins.

Juillet 1909.





# TABLE DES MATIÈRES

---

## CHAPITRE I

### THÉORIE DE MAXWELL

	Pages
Rapport des unités électromagnétiques et électrostatiques . . .	3
Courants de déplacement. . . . .	9
Champ électromagnétique . . . . .	10
Vitesse de propagation des ondes. . . . .	16

## CHAPITRE II

### VÉRIFICATIONS EXPÉRIMENTALES

Relation entre le pouvoir inducteur et l'indice de réfraction . . .	20
Décharge oscillante d'un condensateur. . . . .	22
Expériences de Hertz. . . . .	26
Résonance multiple . . . . .	33
Détecteurs d'onde. . . . .	39
Cohéreur. . . . .	41

## CHAPITRE III

### PRINCIPE ET DESCRIPTION SOMMAIRE D'UNE STATION DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Origines de la télégraphie sans fil. . . . .	43
Premières communications télégraphiques. . . . .	46
Éléments constitutifs d'un poste de télégraphie sans fil . . .	47

## CHAPITRE IV

### OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES — ONDES STATIONNAIRES

Etat électrique de l'antenne . . . . .	51
Répartition du potentiel sur un fil indéfini. . . . .	52

	Pages
Équation des télégraphistes . . . . .	53
Ondes stationnaires dans l'antenne . . . . .	57
Relation entre la hauteur d'antenne et la longueur d'onde . . . . .	58
Ondes stationnaires dans un circuit fermé . . . . .	59
Vérifications expérimentales . . . . .	60
Influences de la self et de la capacité sur la longueur d'onde . . . . .	64

## CHAPITRE V

### THÉORIES DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Théories diverses . . . . .	66
Théorie de Blondel . . . . .	67
Théorème de Poynting . . . . .	70
Répartition de l'énergie sur la surface d'onde . . . . .	73
Influence de la conductibilité du sol . . . . .	77
Variation de l'énergie avec la distance . . . . .	78
↳ Cas limite. Propagation par ondes cylindriques . . . . .	78
Relation entre la portée et la hauteur d'antenne . . . . .	81
Rôle de la terre . . . . .	82
Contrepoids . . . . .	83
Perturbations naturelles . . . . .	83
Procédés proposés pour éviter les signaux parasites . . . . .	86

## CHAPITRE VI

### FORMES D'ANTENNES — PROCÉDÉS D'UTILISATION DES ANTENNES POUR LA TRANSMISSION ET LA RÉCEPTION

Antenne filiforme . . . . .	90
Antenne multiple . . . . .	91
Antenne prismatique . . . . .	91
Antenne en nappe . . . . .	92
Antenne en pyramide renversée . . . . .	92
Antenne en plan horizontal . . . . .	93
Antenne en parapluie . . . . .	94
Antenne en T . . . . .	94
Antenne coudée . . . . .	95
Emploi de l'antenne pour la transmission . . . . .	96
Excitation directe . . . . .	97
Réglage de la période propre de l'antenne . . . . .	99
Excitation indirecte par induction . . . . .	100
Excitation indirecte par dérivation . . . . .	101

TABLE DES MATIÈRES

XI

	Pages
Excitation avec double transformation . . . . .	102
Emploi de l'antenne pour la réception . . . . .	104
Action directe . . . . .	105
Action indirecte par induction . . . . .	106
Action indirecte par dérivation . . . . .	106

CHAPITRE VII

MESURE DES LONGUEURS D'ONDE

Période propre . . . . .	109
Emploi de la formule de Thomson . . . . .	109
Calcul de la self-induction . . . . .	110
Self-induction d'un conducteur rectiligne . . . . .	111
Self-induction de deux fils parallèles . . . . .	111
Self-induction d'un rectangle . . . . .	112
Self-induction d'un carré . . . . .	112
Self-induction d'un conducteur circulaire . . . . .	112
Self-induction d'un solénoïde . . . . .	112
Self-induction d'une bobine . . . . .	112
Mesure de la self-induction au moyen du pont de Wheatstone . . . . .	113
Capacité d'un fil rectiligne . . . . .	115
Mesure de la capacité au moyen du pont de Wheatstone . . . . .	117
Mesures indirectes . . . . .	119
Circuit auxiliaire . . . . .	120
Ondamètres . . . . .	122
Bobine multiplicatrice de Slaby . . . . .	122
Ondamètre Dönitz . . . . .	123
Ondamètre Fleming . . . . .	124
Ondamètre Ferrié . . . . .	125
Contrôleur d'ondes, Telefunken . . . . .	129

CHAPITRE VIII

ACCOUPLEMENT

Circuits accouplés . . . . .	131
Calcul des périodes lorsque la résistance est négligeable . . . . .	133
Résonance . . . . .	137
Calcul des périodes en tenant compte de la résistance . . . . .	139
Énergie des deux ondes . . . . .	144
Accouplement dans l'excitation par dérivation . . . . .	145
Réglages des résonances . . . . .	148

## CHAPITRE IX

## AMORTISSEMENT

	Pages
Décément logarithmique . . . . .	153
Facteur d'amortissement. . . . .	153
Résistance pour les courants alternatifs . . . . .	156
Formule de Boucherot. . . . .	156
Résistance de l'étincelle . . . . .	158
Calcul de l'amortissement . . . . .	158
Mesure de l'amortissement. Méthode de Bjerkness . . . . .	161
Courbe de résonance . . . . .	167
Mesure de l'amortissement au moyen de l'ondamètre . . . . .	170
Emploi de l'ondamètre Fleming. . . . .	171
Étude de l'amortissement au moyen de l'ampèremètre thermique . . . . .	172

## CHAPITRE X

 PRODUCTION DES ONDES A LA TRANSMISSION — SOURCES D'ÉNERGIE  
 APPAREILS EMPLOYÉS

Emploi du courant continu. Bobine de Ruhmkorff. . . . .	174
Bobine Carpentier. . . . .	175
Interrupteur . . . . .	176
Bobine Rochefort . . . . .	178
Interrupteur Gaiffe, à turbine. . . . .	179
Montages des bobines avec courant continu . . . . .	180
Emploi des courants alternatifs. . . . .	183
Transformateurs à résonance . . . . .	184
Régime variable. . . . .	185
Régime permanent. Transformateur sans fuite . . . . .	187
Réglage par le primaire . . . . .	191
Réglage par le secondaire . . . . .	193
Transformateur avec fuites. . . . .	194
Calcul pratique d'un transformateur. . . . .	195
Exemple de calcul des appareils pour une puissance donnée . . . . .	200
Alternateurs . . . . .	204
Alternateur Villard . . . . .	205
Tableaux de distribution. . . . .	207
Modèles de transformateurs . . . . .	208
Bobines de self . . . . .	209



TABLE DES MATIÈRES

XIII

	Pages
Manipulateurs. . . . .	210
Oscillateurs ou éclateurs . . . . .	215
Potentiel explosif . . . . .	218
Condensateurs plans. . . . .	219
Condensateur Mosicki . . . . .	221
Transformateur Oudin . . . . .	223
Transformateur Tesla . . . . .	225
Self d'antenne. . . . .	226
Isolateurs. . . . .	226
Prises de terre . . . . .	227

CHAPITRE XI

DÉTECTEURS D'ONDES

Classification des détecteurs . . . . .	228
Cohéreurs. Historique . . . . .	229
Principe du cohéreur. . . . .	229
Expérience fondamentale. . . . .	230
Tension critique. . . . .	232
Cohéreurs autodécohérents. . . . .	232
Théories du cohéreur . . . . .	233
Construction des cohéreurs pour la télégraphie sans fil . . . . .	237
Retour des cohéreurs à leur résistance initiale . . . . .	242
Cohéreur à contact unique . . . . .	244
Emploi des cohéreurs autodécohérents pour la télégraphie sans fil. . . . .	244
Détecteurs magnétiques . . . . .	247
Théorie. . . . .	250
Détecteurs thermiques. Bolomètre. . . . .	252
Thermo-éléments . . . . .	256
Thermo-galvanomètre . . . . .	257
Ampèremètres thermiques . . . . .	258
Wattmètre Carpentier. . . . .	259
Détecteurs à gaz . . . . .	260
Détecteur Fleming. . . . .	261
Audion de Forest . . . . .	262
Détecteur électrolytique . . . . .	265
Construction . . . . .	269
Détecteurs à cristaux . . . . .	271
Détecteurs divers . . . . .	273

## CHAPITRE XII

## MONTAGES DES APPAREILS DE TRANSMISSION ET DE RÉCEPTION

	Pages
Premier dispositif Marconi . . . . .	275
Deuxième dispositif Marconi . . . . .	275
Dispositifs Braun . . . . .	277
Troisième dispositif Marconi . . . . .	280
Essais de double communication . . . . .	283
Dispositifs Slaby . . . . .	286
Dispositif Rochefort . . . . .	291
Dispositif Magni . . . . .	291
Dispositif Fessenden . . . . .	292
Quatrième dispositif Marconi . . . . .	295
Dispositif Telefunken . . . . .	296
Appareils de transmission . . . . .	297
Réglages . . . . .	297
Puissance utilisée . . . . .	300
Appareil de réception . . . . .	301
Récepteur Marconi . . . . .	301
Jigger . . . . .	303
Tapteur . . . . .	303
Manipulateur . . . . .	304
Récepteur Slaby-Arco . . . . .	306
Tapteur Slaby . . . . .	306
Récepteur Telefunken . . . . .	307
Récepteur « télégraphie militaire » . . . . .	309
Récepteurs à détecteurs électrolytiques . . . . .	310
Écouteurs téléphoniques . . . . .	315
Monotéléphones . . . . .	316
Emploi d'un relais . . . . .	317
Récepteurs avec détecteur magnétique . . . . .	321
<i>Multiple tuner</i> de Marconi . . . . .	321
Récepteurs avec détecteur à gaz . . . . .	323
Récepteurs avec détecteur à cristaux . . . . .	327
Étude et projet de station centrale . . . . .	328

## CHAPITRE XIII

## SYNTONIE — ONDES DIRIGÉES

Syntonie partielle . . . . .	333
Syntonie Blondel . . . . .	335

TABLE DES MATIÈRES

XV

	Pages
Ondes dirigées. Miroirs paraboliques . . . . .	336
Premier procédé Blondel. . . . .	337
Antennes horizontales . . . . .	337
Procédé Braun . . . . .	340
Procédé Artom . . . . .	340
Procédé Bellini-Tosi. . . . .	343
Deuxième procédé Blondel. . . . .	349
Recherche de la direction des signaux reçus. . . . .	349
Emploi de deux cadres. . . . .	350
Emploi d'un cadre unique . . . . .	356
Procédé Lair . . . . .	356

CHAPITRE XIV

ONDES ENTRETENUES — TÉLÉPHONIE SANS FIL

Alternateurs à haute fréquence. . . . .	358
Arc chantant . . . . .	362
Théories . . . . .	363
Régime continu et régime discontinu . . . . .	368
Réalisation de l'arc chantant . . . . .	374
Arcs à électrodes solides. . . . .	375
Arcs à électrodes liquides . . . . .	378
Emploi des ondes entretenues en télégraphie sans fil . . . . .	379
Stations Poulsen . . . . .	382
Ticker. . . . .	384
Dispositif Marconi. . . . .	387
Téléphonie sans fil . . . . .	388
Production des ondes . . . . .	390
Microphones . . . . .	391
Montages de transmission . . . . .	394
Emplacement du microphone. . . . .	394
Montages de réception. . . . .	400
Résultats obtenus . . . . .	401

CHAPITRE XV

HISTORIQUE ET ÉTAT ACTUEL DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Étapes successives de la télégraphie sans fil . . . . .	403
Expériences entre la France et l'Angleterre (1899). . . . .	404
Expériences entre la France et la Corse (1901) . . . . .	406
Expériences de la télégraphie militaire. . . . .	409

	Pages
Applications à la Martinique (1902) . . . . .	410
Applications au Maroc (1907) . . . . .	413
Expériences de la marine française . . . . .	418
État actuel de la télégraphie sans fil dans les divers pays . .	420
Stations puissantes . . . . .	422
Stations Marconi . . . . .	423
Station de la tour Eiffel . . . . .	428
Station de Nauen . . . . .	430

## CHAPITRE XVI

### RÉGLEMENTATION DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL — CONCLUSIONS

Documents internationaux . . . . .	435
Conférence de Berlin (1906) . . . . .	436
Organisation en France . . . . .	437
Applications et utilité de la télégraphie sans fil . . . . .	437

---

## ANNEXES

Convention radiotélégraphique internationale . . . . .	441
Engagement additionnel . . . . .	447
Protocole final . . . . .	448
Règlement de service annexé à la convention internationale .	451
Organisation de la télégraphie sans fil en France (décret du 5 mars 1907) . . . . .	467

---

LA  
TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

ET LES  
ONDES ÉLECTRIQUES

---

CHAPITRE I  
THÉORIE DE MAXWELL

---

Lorsqu'on se reporte à l'histoire des grandes découvertes scientifiques, on reconnaît que, bien souvent, elles sont dues au hasard. Cela est vrai surtout pour les plus anciennes et cela explique en même temps leur rareté. Car, outre le concours fortuit des circonstances nécessaires à la production d'un phénomène déterminé, il fallait encore la présence d'un observateur de génie pour remarquer ce phénomène et en déduire des conséquences. C'est par hasard qu'un préparateur prit un jour un fil de cuivre pour suspendre des pattes de grenouille à un balcon de fer; c'est aussi par hasard que le vent vint fermer le circuit et produire les contractions; mais ces hasards, qui ont eu comme conséquence la découverte de la pile électrique, eussent été inutiles sans la présence de Galvani.

Aujourd'hui, il n'en est pas toujours ainsi; au lieu de

commencer par la découverte du fait brutal, pour chercher ensuite à établir une théorie qui l'explique, la science procède quelquefois d'une façon inverse et, d'une théorie paraissant n'avoir tout d'abord qu'un intérêt purement spéculatif, fait surgir tout à coup un phénomène nouveau susceptible d'applications importantes.

C'est ainsi que les formules établies par Fresnel sur la polarisation de la lumière ont conduit à la découverte du champ tournant de Ferraris, dont l'application aux moteurs électriques se répand tous les jours.

La télégraphie sans fil en est un nouvel exemple, car son origine se trouve dans les idées purement théoriques émises par Clerk Maxwell sur la nature des phénomènes électriques et magnétiques.

Il ne s'agit ici que du système de télégraphie basé sur l'emploi des ondes électriques ou ondes *hertziennes*, auquel on réserve plus particulièrement le nom de télégraphie sans fil, bien que d'autres systèmes permettent également l'échange de signaux télégraphiques entre deux stations, sans que celles-ci soient reliées par un conducteur métallique. Tels sont, par exemple, les systèmes basés sur l'emploi des signaux optiques, comme l'ancien télégraphe aérien de Chappe et la télégraphie optique actuelle, ou bien ceux qui utilisent soit la conductibilité du sol, soit les phénomènes d'induction à distance.

La télégraphie sans fil, définie comme nous venons de le dire, ayant son point de départ dans la théorie de Maxwell, nous avons dû commencer par résumer les principaux points de cette théorie; nous montrerons ensuite comment des expériences successives, faites en vue de la vérifier, ont conduit à la télégraphie sans fil.

Le physicien anglais Clerk Maxwell, né en 1831, mort en 1879, était un élève de Faraday. Comme lui, il rejetait l'idée des actions à distance, qui est en effet une de celles que l'esprit se refuse à admettre; autant il est facile de

concevoir des actions se propageant de proche en proche dans un milieu, par des déformations successives de ce milieu, autant il est difficile d'admettre que deux corps puissent agir à distance l'un sur l'autre sans l'intervention du milieu interposé. La loi newtonienne n'implique pas d'ailleurs la réalité d'actions à distance et Newton lui-même disait :

« Que la gravité soit innée, inhérente et essentielle à la matière, de sorte qu'un corps puisse agir sur un autre corps à distance, à travers le vide et sans aucun autre intermédiaire, c'est pour moi une si grande absurdité qu'il me semble impossible qu'un homme capable de traiter des matières philosophiques puisse jamais y tomber <sup>1</sup>. »

Maxwell ne voyait donc dans les phénomènes électriques et magnétiques que des déformations du milieu interposé. Un nouveau fait expérimental vint confirmer ces idées d'une manière inattendue et fut ainsi le point de départ d'une théorie englobant à la fois l'électricité, le magnétisme et la lumière.

Ce fait fut la valeur que donnait l'expérience pour le rapport des unités électromagnétiques et électrostatiques. Nous rappellerons d'abord en quoi consiste ce rapport.

On sait que toutes les grandeurs électriques ou magnétiques peuvent être rattachées aux grandeurs mécaniques, de telle sorte qu'on peut les mesurer sans qu'il soit nécessaire d'avoir recours à d'autres unités arbitraires que les trois unités fondamentales de la mécanique, longueur, masse et temps. C'est le principe du système CGS (centimètre, masse du gramme, seconde).

Toutefois, ce rattachement peut se faire de plusieurs manières, qui donnent lieu à autant de systèmes d'unités différents.

Considérons les trois grandeurs suivantes : une quantité d'électricité  $Q$ , un pôle magnétique ayant une quantité de

---

1. Lettre de Newton à Bentley, du 25 février 1691.

magnétisme  $q$  et un courant d'intensité  $i$ , que nous supposons d'abord évaluées au moyen d'unités arbitraires. On a entre les nombres  $Q$ ,  $q$  et  $i$  les relations ci-après.

La masse  $Q$  étant placée à une distance  $r$  d'une masse identique, il s'exerce entre ces masses une action  $f$  qui, d'après la loi de Coulomb, est :

$$f = K \frac{Q^2}{r^2}. \quad (1)$$

De même, la loi de Coulomb relative aux actions magnétiques nous donne :

$$f' = K' \frac{q^2}{r^2}. \quad (2)$$

Quant à l'intensité du courant  $i$ , on sait qu'elle représente la quantité d'électricité qui traverse une section du conducteur pendant l'unité de temps. Si  $t$  est le temps nécessaire au passage de la quantité  $Q$ , on a :

$$Q = it. \quad (3)$$

Enfin, une dernière relation est fournie par la loi de Laplace. Plaçons le pôle magnétique  $q$  au centre d'un conducteur circulaire de rayon  $r$ , parcouru par le courant  $i$ , l'action exercée par un arc de ce conducteur ayant une longueur  $S$  est :

$$f'' = K'' \frac{qiS}{r^2}. \quad (4)$$

Éliminant  $Q$ ,  $q$  et  $i$  entre les quatre équations ci-dessus, il vient :

$$\frac{\sqrt{ff'}}{f''} \frac{S}{t} = \frac{\sqrt{KK'}}{K''}. \quad (5)$$

On sait que les coefficients  $K$ ,  $K'$ ,  $K''$  dépendent de la nature du milieu dans lequel se passent les actions. Si ce milieu est invariable, on peut les considérer comme de



simples coefficients de proportionnalité purement numériques, dont la valeur ne dépend plus que des unités choisies pour mesurer  $Q$ ,  $q$  et  $i$ .

Toutefois, si nous posons :

$$\frac{\sqrt{KK'}}{K''} = u, \quad (6)$$

l'équation (5) nous montre que, pour un milieu donné, le nombre  $u$  est indépendant des unités électriques et magnétiques. Le premier membre, en effet, ne contient que des grandeurs mécaniques et en particulier ne dépend que de l'unité de vitesse. Si, au contraire, le milieu venait à changer, les actions  $f$ ,  $f'$ ,  $f''$  ne seraient plus les mêmes et le nombre  $u$  prendrait une autre valeur. On peut donc le considérer comme caractéristique du milieu où se passent les actions.

Supposons, pour fixer les idées, que ce milieu soit l'air ; on peut alors débarrasser les calculs de deux des coefficients en les égalant à l'unité.

Dans le système *électrostatique*, on convient de faire :

$$K = 1, \quad K'' = 1.$$

L'unité de quantité d'électricité est alors déduite de la relation (1) ; c'est la quantité qui, placée à l'unité de distance d'une masse égale, produit sur elle une action égale à l'unité de force.

L'unité d'intensité, déduite de (3), est l'intensité d'un courant tel qu'une section du conducteur soit traversée par l'unité de quantité d'électricité pendant l'unité de temps.

Quant à l'unité de quantité de magnétisme, elle se déduit de la relation (4) ; c'est celle d'un pôle qui, placé au centre d'un arc de cercle de longueur égale à 1 et parcouru par un courant d'intensité égale à l'unité, subit une action égale à l'unité de force.

On voit que, dans ce système, le coefficient  $K'$  de la relation (2) doit être maintenu. Mais, comme l'unité de quantité de magnétisme et par suite la valeur du nombre  $q$  sont déterminées, il faut lui donner une valeur  $K'$ , telle que l'équation (2) soit satisfaite.

D'autre part, l'équation (6) étant également satisfaite quelles que soient les unités, si l'on fait :

$$K = 1, \quad K' = K', \quad K'' = 1,$$

il vient :

$$K' = u^2.$$

Dans le système *électromagnétique*, on se donne :

$$K' = 1, \quad K'' = 1,$$

c'est-à-dire que l'unité de quantité de magnétisme est déduite de la relation (2). C'est la quantité qui, placée à l'unité de distance d'une quantité égale, exerce sur elle une action égale à l'unité de force.

L'unité d'intensité de courant est alors déduite de (4) et la relation (3) donne l'unité de quantité d'électricité.

Si enfin on considère l'équation (1), on voit que, le nombre  $Q$  étant déterminé par la définition qui précède, cette équation n'est satisfaite qu'à la condition de donner à  $K$  une valeur déterminée  $K_m$ .

En faisant, dans l'équation (6) :

$$K = K_m, \quad K' = 1, \quad K'' = 1,$$

il vient :

$$K_m = u^2.$$

Les deux systèmes étant ainsi définis, supposons qu'une même grandeur, une certaine quantité d'électricité, par exemple, soit mesurée successivement dans chacun d'eux. On obtiendra ainsi deux nombres  $Q$ , et  $Q_m$  dont le rapport sera d'ailleurs l'inverse du rapport des unités correspondantes.

D'après ce qui précède, on aura :

$$f = \frac{Q_1^2}{r^2} = K_m \frac{Q_m^2}{r^2} = u^2 \frac{Q_m^2}{r^2},$$

d'où

$$\frac{Q_1}{Q_m} = u.$$

On aura donc  $u$  en mesurant  $Q_1$  et  $Q_m$ .

Des expériences nombreuses ont été faites pour la mesure de  $u$ , soit en variant les méthodes de mesure, soit en opérant sur des grandeurs différentes. Les résultats ont été sensiblement concordants et donnent en moyenne :  $u = 3 \times 10^{10}$ .

Si l'on remarque que les unités sont rapportées au système C.G.S., qui comporte le centimètre comme unité de longueur et la seconde comme unité de temps, on voit que le rapport  $u$  est égal numériquement à la vitesse de la lumière, qui est de 300 000 km par seconde.

Maxwell se demanda alors si cette coïncidence était purement fortuite, ou bien s'il fallait au contraire y voir une conséquence de la théorie. Il fut ainsi amené à rechercher si, en précisant les idées de Faraday et en les traduisant en langage mathématique, il était possible de déduire des équations, une théorie expliquant tous les phénomènes connus, y compris la valeur que l'expérience assignait au nombre  $u$ .

Considérons un condensateur formé de deux armatures planes A et B, séparées par une lame d'air (fig. 1). Le condensateur étant chargé, si l'on vient à réunir ses armatures par un conducteur  $amb$ , celui-ci est le siège d'un courant de faible durée et le condensateur se décharge.

Or, de nombreuses expériences ont démontré que le phénomène de la décharge ne se réduit pas seulement à ce courant, mais que le diélectrique qui sépare les armatures du condensateur doit également y jouer un rôle. Aucune des anciennes théories n'avait défini ce rôle, ni

précisé la nature des phénomènes qui se passent dans le diélectrique pendant la décharge.

Pour Maxwell, ces phénomènes ne sont autre chose que des courants. D'après les anciennes idées, la présence d'un corps conducteur était considérée comme indispensable à la production d'un courant. Lorsque le circuit avait, comme le fil *amb*, ses extrémités isolées l'une de l'autre, ce circuit était dit *ouvert* et le courant n'avait que la faible durée nécessaire au rétablissement de l'équilibre électrostatique dans le conducteur.

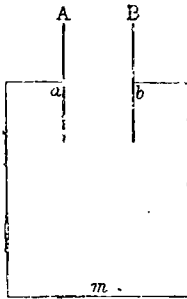


Fig. 1.

D'après les idées de Maxwell, au contraire, les courants sont toujours *fermés* et, dans le cas ci-dessus, on doit considérer le circuit comme se complétant par le diélectrique qui sépare A et B, lequel est alors le siège de courants, tout aussi bien que la portion conductrice *amb*.

Toutefois, Maxwell admet que les courants n'ont pas la même nature dans les deux cas. Cela tient à ce que, si tous les corps opposent une résistance au passage de l'électricité, cette résistance n'est pas la même suivant que l'on a affaire à un diélectrique ou à un conducteur. L'exemple suivant permet de saisir facilement cette différence<sup>1</sup>.

Quand on bande un ressort, on rencontre une résistance croissante qui finit par faire équilibre à l'effort exercé. Lorsque la force cesse d'agir, le ressort restitue le travail dépensé pour le déformer.

Supposons maintenant que l'on déplace un corps dans l'eau; on éprouve encore une résistance qui dépend de la vitesse du déplacement, mais qui ne varie pas tant que cette vitesse reste constante. Le mouvement se prolonge

1. H. POINCARÉ, *Annuaire du Bureau des longitudes*, 1894 (notice A).

tant que dure la force agissante ; mais si cette force cesse, le corps ne tend pas à revenir en arrière et tout le travail fourni a été transformé en chaleur par la viscosité de l'eau.

Il faut donc distinguer entre ce que l'on pourrait appeler la résistance *élastique* et la résistance *visqueuse*. La première caractérise les diélectriques, tandis que les conducteurs présentent la seconde.

D'où deux catégories de courants : dans les diélectriques, les particules électriques ne peuvent se déplacer que d'une petite quantité, variable suivant la nature du corps. Le mouvement de l'électricité se trouvant arrêté au bout d'un temps très court par la réaction élastique, on ne peut avoir que des courants de faible durée, que Maxwell nomme courants de *déplacement*. En d'autres termes, les choses se passent dans le diélectrique comme si les courants de déplacement avaient pour effet de bander une foule de petits ressorts. Ces courants cessent lorsque l'équilibre électrostatique est établi. Le travail accumulé, qui est l'énergie électrostatique, est restitué quand les ressorts peuvent se débander, c'est-à-dire lorsqu'on laisse les conducteurs obéir aux actions électrostatiques. Si la limite d'élasticité est dépassée, les ressorts se brisent et l'on a le phénomène de la décharge disruptive.

Par suite, en chaque point d'un champ électrique, l'intensité  $H$  de ce champ n'est autre chose que la réaction élastique des particules d'électricité qui ont été écartées de leurs positions primitives.

Dans les conducteurs, au contraire, l'électricité peut se déplacer à travers toute la masse, sans rencontrer d'autre obstacle qu'une résistance analogue au frottement. On a alors un courant dit de *conduction*, qui dure aussi longtemps que la force électromotrice qui lui donne naissance. Le travail fourni n'est pas, comme dans le cas précédent, emmagasiné sous forme d'énergie potentielle

et il se retrouve dans le conducteur, sous forme de chaleur.

D'après ce qui précède, on doit, avec Maxwell, admettre l'unité de force électrique ; c'est-à-dire que la cause qui, dans un diélectrique, donne naissance à des courants de déplacement est la même qui, sous le nom de force électromotrice, produit des courants de conduction, lorsqu'elle agit dans un corps conducteur.

Enfin, bien que la nature des deux sortes de courants ne soit pas la même, Maxwell admet encore que leurs propriétés sont identiques et qu'un courant de déplacement doit produire un champ magnétique identique au champ magnétique produit par un courant de conduction, lequel est lui-même identique au champ magnétique produit par un aimant.

Il en résulte que le champ électrique et le champ magnétique sont inséparables. Leur superposition constitue ce que Maxwell nomme le champ *électromagnétique*.

Une perturbation électrique ou magnétique se traduira donc toujours par un courant. Dans un milieu diélectrique indéfini, ce courant produira, par induction dans son voisinage, des courants de déplacement qui agiront à leur tour sur les éléments voisins, de sorte que la perturbation se propagera de proche en proche avec une vitesse finie, sous la forme d'une onde analogue aux ondes du son et de la lumière.

Nous allons voir comment la traduction mathématique des hypothèses de Maxwell permet de calculer cette vitesse. Lorsque la perturbation atteint un point de l'espace, que nous supposerons d'abord dans un diélectrique, elle y produit un champ électrique ; soient  $H$  l'intensité de ce champ au point considéré  $m$  et  $XYZ$  ses composantes suivant trois axes rectangulaires. Considérons un tube de force passant en  $m$  (fig. 2) et soit  $ds$  sa section en ce point. On sait que ce tube de force doit forcément être limité par deux corps conducteurs tels que  $A$  et  $B$ , sur

lesquels il découpe des éléments  $ds_1$ ,  $ds_2$ , appelés éléments *correspondants*. De plus, les charges sur  $ds_1$  et  $ds_2$  sont égales en valeur absolue : soit  $Q$  cette valeur ; on admettra que les déplacements des couches électriques se sont effectués dans le sens des lignes de force, chaque section du tube ayant été traversée par une même quantité

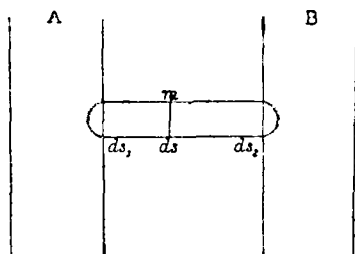


Fig. 2

d'électricité  $Q$ . Maxwell définit alors le déplacement au point  $m$  par cette quantité  $\frac{Q}{ds}$ , rapportée à l'unité de surface.

D'autre part, le flux de force qui traverse l'élément  $ds$  étant  $Hds$ , on a la relation :

$$Hds = 4\pi KQ;$$

ce qui donne pour le déplacement :

$$\frac{Q}{ds} = \frac{H}{4\pi K};$$

$K$  est alors le coefficient de Coulomb, relatif aux actions électriques dans le milieu considéré.

Si nous désignons par  $fgh$  les composantes du déplacement, nous aurons :

$$f = \frac{1}{4\pi K} X, \quad g = \frac{1}{4\pi K} Y, \quad h = \frac{1}{4\pi K} Z.$$

Pendant son déplacement a quantité d'électricité  $Q$  a produit un courant dont la densité, ou l'intensité par

unité de surface, est représentée par la quantité qui traverse l'unité de surface pendant l'unité de temps, c'est-à-dire par  $\frac{1}{4\pi K} \frac{dH}{dt}$ .

Si nous désignons par  $abc$  les composantes de cette densité du courant de déplacement, nous aurons :

$$a = \frac{1}{4\pi K} \frac{dX}{dt}, \quad b = \frac{1}{4\pi K} \frac{dY}{dt}, \quad c = \frac{1}{4\pi K} \frac{dZ}{dt}. \quad (7)$$

Supposons maintenant qu'au lieu d'un diélectrique

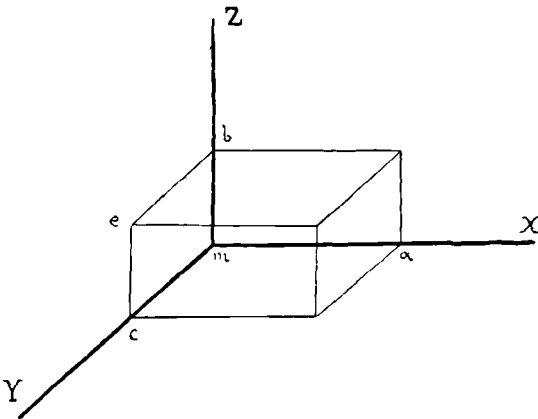


Fig. 3.

caractérisé par le coefficient  $K$ , nous ayons en  $m$  un milieu de conductibilité  $C$  : le courant de déplacement sera remplacé par un courant de conduction obéissant à la loi d'Ohm. Soient  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  les composantes de ce courant rapporté à l'unité de surface et considérons l'élément de volume  $dx dy dz$ , placé en  $m$  (fig. 3).

Le courant qui traverse cet élément suivant  $mx$  est égal au produit de la composante  $\alpha$  par la surface  $mbec$ , soit à  $\alpha dy dz$ . D'autre part, d'après Maxwell, la force électromotrice qui produit ce courant est  $X dx$ ; de plus,



la résistance électrique du prisme ayant pour longueur  $ma$  et pour section  $mbec$  est  $\frac{dx}{C dy dz}$ . La loi d'Ohm donnera donc :

$$X dx = \frac{dx}{C dy dz} \alpha dy dz$$

ou

$$\alpha = CX.$$

On a donc pour les trois composantes du courant de conduction :

$$\alpha = CX, \quad \beta = CY, \quad \gamma = CZ. \quad (8)$$

Si enfin le milieu occupé par l'élément de volume est un isolant imparfait, on aura à la fois courant de déplacement et courant de conduction, c'est-à-dire un courant dont on pourra représenter les composantes par  $a + \alpha$ ,  $b + \beta$ ,  $c + \gamma$ .

D'après ce que nous avons dit ci-dessus, les courants produits en  $m$  donnent à leur tour naissance à un champ magnétique d'intensité  $H'$ . Soient LMN les composantes de  $H'$  suivant les trois axes et considérons le circuit rectangulaire  $mbec$ . L'établissement du champ va donner lieu, dans ce circuit, à une force électromotrice que l'on peut considérer comme résultant soit du champ électrique XYZ, soit du champ magnétique LMN.

Dans le premier cas, la force électrique suivant  $mb$  est  $Z dz$ . Celle suivant  $ec$ , qui est dirigée en sens inverse de la précédente, a pour valeur  $-(Z + \frac{dZ}{dy} dy) dz$ . De même on aura suivant  $cm$ ,  $-Y dy$  et suivant  $be$ ,  $(Y + \frac{dY}{dz} dz) dy$ , ce qui donne pour la force totale dans le circuit considéré :

$$\begin{aligned} Z dz - \left( Z + \frac{dZ}{dy} dy \right) dz - Y dy + \left( Y + \frac{dY}{dz} dz \right) dy \\ = \left( \frac{dY}{dz} - \frac{dZ}{dy} \right) dy dz. \end{aligned}$$

Considérons maintenant cette force électromotrice comme une conséquence de l'établissement du champ magnétique  $H'$ . Le flux de force qui traverse le circuit  $mbec$  est  $Ldydz$ . La force électromotrice dans ce circuit est donc  $-\frac{K''}{K'} \frac{dL}{dt} dydz$ , et l'on aura, en appliquant le même raisonnement aux trois composantes LMN :

$$\begin{aligned} \frac{K''}{K'} \frac{dL}{dt} &= \frac{dZ}{dy} - \frac{dY}{dz} \\ \frac{K''}{K'} \frac{dM}{dt} &= \frac{dX}{dz} - \frac{dZ}{dx} \\ \frac{K''}{K'} \frac{dN}{dt} &= \frac{dY}{dx} - \frac{dX}{dy}. \end{aligned} \quad (9)$$

On peut obtenir une autre série de relations entre les composantes du champ magnétique et celles du champ électrique. Pour cela, nous évaluerons le travail effectué par un pôle magnétique égal à l'unité, qui décrirait le circuit  $mbec$ . On sait que ce travail est égal au produit de  $4\pi K''$  par l'intensité du courant dans le prisme  $dx dy dz$ , parallèlement à la direction  $mx$ , soit, dans le cas le plus général, à  $4\pi K'' (a + \alpha) dy dz$ .

D'autre part, le même travail peut être évalué directement, en calculant le travail produit dans chacun des côtés du rectangle, par les composantes LMN du champ magnétique.

Pour le côté  $mb$ , le travail dû aux composantes L et M est nul et il ne reste que le travail dû à la composante N, qui est  $Ndz$ .

Pour le côté  $be$ , le travail des composantes parallèles à  $mx$  et  $mz$  est nul; la composante suivant  $be$  étant égale à  $M + \frac{dM}{dz} dz$ , le travail correspondant est  $(M + \frac{dM}{dz} dz) dy$ .

---

1.  $K'$  est le coefficient de la formule de Coulomb relative aux actions magnétiques et  $K''$  le coefficient de la formule de Laplace relative aux actions électromagnétiques.

On trouvera de même pour le travail suivant *ec* :  
 $(N + \frac{dN}{dy} dy) dz$  et pour le travail suivant *cm* :  $M dy$ .

Comme d'ailleurs les côtés *ec* et *cm* sont parcourus en sens inverses des côtés *mb* et *be*, on aura pour le travail total :

$$\begin{aligned} N dz + \left( M + \frac{dM}{dz} dz \right) dy - \left( N + \frac{dN}{dy} dy \right) dz - M dy \\ = \left( \frac{dM}{dz} - \frac{dN}{dy} \right) dy dz = 4\pi K'' (a + \alpha) dy dz. \end{aligned}$$

Remplaçant *a* et  $\alpha$  par leurs valeurs données par les relations (7) et (8), on obtiendra pour les trois directions :

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dz} - \frac{dN}{dy} &= \frac{K''}{K} \frac{dX}{dt} + 4\pi K'' CX \\ \frac{dN}{dx} - \frac{dL}{dz} &= \frac{K''}{K} \frac{dY}{dt} + 4\pi K'' CY \\ \frac{dL}{dy} - \frac{dM}{dx} &= \frac{K''}{K} \frac{dZ}{dt} + 4\pi K'' CZ. \end{aligned} \quad (10)$$

Supposons maintenant que l'onde étudiée soit assez éloignée de son point de départ pour qu'on puisse la considérer comme plane. Prenons le plan de l'onde pour plan des *y* $\zeta$ , la propagation se faisant alors suivant l'axe des *x*. Toutes les fonctions ne dépendant plus que des variables *x* et *t*, les autres dérivées sont nulles et les équations (9) deviennent :

$$\begin{aligned} \frac{K''}{K'} \frac{dL}{dt} &= 0 \\ \frac{K''}{K'} \frac{dM}{dt} &= - \frac{dZ}{dx} \\ \frac{K''}{K'} \frac{dN}{dt} &= \frac{dY}{dx}. \end{aligned}$$

Nous admettrons qu'il s'agit d'un diélectrique suffisamment isolant pour que l'on puisse négliger sa conductibi-

lité. On fera donc  $C = 0$ , ce qui donnera pour les équations (10) :

$$\frac{K''}{K} \frac{dX}{dt} = 0$$

$$\frac{K''}{K} \frac{dY}{dt} = \frac{dN}{dx}$$

$$\frac{K''}{K} \frac{dZ}{dt} = -\frac{dM}{dx}.$$

De ces relations et de celles qui précèdent, nous déduisons :

$$L = 0, \quad X = 0,$$

ce qui montre que les forces magnétique et électrique sont dans le plan de l'onde. Mais, si nous prenons comme axe des  $y$  la direction de la force magnétique, nous aurons en outre :

$$N = 0,$$

ce qui conduit à :

$$Y = 0.$$

Les deux forces sont alors représentées respectivement par les composantes  $M$  et  $Z$  ; elles sont à angle droit et transversales, c'est-à-dire dans un plan normal à la direction de propagation.

Les deux systèmes (9) et (10) se réduisent alors à :

$$\frac{K''}{K'} \frac{dM}{dt} = -\frac{dZ}{dx} \quad (11)$$

$$\frac{K''}{K} \frac{dZ}{dt} = -\frac{dM}{dx}. \quad (12)$$

Considérons maintenant l'onde qui se trouve en  $x$  et qui à l'instant  $t$  est définie par les fonctions  $M$  et  $Z$ . Au bout du temps  $\delta t$ , ces fonctions sont devenues respectivement  $M + \frac{dM}{dt} \delta t$ ,  $Z + \frac{dZ}{dt} \delta t$ , qui définissent l'onde au point  $x$  à l'instant  $t + \delta t$ .

Or, cette dernière peut être considérée comme étant l'onde qui, à l'instant  $t$ , se trouvait au point  $x - \delta x$  et

qui, pendant le temps  $\delta t$ , a parcouru l'espace  $\delta x$  avec une vitesse égale à  $\frac{\delta x}{\delta t}$ .

L'onde au point  $x$  à l'instant  $t + \delta t$  est alors définie par les fonctions  $M - \frac{dM}{dx} \delta x$  et  $Z - \frac{dZ}{dx} \delta x$ . Dans ce cas,  $M$  et  $Z$  sont considérées comme des fonctions de  $x$ , tandis que, dans le cas précédent, on les considérait comme des fonctions de  $t$ . On aura donc :

$$\frac{dM}{dt} \delta t = - \frac{dM}{dx} \delta x \quad (13)$$

$$\frac{dZ}{dt} \delta t = - \frac{dZ}{dx} \delta x, \quad (14)$$

d'où, en tenant compte de (11) et (12),

$$\left(\frac{\delta x}{\delta t}\right)^2 = \frac{KK'}{K''^2} = u^2.$$

La vitesse de propagation suivant  $mx$  est donc constante et égale à  $u$ ; sa valeur ne dépend que des propriétés électriques et magnétiques du milieu.

Considérons maintenant un fil rectiligne parcouru par un courant alternatif, celui-ci va donner lieu à une série d'ondes se propageant à travers le diélectrique avec une vitesse constante et égale au rapport  $u$  des unités électromagnétiques et électrostatiques.

D'autre part, la mesure directe de  $u$  donne pour ce nombre une valeur égale à celle de la lumière dans le même milieu.

Une vibration électromagnétique se propageant dans un milieu donné avec la même vitesse qu'une vibration lumineuse, Maxwell en a conclu qu'il y avait non pas seulement *analogie*, mais *identité* entre les deux phénomènes, et qu'une vibration lumineuse n'est autre chose qu'un courant de déplacement alternatif. Il assigne ainsi la même origine aux phénomènes élec-

triques et lumineux, de sorte que, quand nous mettons en mouvement une machine à courants alternatifs ou lorsque nous allumons une lampe, nous provoquons dans le milieu environnant des phénomènes de même nature.

La seule différence est dans la fréquence, c'est-à-dire le nombre des vibrations produites pendant une seconde. Si l'on prend, par exemple, la partie moyenne du spectre visible, la lumière jaune correspond à un nombre de vibrations par seconde  $n = 6 \times 10^{14}$ , soit 600 millions de vibrations en un millionième de seconde, tandis que les courants alternatifs industriels ne dépassent guère 100 périodes par seconde.

Malgré cette différence, la vitesse de propagation reste la même, car elle ne dépend que des propriétés du milieu, et l'on a toujours :

$$u = \frac{\lambda}{T},$$

$\lambda$  étant la longueur d'onde et  $T = \frac{1}{n}$  la durée d'une vibration.

La lenteur relative des vibrations électromagnétiques ne les empêche donc pas de se propager avec la vitesse de la lumière, mais elle les empêche de produire sur l'organe de la vue les mêmes sensations que les vibrations lumineuses. On sait en effet que, dans la partie visible du spectre, la fréquence augmente du rouge au violet. Pour des fréquences plus faibles que celles de la lumière rouge ou plus grandes que celles de la lumière violette, la sensation lumineuse disparaît. Comme la fréquence des radiations rouges est encore de beaucoup supérieure à celle des vibrations électromagnétiques les plus rapides que nous sachions produire, il n'est pas surprenant que ces dernières soient sans action sur notre œil, tout en ayant la même nature que la lumière.

Malgré les progrès de la science, l'homme ne dispose encore que de moyens barbares pour produire la lumière, car il ne connaît pas, pour le moment, d'autre procédé que de prendre la chaleur comme intermédiaire. Pour communiquer à l'éther un mouvement vibratoire capable de produire ce que nous appelons les phénomènes lumineux, nous commençons par donner ce mouvement aux particules matérielles d'un corps solide ou gazeux en le portant à une température suffisamment élevée, et c'est ce corps qui, à son tour, provoque le mouvement des particules éthérées. Nous n'utilisons donc sous forme de lumière qu'une partie infime de l'énergie que nous avons dû dépenser pour produire d'abord de la chaleur. On voit par là quelle économie on réalisera, le jour où l'on saura produire directement des courants alternatifs ayant la fréquence des radiations lumineuses.

---

## CHAPITRE II

### VÉRIFICATIONS EXPÉRIMENTALES

---

Parmi toutes les hypothèses faites par Maxwell pour expliquer les phénomènes électriques et magnétiques, il faut faire une place à part à la théorie électromagnétique de la lumière. Car, dans ce cas, les hypothèses dont nous avons plus haut indiqué l'origine ont reçu directement de l'expérience des confirmations inattendues, dont nous allons nous occuper maintenant.

Reportons-nous à la formule (6); si  $K$ ,  $K'$ ,  $K''$  sont les coefficients des formules de Coulomb et de Laplace relatifs au vide, le nombre

$$u = \sqrt{\frac{KK'}{K''}}$$

représente la vitesse de la lumière dans le vide. Par conséquent, dans un milieu où les coefficients ont des valeurs  $K_1$ ,  $K_1'$ ,  $K_1''$ , la vitesse de la lumière sera :

$$u_1 = \frac{\sqrt{K_1 K_1'}}{K_1''}.$$

On en déduit :

$$\frac{u}{u_1} = \sqrt{\frac{K}{K_1}} \sqrt{\frac{K'}{K_1'}} \cdot \frac{K_1''}{K''}.$$

Or, le rapport  $\frac{K}{K_1} = \rho$  est ce que Faraday appelait le *pouvoir inducteur spécifique* du milieu par rapport au vide. Quant au rapport  $\frac{K_1'}{K'} = \mu$ , c'est ce que sir W. Thomson a nommé la *perméabilité magnétique* de ce milieu, celle du vide étant prise comme terme de comparaison.



D'autre part, si l'on admet avec Maxwell que le champ magnétique dû à un courant a les mêmes propriétés que le champ produit par des aimants, le rapport  $\frac{K_1''}{K''}$  est égal à  $\mu$ .

Il en résulte :

$$\frac{u}{u_1} = \sqrt{\rho\mu}.$$

Le rapport  $\frac{u}{u_1}$  des vitesses de la lumière dans le vide et dans le milieu considéré n'est autre chose que l'indice de réfraction  $n$  de ce milieu par rapport au vide ; de plus, pour tous les diélectriques, le vide compris, la perméabilité a sensiblement la même valeur ; il en résulte que *pour ces milieux* on pourra prendre  $\mu = 1$ , d'où :

$$\rho = n^2.$$

C'est-à-dire que, pour les diélectriques, le pouvoir inducteur spécifique doit être égal au carré de l'indice de réfraction. C'est ce que l'on vérifie sur un grand nombre de diélectriques solides et liquides.

Pour quelques substances toutefois, l'accord semblait moins satisfaisant. Bien que la théorie ou même les difficultés d'expériences permettent d'expliquer ces écarts, ceux-ci n'en laissent pas moins subsister un certain doute. C'est au savant allemand Henri Hertz (mort en 1894, âgé de 36 ans) que l'on doit des expériences confirmant d'une manière beaucoup plus précise l'hypothèse hardie de Maxwell.

Le meilleur moyen de prouver l'identité des radiations électromagnétiques et des radiations lumineuses, c'est évidemment de montrer que l'on peut reproduire, avec les premières, tous les phénomènes que l'on obtient avec les secondes. Mais, pour cela, il était nécessaire d'avoir recours à un procédé opératoire différant de tous ceux qu'on avait employés jusque-là. On ne pouvait songer à utiliser les courants alternatifs ordinaires, car

pour 100 périodes par seconde, la longueur d'onde est  $\lambda = \frac{300\,000}{100}$ , soit 3 000 km. Un laboratoire, si grand qu'on le suppose, ne pourrait donc contenir qu'une faible fraction d'onde.

Il fallait alors chercher à réaliser des longueurs d'ondes qui fussent, sinon aussi courtes que les ondes lumineuses, du moins compatibles avec les dimensions que l'on pouvait donner aux appareils.

Pour y arriver, Hertz eut l'idée d'appliquer une propriété découverte en 1847 par Helmholtz qui, en étudiant la décharge des condensateurs, avait reconnu que, dans certains cas, celle-ci s'effectue par une série de décharges alternatives, de même qu'un pendule écarté de la verticale et abandonné à lui-même ne revient à sa position d'équilibre qu'après avoir effectué une série d'oscillations.

Cette propriété fut vérifiée expérimentalement par Feddersen et, en 1853, sir W. Thomson en donna l'explication théorique suivante.

Soit un condensateur de capacité  $C$  dont on provoque la décharge en réunissant ses armatures par un conducteur ayant une résistance  $R$  et un coefficient de self-induction  $L$ ; nous supposons la capacité de ce conducteur négligeable par rapport à  $C$ .

Si  $Q$  est la charge à l'instant  $t$ , le fil est parcouru à cet instant par un courant  $i$  dû à une force électromotrice

$$v = \frac{Q}{C}.$$

On a donc pour l'équation du courant variable :

$$v = Ri + L \frac{di}{dt}.$$

D'autre part, pendant le temps  $dt$ , une quantité d'électricité  $dQ$  s'écoule à travers le fil, d'où :

$$i = - \frac{dQ}{dt} = - C \frac{dv}{dt}.$$

Le signe — indique que la charge décroît lorsque le temps augmente. On en déduit :

$$\frac{di}{dt} = -C \frac{d^2v}{dt^2},$$

d'où en substituant dans l'équation de courant :

$$LC \frac{d^2v}{dt^2} + RC \frac{dv}{dt} + v = 0. \quad (15)$$

Le potentiel  $v$  étant alors pris comme variable, l'équation (15) est une équation linéaire à coefficients constants, dont l'intégrale générale est :

$$v = A_1 e^{\rho' t} + A_2 e^{\rho'' t}, \quad (16)$$

$\rho'$  et  $\rho''$  étant les racines de l'équation caractéristique :

$$L\rho^2 + R\rho + \frac{1}{C} = 0. \quad (17)$$

Quant à  $A_1$  et  $A_2$ , ce sont des constantes à déterminer d'après les conditions initiales. Pour  $t = 0$  on a, en appelant  $V_0$  la tension au début :

$$A_1 + A_2 = V_0. \quad (18)$$

D'autre part l'équation (16) différenciée donne :

$$\frac{dv}{dt} = \rho' A_1 e^{\rho' t} + \rho'' A_2 e^{\rho'' t},$$

qui, pour  $t = 0$ , devient :

$$\rho' A_1 + \rho'' A_2 = 0. \quad (19)$$

En effet, dans ce cas, l'intensité est nulle et comme  $i = -C \frac{dv}{dt}$ , il en est de même de  $\frac{dv}{dt}$ .

Les relations (18) et (19) permettent alors de calculer  $A_1$  et  $A_2$ ; on en déduit :

$$A_1 = -\frac{V_0 \rho''}{\rho' - \rho''}, \quad A_2 = \frac{V_0 \rho'}{\rho' - \rho''}. \quad (20)$$

Deux cas sont à examiner, suivant que les racines de l'équation (17) sont réelles ou imaginaires.

Lorsque ces racines sont réelles, elles sont en même temps négatives. Donc à mesure que  $t$  augmente, la tension  $v$  décroît et s'annule théoriquement pour  $t = \infty$ . Le courant qui parcourt le fil est toujours de même sens et le condensateur se décharge en une seule fois.

Si au contraire les racines sont imaginaires, on peut poser :

$$\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} = m^2, \quad (21)$$

d'où :

$$\rho' = -\frac{R}{2L} + m\sqrt{-1}, \quad \rho'' = -\frac{R}{2L} - m\sqrt{-1}$$

$$v = e^{-\frac{Rt}{2L}} \left( A_1 e^{mt\sqrt{-1}} + A_2 e^{-mt\sqrt{-1}} \right). \quad (22)$$

Or on démontre, en algèbre, la formule suivante due à Euler :

$$e^{x\sqrt{-1}} = \cos x + \sqrt{-1} \sin x.$$

En appliquant cette formule à l'équation (22), on a :

$$v = e^{-\frac{Rt}{2L}} \left[ A_1 (\cos mt + \sqrt{-1} \sin mt) + A_2 (\cos mt - \sqrt{-1} \sin mt) \right]$$

Remplaçant  $A_1$  et  $A_2$  par leurs valeurs (20), il vient, toutes réductions faites :

$$v = V_0 e^{-\frac{Rt}{2L}} \left( \cos mt + \frac{R}{2mL} \sin mt \right),$$

d'où l'on déduit pour la valeur de l'intensité à l'instant  $t$  :

$$-C \frac{dv}{dt} = i = \frac{V_0}{mL} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin mt, \quad (23)$$

c'est-à-dire que le courant est alternatif.

Le facteur  $e^{-\frac{Rt}{2L}}$  indique que ce courant est *amorti*, c'est-à-dire que son amplitude va en décroissant et s'annule au bout d'un temps qui théoriquement serait infini,

mais qui pratiquement est en général assez court et dépend de la nature de la résistance.

Lors même que leur amplitude varie, les oscillations du courant ont la même durée, et si  $T$  est la durée d'une période complète<sup>1</sup>, on a :

$$T = \frac{2\pi}{m} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{4L^2}}}$$

Lorsque la résistance  $R$  est assez faible pour que le terme  $\frac{R^2}{4L^2}$  puisse être négligé par rapport à  $\frac{1}{CL}$ , cette formule se réduit à :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}. \quad (24)$$

On voit, d'après ce qui précède, que l'on pourrait réaliser des oscillations électriques en procédant de la manière suivante.

Deux sphères métalliques  $A$  et  $B$  isolées l'une de l'autre

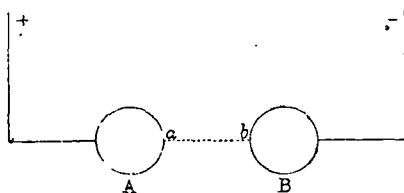


Fig. 4.

(fig. 4) et constituant un condensateur sont reliées aux pôles d'une source d'électricité, bobine de Ruhmkorff ou machine électrostatique, qui établit entre elles une différence de potentiel.

Si on les réunit par un fil continu  $ab$ , ce fil sera le siège de décharges alternatives, pourvu que les dimen-

---

1. La fréquence, c'est-à-dire le nombre de vibrations par seconde, est alors représentée par  $\frac{1}{T} = \frac{m}{2\pi}$ . Le facteur  $m = \frac{2\pi}{T}$  se nomme la *pulsation*. C'est le nombre de vibrations en  $2\pi$  secondes.

sions de l'appareil satisfassent aux conditions indiquées par la formule (21).

En procédant ainsi, on n'obtiendrait qu'un phénomène de très courte durée, à peu près impossible à observer. Pour tourner la difficulté, Hertz interrompit le conducteur  $ab$ , de manière à laisser en son milieu un petit intervalle  $mm'$  (fig. 5). La décharge s'effectue alors par une étincelle qui jaillit entre  $m$  et  $m'$ , lorsque la différence de potentiel entre les deux sphères a atteint une valeur suffisante. Cette étincelle joue le rôle d'un conducteur reliant les deux sphères, avec cette différence qu'une fois la décharge effectuée, les sphères peuvent se charger à nouveau pour se décharger ensuite, de sorte que l'on

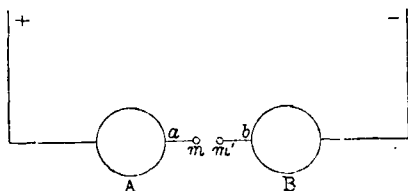


Fig. 5.

obtient entre les points  $mm'$  une série de décharges oscillantes se succédant sans interruption aussi longtemps que la source fonctionne. Cet appareil constitue ce que Hertz a appelé l'*excitateur* ou l'*oscillateur*.

Quant à la durée des oscillations, on conçoit qu'on puisse la déterminer par la formule de Thomson, puisque les valeurs de  $L$  et de  $C$  peuvent être déduites des dimensions de l'appareil.

Dans ses premières expériences, avec des sphères de 0,30 m de diamètre, placées à 1,50 m l'une de l'autre, Hertz obtint des oscillations dont la durée en secondes était  $T = 1,77 \times 10^{-8}$ ; en admettant que ces oscillations se propagent avec la vitesse de la lumière, leur longueur d'onde serait de 5,30 m environ.

Bien que plus tard Hertz ait réussi à réduire la longueur d'onde, les radiations obtenues étaient encore trop lentes pour agir sur l'organe de la vue. Il fallait donc, pour les étudier, réaliser un instrument destiné à remplacer l'œil. Dans ce but, Hertz employa comme récepteur un circuit composé d'une seule spire de fil métallique (fig. 6). L'anneau ainsi formé était interrompu et terminé à ses extrémités par deux petites boules *a* et *b*.

Cet appareil peut être considéré comme un condensateur dont les armatures seraient réunies en permanence par un arc métallique. Lorsqu'on l'introduit dans le champ, les variations de celui-ci donnent naissance à des forces électromotrices d'induction qui chargent le condensateur et, lorsque la différence de potentiel entre *a* et *b* est devenue assez grande, une étincelle jaillit entre les deux boules en déchargeant le condensateur. On aura donc en *ab* une série d'étincelles qui pourront servir à déceler l'existence du champ alternatif.

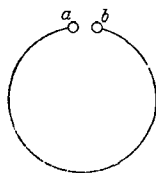


Fig. 6.

Ces étincelles seront elles-mêmes oscillantes, si les dimensions de l'appareil ont été convenablement choisies, de sorte que l'on aura entre *a* et *b* une série de décharges alternatives. On conçoit que ces décharges auront leur intensité maxima si leur période est la même que celle des renversements du champ qui produisent les courants de charge ; car alors le condensateur se décharge en totalité par les étincelles et non par le fil qui réunit les armatures *a* et *b*.

On doit donc déterminer les dimensions du récepteur de manière que ces conditions soient remplies, c'est-à-dire en tenant compte de la période des oscillations fournies par l'excitateur. Le récepteur fonctionne alors à la façon d'un résonateur acoustique qui renforce seulement le son qu'il peut émettre directement. De là, le nom

de résonateur donné par Hertz à son appareil récepteur des ondes électriques.

Le résonateur étant construit de manière à posséder son maximum de sensibilité, peut servir à explorer le champ et, suivant le degré d'intensité des étincelles, à indiquer comment varie ce champ en ses différents points.

Nous avons vu plus haut que les équations de Maxwell conduisent à cette conséquence que, quand une onde plane résultant d'une perturbation électromagnétique se

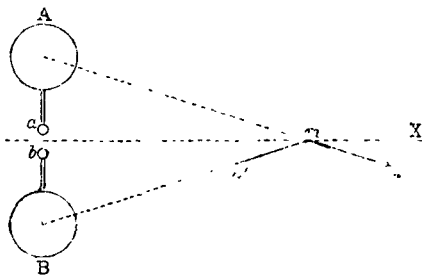


Fig. 7.

propage dans un diélectrique, les forces électrique et magnétique sont constamment dans le plan de l'onde et perpendiculaires l'une à l'autre. Dans le cas particulier de l'oscillateur de Hertz, on peut retrouver directement ces résultats.

Considérons en effet un point  $m$  situé dans les plans de symétrie de l'oscillateur (fig. 7). Les décharges oscillantes de  $ab$  produisent en  $m$  deux sortes d'actions : les unes électrostatiques, qui résultent des variations de charge des sphères A et B, les autres magnétiques, dues aux courants alternatifs entre  $a$  et  $b$ .

La force électrique en  $m$  est la résultante des actions exercées par les sphères A et B, dirigées respectivement suivant  $Am$  et  $Bm$ . On peut d'ailleurs admettre que les charges de A et B sont à chaque instant égales et de signes



contraires, c'est-à-dire que les deux composantes  $mn$ ,  $mn'$  du champ électrostatique sont toujours égales entre elles et situées du même côté de  $mX$ . Leur résultante est donc constamment parallèle à  $AB$ .

Quant au champ magnétique produit par le courant dirigé suivant  $ab$ , on sait que ses lignes de force sont des circonférences ayant leur centre sur  $ab$  et dont le plan est normal à  $ab$ . La force magnétique au point  $m$  est donc dirigée perpendiculairement au plan  $ABm$ , que nous avons pris comme plan de la figure.

Les intensités des champs électrostatique et magnétique sont donc rectangulaires et leur plan est normal à la direction de propagation  $mX$ . Si, de plus, on examine de près le fonctionnement de l'excitateur, on se rendra compte facilement que les maximums d'intensité du courant  $ab$  correspondent aux minimums de charge des sphères  $A$  et  $B$ , et réciproquement. Il en sera de même des intensités des deux champs alternatifs au point  $m$ , ce qui revient à dire que ces deux champs ont entre eux une différence de phase d'un quart de période.

Ces divers résultats peuvent être vérifiés à l'aide du résonateur de Hertz. Menons par le point  $m$  trois axes rectangulaires  $mX$ ,  $mY$ ,  $mZ$  (fig. 8) respectivement suivant la direction de propagation, l'intensité du champ électrostatique et l'intensité du champ magnétique. Le centre du résonateur restant toujours en  $m$ , on pourra faire varier l'orientation du résonateur dans son plan et la position de ce plan.

Considérons d'abord les actions électrostatiques. Celles-ci seront nulles, si le plan du résonateur est perpendiculaire à la direction  $mY$  des lignes de force du champ électrostatique. On doit donc rechercher l'effet maximum des actions électrostatiques en plaçant le résonateur dans le plan  $YZ$ , parallèle aux lignes de force. L'intensité de l'action dépend alors de la position de la coupure  $ab$ . Si cette coupure est sur  $mY$ , comme dans la figure 8, les boules

ont constamment, par raison de symétrie, des potentiels égaux : il n'y a donc pas d'étincelles. Le maximum aura lieu, au contraire, si la coupure se trouve sur  $mZ$ .

Tant que le résonateur est dans le plan  $YZ$ , l'action du champ magnétique est nulle ; car on est alors sensiblement dans le même cas qu'un circuit fermé qui se déplace parallèlement à lui-même dans un champ magnétique uniforme. On peut donc ainsi étudier l'action due au champ électrostatique seul.

Pour obtenir l'action maximum due au champ magnétique, il faudra placer le résonateur perpendiculairement

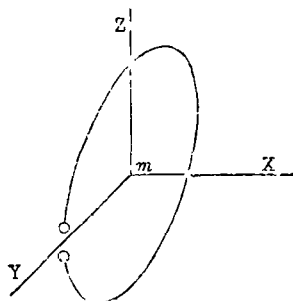


Fig. 8.

aux lignes de force de ce champ, c'est-à-dire dans le plan  $XY$ . Il ne sera plus nécessaire alors de tenir compte de l'orientation de la coupure, puisque, dans ce cas, les courants induits dans le résonateur ne dépendent que de la variation du flux de force qui traverse le circuit.

On voit enfin que, si l'on place le résonateur dans le plan  $XZ$ , qui est le plan de symétrie de l'excitateur, le résonateur est soustrait à la fois à l'influence des deux champs.

Une fois en possession de ces appareils, Hertz s'est préoccupé de mesurer par l'expérience la vitesse de propagation des ondes émises par l'excitateur. Il appliqua pour cela la méthode employée par Biot pour mesurer la

vitesse du son dans les gaz. L'onde ayant parcouru un certain trajet, si on la réfléchit de manière à la faire revenir en arrière, l'onde directe et l'onde réfléchie interfèrent et il se produit des nœuds et des ventres. Il suffit alors de déterminer la position de deux nœuds consécutifs pour en déduire d'abord la longueur d'onde et ensuite la vitesse de propagation.

Pour produire la réflexion de l'onde électromagnétique, Hertz la recevait sur une surface métallique, normale au rayon. En déplaçant le résonateur le long de ce rayon, il constatait que les étincelles n'avaient pas partout la même intensité; la position où cette intensité est minimum correspond à un nœud, celle où elle est maximum correspond à un ventre.

Suivant l'orientation donnée au résonateur, on peut étudier séparément l'onde électrostatique et l'onde électromagnétique; on reconnaît ainsi qu'elles ont la même vitesse de propagation. tout en ayant l'une par rapport à l'autre un retard d'un quart de période. De plus, on peut mesurer cette vitesse de propagation, que Hertz indiqua comme très voisine de la vitesse de la lumière.

Les expériences présentaient toutefois de grandes difficultés provenant de ce que, l'amortissement des ondes électriques dans l'air étant très rapide, on ne pouvait opérer que sur de faibles distances. Pour augmenter la portée et en même temps le degré de précision des résultats, Hertz chercha alors à mesurer la vitesse de propagation des ondes, non plus dans l'air seul, mais dans des fils conducteurs.

La théorie montre en effet, indépendamment de toute hypothèse sur la nature intime des phénomènes, que la vitesse doit être la même dans les deux cas, à la condition toutefois que les oscillations soient suffisamment rapides. Le conducteur peut alors être considéré comme un conducteur *parfait*, c'est-à-dire sans résistance et les choses se passent comme si le courant était dû à des

charges statiques se déplaçant à la surface du conducteur, sans pénétrer dans son intérieur.

D'après les idées de Maxwell, développées également par Heaviside et Poynting, on doit considérer un courant électrique comme ayant son siège, non pas dans le conducteur, mais dans le diélectrique qui l'entoure, du moins en ce qui concerne l'énergie transportée. Si la résistance du conducteur est nulle, cette énergie arrive tout entière à l'extrémité du conducteur. Si, au contraire, la résistance n'est pas négligeable, une partie de l'énergie transportée se diffuse dans le conducteur, où elle se retrouve sous forme de chaleur. Si maintenant les variations du courant sont très rapides, cette diffusion n'atteint que les couches superficielles; lorsque les variations sont nulles, c'est-à-dire dans le cas du courant continu, la diffusion pénètre jusqu'au centre du conducteur et la totalité de l'énergie est transformée en chaleur.

Ces considérations conduisaient donc Hertz à admettre que la vitesse de propagation des ondes le long des fils conducteurs devait être égale à celle de la lumière. Cependant, l'expérience ne confirma pas ces prévisions et donna des vitesses notablement moindres que celles qu'indiquait la théorie.

Il semblait donc y avoir désaccord entre la théorie et l'expérience. Deux physiciens genevois, MM. Sarasin et de la Rive, indiquèrent la principale raison de ce désaccord. Pour obtenir la vitesse de propagation, Hertz mesurait directement la longueur d'onde, puis, au moyen de la formule de Thomson, il calculait la durée  $T$  de la période, d'après les dimensions de l'excitateur.

Or, MM. Sarasin et de la Rive constatèrent que si l'on fait varier les dimensions du résonateur, l'excitateur restant le même, la longueur d'onde varie, de sorte que celle-ci doit être calculée non pas d'après les dimensions de l'excitateur, comme le faisait Hertz, mais d'après celles du résonateur. En opérant de cette façon, le désaccord

disparaît et l'expérience donne des résultats conformes à ceux qu'indiquait la théorie.

MM. Sarasin et de la Rive donnèrent le nom de *résonance multiple* à ce phénomène pour lequel ils proposaient l'explication suivante. En raison de sa forme complexe, l'excitateur produit non pas des ondes de période bien déterminée, mais un ensemble d'oscillations de périodes différentes, qui se superposent les unes aux autres. En d'autres termes, le phénomène de la décharge étant représenté par la série de Fourier, on aurait une oscillation principale accompagnée d'un nombre plus ou moins considérable d'harmoniques. Parmi toutes ces oscillations, le résonateur choisit celle qui correspond à sa période propre, de sorte que la longueur d'onde mesurée résulte exclusivement des dimensions du résonateur.

Malheureusement, cette explication, qui faisait disparaître un désaccord entre la théorie et l'expérience, venait en faire apparaître un autre.

Dans le but de vérifier l'exactitude de l'hypothèse de MM. Sarasin et de la Rive, M. Poincaré s'était proposé de déterminer, d'une façon aussi précise que possible, la période de l'oscillateur de Hertz, en faisant intervenir dans le calcul tous les éléments du circuit et en particulier la bobine d'induction. Le calcul montra alors que même dans ce cas, alors qu'il ne peut pas y avoir de doute sur la valeur de la période de l'oscillateur, la longueur des ondes transmises n'en reste pas moins fixée par le résonateur.

C'est M. Bjerckness qui a donné la véritable explication du phénomène de la résonance multiple en l'attribuant à l'amortissement.

Nous avons vu en effet que les oscillations produites par une décharge ont une amplitude décroissante, tout en conservant la même période. Les décharges se succèdent donc en produisant des *trains* d'ondes amorties.

Or l'action exercée sur un résonateur placé en un

point donné, ne dépend pas seulement de la différence d'intensité des deux ondes, l'une directe, l'autre réfléchie, qui viennent interférer en ce point. Elle dépend aussi de la durée qui sépare les impulsions successives en ce point.

Avec des ondes périodiques simples, non amorties, ces impulsions se succèdent à intervalles réguliers et on obtient le maximum d'effet lorsque la période du résonateur est celle des ondes elles-mêmes, c'est-à-dire celle de l'oscillateur.

Il en serait de même avec des ondes amorties, s'il n'y avait qu'une seule décharge, c'est-à-dire un seul train d'ondes ; car alors les impulsions successives sur le résonateur se reproduiraient encore à intervalles réguliers. Le résultat serait le même que si les ondes n'étaient pas amorties, avec cette différence seulement que les nœuds et les ventres seraient moins nettement marqués, puisqu'ils seraient dus à l'interférence d'ondes ayant des amplitudes différentes.

Mais, en réalité, ce ne sont pas seulement les ondes d'un même train qui agissent sur le résonateur. Si l'on considère deux ondes appartenant à des trains différents, l'intervalle de temps qui sépare l'arrivée des deux impulsions dépend de la différence de marche des deux ondes et par suite leur effet varie suivant la position du point considéré. Lorsque cet intervalle se trouve correspondre à la période propre du résonateur, on enregistre un maximum d'effet.

Il y a donc dans l'espace deux espèces de régions. Dans les premières, les nœuds et les ventres indiqués par le résonateur correspondent à des maximums ou des minimums réels des ondes interférentes de l'oscillateur, dans les autres, les maximums indiquent les points où, en raison de la différence de marche, le résonateur est excité avec plus d'intensité.

Si l'amortissement de l'oscillateur est fort et celui du

résonateur faible, ce qui est le cas des expériences de Hertz, les nœuds et les ventres de la première catégorie deviennent indistincts, tandis que le résonateur est sensible aux excitations qui correspondent à sa période propre. Il en résulte que des résonateurs différents présenteront différents systèmes de nœuds et de ventres, comme s'il existait réellement des ondes de toutes les longueurs possibles.

L'hypothèse de M. Bjerkness, traitée analytiquement par M. Poincaré <sup>1</sup>, a été confirmée par des expériences directes.

Quoi qu'il en soit, les travaux de MM. Sarasin et de la Rive furent le point de départ d'une nouvelle série de recherches, parmi lesquelles il faut citer les expériences faites en France par M. Blondlot. Adoptant l'idée que le résonateur seul détermine la valeur de T, M. Blondlot modifia la forme adoptée par Hertz de manière à pouvoir appliquer plus facilement la formule de Thomson au calcul de T.

Nous devons nous borner ici à indiquer les résultats de ces expériences, ainsi que de celles dont il sera parlé ci-après ; pour le détail des méthodes suivies et des dispositifs adoptés par les différents expérimentateurs, nous renverrons au rapport présenté par MM. Blondlot et Gutton au Congrès international de physique réuni à Paris en 1900.

Les premières expériences de M. Blondlot datent de 1891 ; en faisant varier les dimensions des résonateurs, il trouva, pour une série de douze expériences, la valeur moyenne de 302 200 km par seconde.

Dans une nouvelle série de recherches faites en 1893, M. Blondlot chercha à déterminer la vitesse avec laquelle se propage le long d'un fil, non plus un mouvement oscil-

---

1. *Les Oscillations électriques*, par H. POINCARÉ, p. 105 et suivantes. Paris, 1894.

latoire, mais une simple perturbation électromagnétique, vitesse qui, d'après la théorie, doit aussi être égale à celle de la lumière.

Des expériences avaient déjà été tentées dans cet ordre d'idées. En 1834, Wheatstone avait trouvé, à l'aide d'un miroir tournant, une vitesse de 460 000 km ; en 1849, l'Américain Walker avait trouvé seulement 30 000 km. En 1850, MM. Fizeau et Gounelle, appliquant le procédé employé par Fizeau pour mesurer la vitesse de la lumière, obtenaient, pour la vitesse de l'électricité, 100 000 km dans le fer et 180 000 km dans le cuivre. Enfin M. W. Siemens, opérant en 1876 sur une ligne télégraphique en fer, trouvait pour le plus élevé de ses résultats 256 600 km.

En opérant sur des lignes de longueur variées, M. Blondlot obtint une moyenne de 298 000 km, valeur voisine de celle qu'il avait obtenue dans le cas des oscillations. La théorie se trouvait donc vérifiée par des procédés entièrement différents.

En 1895, MM. Trowbridge et Duane obtinrent, pour la propagation des ondes le long d'un fil de cuivre, la vitesse de 300 300 km. En 1897, M. Clarence-G. Saunders trouvait 299 700 km. Enfin, en 1899, M. Mac Lean trouvait, pour la propagation des ondes dans l'air, 299 110 km.

Tous ces nombres présentent une concordance remarquable, de sorte que finalement l'expérience assigne des valeurs très voisines à ces trois grandeurs : le rapport des unités électromagnétiques et électrostatiques, la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques et la vitesse de la lumière. Étant donnés la difficulté des mesures et le degré de précision qu'elles peuvent comporter, les écarts ne sont pas de nature à infirmer la conclusion de Maxwell, à savoir que ces valeurs sont non seulement voisines, mais égales. On conçoit cependant l'intérêt qui s'attache à toute vérification qui viendra augmenter la probabilité de cette conclusion.



Ainsi que nous l'avons dit plus haut, s'il y a identité entre les ondes électromagnétiques et les ondes lumineuses, on doit pouvoir reproduire, avec les premières, tous les phénomènes qu'on obtient avec la lumière. Déjà, en étudiant la propagation, Hertz avait constaté la réflexion des ondes sur des surfaces métalliques planes. Après avoir vérifié que les lois de cette réflexion sont les mêmes que pour la lumière, il réussit à obtenir la concentration des ondes au moyen de miroirs concaves. Ceux-ci étaient constitués par la surface intérieure d'un cylindre parabolique en métal dont la ligne focale contenait l'excitateur. En plaçant un miroir semblable derrière le résonateur, Hertz put reproduire l'expérience des miroirs conjugués. Dans ce cas, le résonateur était formé de deux fils rectilignes situés dans le prolongement l'un de l'autre et terminés, aux extrémités en regard, par deux petites boules entre lesquelles se produisaient les étincelles. Le résonateur formait alors un condensateur dont les armatures restaient isolées l'une de l'autre.

Hertz put également produire la réfraction des ondes en employant un prisme en asphalte ayant 1,50 m de hauteur et dont la base était un triangle équilatéral de 1,20 m de côté.

Enfin, en recevant les ondes sur les réseaux formés de fils métalliques parallèles, Hertz put reproduire les principaux phénomènes de polarisation rectiligne.

Les expériences de Hertz furent répétées dans tous les pays par un grand nombre de savants. Il faut citer en première ligne M. Lodge, en Angleterre, qui, sans avoir connaissance des travaux de Hertz, avait déjà obtenu des résultats analogues, en utilisant les ondes provenant de la décharge oscillante d'une bouteille de Leyde. Nous citerons ensuite les expériences de M. Lecher (1890), dont le dispositif a été adopté par Hertz pour étudier la propagation des ondes le long des fils, celles de M. J. J. Thomson pour l'étude de la propagation dans divers diélec-

triques<sup>1</sup>, celles de M. Turpain (1897) sur les champs interférents et la propagation dans les diélectriques.

Mais les expériences les plus complètes faites en vue de la reproduction de phénomènes analogues à ceux de l'optique sont celles de M. Righi, qui, en outre des résultats déjà obtenus par Hertz sur la réflexion et la réfraction, réussit à reproduire, avec les ondes électromagnétiques, les expériences d'optique ci-après :

Expérience des deux miroirs de Fresnel et production des franges d'interférence ; expérience du biprisme en employant un bloc de soufre ; diffraction par une fente étroite ou par le bord d'un écran. M. Righi constata également : la réflexion sur les diélectriques et l'application des formules de Fresnel à la réflexion sur les corps transparents, la production d'ondes elliptiques et circulaires, la réflexion totale, la polarisation par réfraction à travers une pile de lames de paraffine, etc.

Le phénomène de la double réfraction a été obtenu pour la première fois par M. Righi avec des lames de bois. Plus tard, on le réalisa avec des lames cristallines et en particulier avec le gypse. Le bois se comporte comme un biréfringent à un axe et rappelle les propriétés optiques de la tourmaline. On a pu faire avec le bois des lames demi-onde et quart d'onde.

Citons enfin les expériences de M. Lebedew, qui reconnut la double réfraction du soufre et réussit à construire un nicol en soufre pour ondes de 6 mm.

Dans toutes les recherches faites en vue de reproduire les phénomènes de l'optique au moyen des ondes électriques, les expérimentateurs se sont avant tout préoccupés de réduire les longueurs d'onde, afin de ne pas être obligés de donner aux appareils des dimensions exagérées. Hertz lui-même était entré dans cette voie et, dans ses expériences sur la réfraction, il avait opéré avec des

---

1. *La Lumière électrique* du 30 août 1890.

ondes de 0,66 m ; mais il ne paraît pas qu'il soit descendu au-dessous. En modifiant la disposition de l'excitateur, M. Righi produisit des ondes de 25 mm. M. Bose, professeur à Calcutta, réussit à obtenir des ondes de 6 mm seulement, longueur qui a encore été abaissée par M. Lebedew.

Mais, en même temps qu'on diminue la longueur d'onde, on diminue considérablement la quantité d'énergie transmise, de sorte que l'on fut amené à rechercher, pour déceler les ondes électriques, des appareils plus sensibles que le résonateur primitif de Hertz. Ces recherches conduisirent à reconnaître que la présence des ondes peut être révélée par les procédés les plus divers. Il n'entre pas dans le cadre de cette étude de les décrire tous et nous renverrons aux classifications très complètes qui en ont été faites par M. le docteur A. Pochettino <sup>1</sup> et par M. Righi <sup>2</sup>. Nous nous contenterons d'en indiquer ici les principaux types.

Il faut signaler en premier lieu les appareils qui dérivent du résonateur de Hertz, composé d'un circuit circulaire avec micromètre à étincelles. M. Blondlot a adopté la même disposition, mais en donnant au circuit la forme d'un rectangle. Sur le milieu de l'un des grands côtés est intercalé un condensateur formé de deux plateaux placés en regard l'un de l'autre. Le micromètre est alors constitué par une boule et une pointe, soudées respectivement à chaque plateau et entre lesquelles jaillissent les étincelles.

Pour ses expériences sur la réflexion des ondes, Hertz avait employé la disposition que nous avons indiquée plus haut, et qui consiste à former le résonateur de deux fils placés dans le prolongement l'un de l'autre, les extrémités en regard étant séparées par un petit intervalle. On retrouve cette disposition dans le résonateur de M. Righi,

---

1. *L'Éclairage électrique*, t. XVIII, p. 158.

2. Rapport au Congrès international de physique de 1900.

qui obtient une très grande sensibilité en construisant l'appareil de la façon suivante : une mince couche d'argent formant une bande étroite est déposée sur une lame de verre, puis divisée en deux parties par un trait de diamant. C'est dans l'intervalle étroit ainsi réalisé que jaillissent les étincelles.

Une disposition heureuse est celle du résonateur à coupure de M. Turpain<sup>1</sup>. Le circuit est circulaire comme dans le résonateur de Hertz, mais, en outre de l'interruption créée par le micromètre, ce circuit en porte une deuxième plus large dont on peut faire varier la position par rapport à la première. Ce dispositif ingénieux a été fécond en résultats et a permis à M. Turpain de réaliser une étude approfondie du champ hertzien.

Lorsqu'on diminue la longueur d'onde, les étincelles deviennent plus faibles et par suite plus difficiles à observer. Aussi un grand nombre des modifications apportées au résonateur de Hertz ont-elles eu pour objet de faciliter l'observation des étincelles. On peut, par exemple, les faire éclater dans un espace vide, tubes de Geissler, lampes à incandescence dont le filament est interrompu (Lecher, Borgmann, Drude, Zehnder, etc.).

Pour déceler la présence des étincelles devant un auditoire nombreux, on les a fait jaillir dans un mélange détonant de chlore et d'hydrogène (Lucas et Garret) ou bien devant un papier sensibilisé à l'iodure de potassium (Dragoumis). On peut enfin rapprocher de ces procédés, destinés aux leçons publiques, celui du professeur Ritter, qui utilisait les contractions d'une grenouille préparée comme pour l'expérience de Galvani.

Dans les appareils que nous venons de citer, ce sont les étincelles jaillissant dans l'intervalle micrométrique du résonateur qui décèlent la présence des ondes électriques. Dans ceux dont il nous reste à parler, les expé-

---

1. *Comptes rendus*, 31 janvier 1898.

rimentateurs ont cherché à observer d'autres effets de la force électromotrice induite qui donne naissance à ces étincelles.

Un premier procédé consiste à observer cette force électromotrice elle-même à l'aide d'un électromètre. On peut ainsi étudier les ondes dans l'air (Blyth) ou bien le long des fils conducteurs (Franke).

Ce procédé a été également appliqué par Hertz ; mais, dans ses expériences avec le dispositif de Lecher pour la propagation des ondes le long des fils conducteurs, il remplaçait l'électromètre par de simples circuits rectilignes ou circulaires, mobiles par rapport au système des deux fils. Les actions qui s'exerçaient en vertu de la loi de Lenz étaient alors mesurées par la torsion des fils de suspension.

On a aussi utilisé les effets thermiques des courants induits produits par les ondes, pour déceler la présence de celles-ci. On peut d'abord mesurer l'allongement d'un fil disposé de manière à les recevoir (Gregory). On peut aussi mesurer la chaleur développée dans ce fil par le procédé du bolomètre ; c'est alors la variation de résistance électrique du conducteur que l'on observe (Rubens). Enfin, on peut remplacer le bolomètre par une pile thermo-électrique. C'est cette dernière disposition qui a été employée dans toutes les expériences de Lebedew.

Nous arrivons maintenant aux tubes à limaille dont l'emploi a conduit à la télégraphie sans fil. En 1890, M. Branly signala le premier l'action exercée à *distance* par une décharge oscillante sur une colonne de limaille métallique. Celle-ci était enfermée dans un tube de verre et maintenue entre deux électrodes de métal reliées aux pôles d'une pile. A l'état ordinaire, la limaille, bien que formée de parcelles conductrices, présente une résistance considérable et un galvanomètre intercalé dans le circuit indique un courant à peu près nul. Mais si une étincelle oscillante est produite à une certaine distance du tube, la limaille devient conductrice et laisse passer le courant

de la pile. Enfin, sous l'action de trépidations ou d'un choc, la conductibilité disparaît.

M. Branly fit varier la nature du métal employé. Il fit également varier la grosseur des particules métalliques, depuis l'état pulvérulent jusqu'à des billes sphériques de plus de 1 cm de diamètre. Dans tous les cas, il constata les mêmes effets.

Le tube à limaille est désigné sous le nom de *cohéreur*. Ce nom lui a été donné par M. Lodge, qui attribuait aux ondes électriques la propriété d'orienter les particules de limaille ou, suivant son expression, de les *cohérer*. L'explication donnée par M. Lodge ne paraissant pas absolument satisfaisante à M. Branly, ce dernier proposait de donner au tube à limaille le nom de *radioconducteur*. Ce nom était peut-être plus exact au point de vue théorique, mais il avait l'inconvénient d'être plus long, et celui de cohéreur a prévalu.

Nous aurons encore à citer d'autres appareils imaginés pour déceler la présence des ondes. Mais comme ils ont été inventés spécialement en vue de la télégraphie sans fil, leur description sera donnée plus loin, ainsi que la théorie du cohéreur. Pour le moment, il nous reste encore à citer deux séries d'expériences qui achèveront de montrer comment on a été conduit à la télégraphie sans fil, de telle sorte que les expériences de Hertz, entreprises uniquement au point de vue spéculatif et dans le but de vérifier les conceptions théoriques de Maxwell, ont eu cette conséquence inattendue de donner lieu à une application dont l'importance n'est pas à démontrer.

## CHAPITRE III

### PRINCIPE ET DESCRIPTION SOMMAIRE D'UNE STATION DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

---

C'est M. Lodge qui songea le premier à utiliser les propriétés du cohéreur pour répéter les expériences de Hertz. Lorsqu'un cohéreur a été soumis à l'action des ondes, il est devenu conducteur et ne peut être employé à nouveau qu'à la condition de recevoir un choc qui lui rende sa sensibilité primitive en lui faisant perdre sa conductibilité. M. Lodge eut alors recours à l'artifice suivant. Le cohéreur était intercalé dans un circuit contenant un relais et une pile et, à l'état neutre, la résistance de la limaille était assez grande pour que le courant de la pile ne fit pas fonctionner le relais. Dès que, sous l'action des ondes, la résistance du tube s'était abaissée, le relais était actionné et fermait un circuit local contenant une pile et un trembleur, par exemple une sonnerie dont le timbre était supprimé et dont le marteau venait frapper sur le tube. Celui-ci reprenant sa résistance primitive, le courant du relais cessait de passer et le circuit local s'ouvrait.

On était ainsi en possession d'un détecteur d'ondes à la fois plus sensible et plus commode que le résonateur de Hertz. C'est ce dispositif qui fut employé en 1895 dans les expériences de Popoff, alors professeur à l'école de marine de Cronstadt.

Ces expériences avaient pour but l'étude de l'électricité atmosphérique. Plusieurs observateurs, entre autres

M. Lodge, avaient émis cette idée que le plus souvent les décharges de la foudre doivent être oscillatoires. Poppoff entreprit de vérifier ce fait au moyen du cohéreur, en l'utilisant en même temps à enregistrer les décharges éloignées. Pour cela, l'une des extrémités du cohéreur était reliée à la tige d'un paratonnerre ou simplement à un fil métallique se relevant verticalement le long d'un mât; l'autre électrode du cohéreur était mise à la terre.

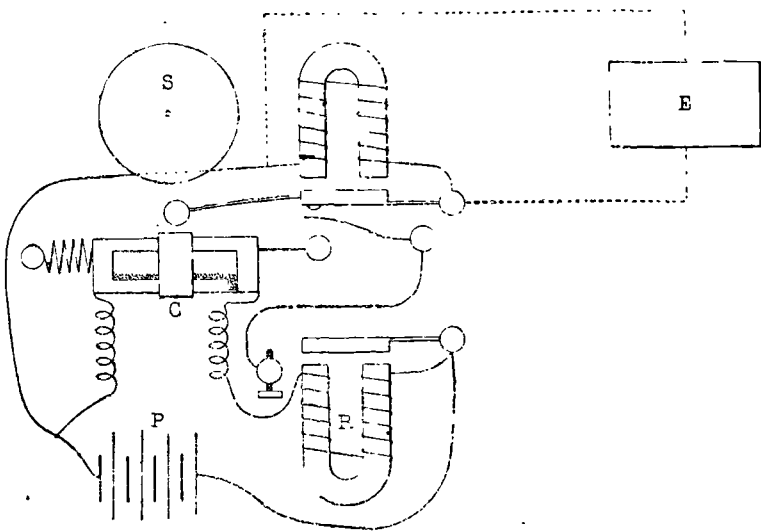


Fig. 9.

Les deux électrodes étaient, en outre, reliées, suivant la disposition indiquée par Lodge, à un circuit comprenant une pile et un relais. La figure 9 représente le schéma de cette installation<sup>1</sup>. En C est le cohéreur, sur les bornes duquel est branché le circuit contenant la pile P et le relais R; l'une de ces bornes est reliée à la tige verticale dressée dans l'atmosphère, l'autre est mise à la terre.

1. VOISNAT, *Annales télégraphiques*, mars-avril 1898.



Un deuxième circuit, contenant une sonnerie S et le contact du relais, est placé en dérivation sur le premier aux bornes de la pile. Le marteau de la sonnerie était disposé de telle façon qu'il pût frapper le cohéreur à chacune de ses vibrations. L'inscription graphique était obtenue par un enregistreur Richard E, monté en dérivation sur la sonnerie.

Sous l'action des ondes, le cohéreur était rendu conducteur et fermait le circuit des bobines du relais, dont l'armature fermait à son tour le circuit de la sonnerie et de l'enregistreur. Le marteau de la sonnerie, étant attiré, donnait un coup sur le timbre, puis sur le cohéreur qui cessait alors d'être conducteur ; le circuit des bobines du relais n'étant plus fermé, la palette reprenait sa position normale, ouvrant ainsi les circuits de la sonnerie et de l'enregistreur, et ainsi de suite, tant que durait la production d'ondes à proximité. Quand elle cessait, tous les organes du dispositif reprenaient la position de repos.

Ainsi que nous l'avons dit plus haut, les expériences de Popoff avaient uniquement pour but l'étude de l'électricité atmosphérique. Ce n'est que plus tard qu'il tenta à son tour d'appliquer les propriétés des ondes hertziennes à la transmission des signaux, bien que, dès 1895, il eût émis l'idée que l'appareil installé par lui pour déceler le caractère oscillatoire des décharges atmosphériques pouvait également enregistrer des signaux Morse, transmis par un *ondulateur assez puissant*.

Reprenons en effet le dispositif de la figure 9 ; plaçons comme enregistreur, en E, un appareil Morse et supposons que les ondes reçues sur le fil vertical aient été créées artificiellement au moyen d'un excitateur placé à distance. Si l'on produit, au poste transmetteur, des émissions longues ou courtes, reproduisant par leurs combinaisons les signaux de l'alphabet Morse, comme on le fait pour la télégraphie optique, ces signaux vien-

dront s'enregistrer sur le morse récepteur et l'on aura réalisé une transmission télégraphique sans fil.

Toutefois, le problème n'était pas complètement résolu. Il fallait encore, comme l'avait indiqué Popoff lui-même, trouver un excitateur assez puissant pour faire franchir de grandes distances aux ondes hertziennes qui, dans toutes les expériences faites antérieurement, n'avaient pas dépassé les limites d'un laboratoire.

D'ailleurs l'idée de transmettre sans fil des signaux télégraphiques, en utilisant les propriétés des courants à haute fréquence, avait déjà été émise par Tesla, qui, dans une conférence faite en 1893 devant le *Franklin Institute*<sup>1</sup>, affirmait la possibilité de transmettre sans conducteurs « des signaux intelligibles et peut-être même de l'énergie ». Il proposait d'employer dans ce but une source à haute fréquence reliée d'une part à la terre et d'autre part à un corps isolé de grande surface et il ajoutait qu'on pourrait certainement produire ainsi « quelque action électrique suffisamment puissante pour qu'elle soit perceptible, au moyen d'instruments convenables, en un point quelconque de la surface de la terre ».

L'idée de la télégraphie sans fil était donc, comme on dit, *dans l'air*, mais il manquait encore à Tesla le moyen de recevoir les ondes et à Popoff le moyen de les produire.

C'est M. Marconi, alors étudiant à l'Université de Bologne, qui, en 1896, réalisa le premier une communication télégraphique par ondes hertziennes. Pour cela, il employait un récepteur analogue à celui de Popoff. Quant au transmetteur, il comprenait toujours un oscillateur de Hertz actionné par une bobine d'induction ; mais M. Marconi avait eu l'idée de lui adjoindre un fil vertical ou *antenne*, semblable à celui de l'appareil récepteur. Ce fil partait de l'une des boules de l'excitateur,

---

1. *Lumière électrique*, 1893, t. XLIX, p. 192.

dont l'autre boule était reliée à la terre. Grâce à cette disposition, M. Marconi put, dès le début, transmettre des signaux à 16 km. Nous verrons plus loin comment les perfectionnements successifs apportés aux appareils ont permis de franchir des distances beaucoup plus considérables.

Il résulte de ce qui précède que l'on peut résumer ainsi qu'il suit le principe de la transmission des signaux dans la télégraphie sans fil.

Si l'on produit des oscillations dans un conducteur métallique (antenne) dont l'extrémité supérieure est maintenue à une certaine distance du sol et dont l'extrémité inférieure est en communication avec le sol, ces oscillations transmettent à l'éther ambiant un mouvement vibratoire qui se propage dans toutes les directions, par ondes hertziennes.

Un conducteur métallique, analogue au précédent et placé à une distance convenable, se comportera comme un résonateur de Hertz et sera aussi le siège d'oscillations électriques. En produisant, d'une manière analogue à la télégraphie optique, des séries longues ou courtes d'oscillations dans l'antenne d'émission, on lancera dans l'espace des séries longues ou courtes d'oscillations hertziennes, c'est-à-dire de points et de traits représentant, par leurs combinaisons, les signaux Morse.

Ceux-ci seront reproduits par les oscillations qui prennent naissance dans l'antenne de réception et, si l'on dispose des instruments nécessaires, ils pourront être rendus perceptibles à nos sens.

Une station complète de télégraphie sans fil devra donc comprendre : les organes nécessaires à la production des oscillations, les organes nécessaires à la traduction en signes perceptibles à nos sens des oscillations reçues et enfin une antenne qui sera utilisée alternativement pour la transmission et pour la réception.

Considérons d'abord la *transmission*. Dans le système

antenne-terre *at* (fig. 10), on intercale, au voisinage du sol, un oscillateur ou *éclateur* O. Celui-ci est relié aux bornes du circuit secondaire d'une bobine d'induction, dans le circuit primaire de laquelle est intercalée une clef Morse M, ainsi qu'une source d'électricité S.

L'antenne et le sol constituent ainsi les armatures d'un condensateur entre lesquelles est placé l'oscillateur. Ce condensateur est chargé à chacune des interruptions de l'interrupteur de la bobine ; lorsque la différence de

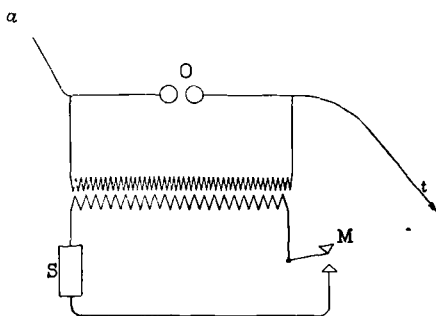


Fig. 10.

tension entre les deux armatures atteint une valeur suffisamment élevée, le condensateur se décharge en produisant des oscillations dans l'antenne.

Si l'on ferme plus ou moins longtemps, au moyen de la clef Morse, le circuit primaire de la bobine, on produit dans l'antenne des séries longues ou courtes d'oscillations et par suite, dans l'espace, des signaux Morse en ondes hertziennes.

Le poste récepteur comprend comme organe essentiel un cohéreur C (fig. 11), dont les électrodes sont reliées, d'une part à l'antenne *a* et à la terre *t*, et d'autre part aux extrémités d'un circuit contenant : un élément de pile P', un relais R et deux bobines de self-induction BB. Le contact du relais commande deux autres circuits com-

prenant, dans une partie commune, une pile de quelques éléments P et le contact du relais. L'un des circuits contient un trembleur T destiné à décoherer le tube de Branly, l'autre un appareil Morse M.

Les oscillations développées dans l'antenne par l'état vibratoire de l'éther ambiant ne peuvent suivre le circuit dérivé du relais, en raison de l'impédance des deux bobines de self-induction BB ; elles agissent alors sur le cohéreur et le rendent conducteur. Le courant de la pile P' peut donc passer et actionner le relais, qui ferme

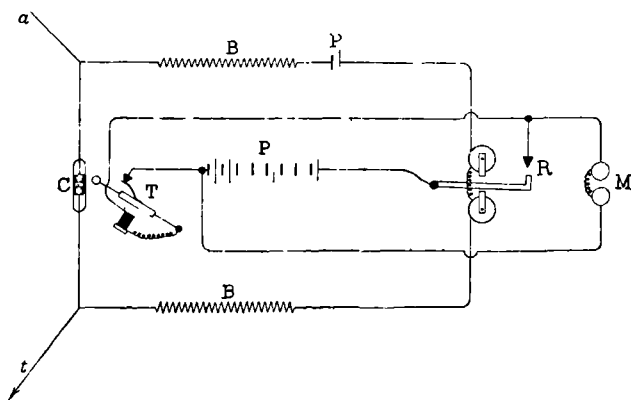


Fig. 11.

les circuits du morse et du trembleur. Le marteau frappe aussitôt le tube de Branly et le décohere : le courant cesse de passer dans les bobines du relais, et la palette, revenant au repos, ouvre les circuits du morse et du trembleur, en rétablissant les choses dans leur état primitif.

Si des oscillations continuent à se produire dans l'antenne, le cohéreur est de nouveau actionné aussitôt après le choc du marteau : d'où nouvelle attraction de la palette du relais et fermeture des circuits du morse et du trembleur ; et ainsi de suite, tant qu'il se produira des

oscillations dans l'antenne, c'est-à-dire tant que le poste transmetteur enverra des ondes électriques.

Quand celles-ci cesseront, le cohéreur ne sera plus actionné après le choc du marteau, et les circuits du trembleur et du morse resteront ouverts.

On voit d'après cela que, si le transmetteur envoie une longue série d'ondes, cette série sera en réalité traduite sur la bande du morse par une série de points, correspondant à chacun des contacts de la palette du relais.

Cette série de points est transformée en un trait continu, par l'artifice suivant. Un shunt de grande résistance est placé en dérivation sur le contact du relais, de sorte que, même quand ce contact est ouvert, un courant faible continue à passer dans les bobines du morse. Les noyaux du morse conservent donc en permanence une certaine aimantation qui, jointe à l'inertie de la palette, empêche celle-ci de se relever dans l'intervalle des points rapprochés produits par les contacts successifs du relais.

Si le transmetteur envoie une série courte, on aura sur la bande un trait court représentant un point.

Les points et les traits des signaux Morse, produits par le manipulateur du transmetteur, seront donc enregistrés sur la bande du récepteur comme dans une installation télégraphique ordinaire.

---

## CHAPITRE IV

### OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES — ONDES STATIONNAIRES

---

Dès le début de la télégraphie sans fil, on a essayé de se rendre compte de l'état électrique de l'antenne d'émission. Mais le montage employé ne donnant pas naissance à des phénomènes suffisamment nets, les tâtonnements furent assez longs. Cependant, on était parvenu à se rendre compte que l'on avait un maximum de tension et un minimum d'intensité au sommet de l'antenne de transmission, avec l'inverse au sol. Le phénomène est comparable à celui qui se passe dans les tuyaux sonores, et la hauteur de l'antenne représenterait alors le quart de la longueur d'onde des oscillations qui peuvent être transmises par cette antenne.

Ces résultats peuvent être déduits du calcul, à la condition toutefois d'admettre un certain nombre d'hypothèses dont la légitimité est loin d'être démontrée et qui n'ont d'autre objet que de faciliter l'établissement des formules.

Il n'est donc pas étonnant que les résultats du calcul ne soient pas toujours rigoureusement d'accord avec l'expérience, et il convient de les considérer seulement comme une première approximation.

Cette remarque est importante et s'applique sans exception à toutes les théories émises au sujet de la télégraphie sans fil. On ne devra jamais oublier dans la pratique, qu'en raison de la complexité des phénomènes, les résultats du calcul ne peuvent être qu'approchés et qu'il faut toujours avoir recours à l'expérience, c'est-à-dire aux tâtonnements, pour opérer les réglages définitifs.

Soit un fil conducteur rectiligne indéfini dont nous désignerons respectivement par  $r$ ,  $l$ ,  $g$  la résistance, la self-induction et la capacité par unité de longueur. Si ce conducteur est le siège de courants variables, le potentiel  $v$  à l'instant  $t$ , en un point situé à une distance  $x$  d'un point fixe pris pour origine, est à la fois fonction de  $x$  et de  $t$ , et il en est de même de l'intensité  $i$  au même point.

Considérons dans le fil deux sections situées à des distances  $x$  et  $x + dz$  de l'origine. La quantité d'électricité qui a traversé la section  $x$  pendant le temps  $dt$  est  $idt$ , celle qui a traversé la section  $x + dz$  pendant le même temps est  $(i + \frac{di}{dx} dz) dt$ , ce qui revient à dire que pendant le temps  $dt$ , la charge de l'élément  $dz$  a varié de  $-\frac{di}{dx} dz dt$ .

Or, pendant le même temps, le potentiel de  $dz$ , dont la capacité est  $gdz$ , a augmenté de  $\frac{dv}{dt} dt$ . On aura donc :

$$-\frac{di}{dx} dz dt = gdz \frac{dv}{dt} dt$$

ou

$$-\frac{di}{dx} = g \frac{dv}{dt} \quad (25)$$

D'autre part, si l'on considère le potentiel  $v$  comme une fonction de  $x$ , la chute de potentiel dans l'élément  $dz$  est  $-\frac{dv}{dx} dz$ . Outre la force électromotrice représentée par cette chute de potentiel, l'élément  $dz$  contient encore la force électromotrice due à la self-induction  $-ldz \frac{di}{dt}$ . Comme d'ailleurs la résistance de l'élément est  $rdz$ , on a pour l'équation du courant :

$$-\frac{dv}{dx} dz - ldz \frac{di}{dt} = irdz$$



ou

$$-\frac{dv}{dz} = ri + l \frac{di}{dt}. \quad (26)$$

On obtiendra donc l'équation qui régit les variations du potentiel en éliminant  $i$  entre (25) et (26).

Différentions (25) par rapport à  $t$  et (26) par rapport à  $z$ , on aura :

$$-\frac{d^2i}{dz dt} = g \frac{d^2v}{dt^2}$$

$$-\frac{d^2v}{dz^2} = r \frac{di}{dz} + l \frac{d^2i}{dz dt},$$

d'où

$$\frac{d^2v}{dz^2} - rg \frac{dv}{dt} - lg \frac{d^2v}{dt^2} = 0. \quad (27)$$

Cette équation est ordinairement désignée sous le nom d'*équation des télégraphistes*. Dans le cas particulier où  $v$  est une fonction périodique, l'intégration peut se faire facilement.

Supposons que  $v$  soit de la forme :

$$v = A \sin mt + B \cos mt,$$

A et B étant des fonctions de  $z$  à déterminer. Écrivons que cette valeur satisfait à l'équation (27) :

$$\begin{aligned} \frac{d^2A}{dz^2} \sin mt + \frac{d^2B}{dz^2} \cos mt - rg (mA \cos mt - mB \sin mt) \\ + m^2 lg (A \sin mt + B \cos mt) = 0. \end{aligned}$$

Cette relation devant être satisfaite quel que soit  $t$ , on égalera à 0 les coefficients de  $\sin mt$  et  $\cos mt$ , ce qui donnera deux équations pour déterminer A et B :

$$\begin{aligned} \frac{d^2A}{dz^2} + mgrB + m^2lgA = 0 \\ \frac{d^2B}{dz^2} - mgrA + mlyB = 0. \end{aligned} \quad (28)$$

Posons

$$y = A + B \sqrt{-1}$$

et ajoutons les deux équations (28) après avoir multiplié les termes de la seconde par  $\sqrt{-1}$  ; il viendra :

$$\frac{d^2y}{dx^2} + (m^2lg - mgr\sqrt{-1})y = 0.$$

C'est une équation linéaire à coefficients constants, dont l'intégrale générale est :

$$y = Pe^{\rho_1 x} + Qe^{\rho_2 x}. \quad (29)$$

P et Q étant des constantes d'intégration à déterminer d'après les conditions initiales,  $\rho_1$  et  $\rho_2$  étant les racines de l'équation caractéristique :

$$\rho^2 + m^2lg - mgr\sqrt{-1} = 0.$$

Posons

$$\rho_1 = -\rho_2 = p + q\sqrt{-1},$$

on aura

$$\rho_1^2 = p^2 - q^2 + 2pq\sqrt{-1} = -m^2lg + mgr\sqrt{-1},$$

d'où

$$p^2 - q^2 = -m^2lg$$

$$2pq = mgr.$$

Et en remarquant que :

$$(p^2 + q^2)^2 = (p^2 - q^2)^2 + 4p^2q^2 = m^4l^2g^2 + m^2g^2r^2,$$

on a

$$p^2 + q^2 = mg \sqrt{r^2 + m^2l^2} = mgd,$$

en désignant par  $d$  le radical  $\sqrt{r^2 + m^2l^2}$  ou l'impédance par unité de longueur.

On en déduit :

$$\begin{aligned} p^2 &= \frac{mg}{2} (d - ml) \\ q^2 &= \frac{mg}{2} (d + ml). \end{aligned} \tag{30}$$

L'équation (29) peut s'écrire :

$$y = Pe^{pz} e^{qz\sqrt{-1}} + Qe^{-pz} e^{-qz\sqrt{-1}}$$

où, en appliquant la formule d'Euler :

$$y = Pe^{pz} (\cos qz + \sqrt{-1} \sin qz) + Qe^{-pz} (\cos qz - \sqrt{-1} \sin qz),$$

d'où

$$A = (Pe^{pz} + Qe^{-pz}) \cos qz$$

$$B = (Pe^{pz} - Qe^{-pz}) \sin qz,$$

ce qui donne enfin pour le potentiel  $v$  :

$$v = Pe^{pz} \sin(mt + qz) + Qe^{-pz} \sin(mt - qz). \tag{31}$$

Le calcul de l'intensité se fera de la même manière. Si l'on élimine  $v$  entre (25) et (26), on obtient l'équation des télégraphistes dans laquelle  $i$  est l'inconnue :

$$\frac{d^2i}{dz^2} - rg \frac{di}{dt} - lg \frac{d^2i}{dt^2} = 0.$$

On en déduira comme ci-dessus :

$$i = P'e^{pz} \sin(mt + qz) + Q'e^{-pz} \sin(mt - qz). \tag{32}$$

Lorsque le conducteur est indéfini, le potentiel et l'intensité doivent décroître quand  $z$  augmente et, par suite, les termes qui contiennent  $e^{pz}$  doivent être nuls. Mais il n'en est plus de même si la longueur du fil est limitée ; après avoir atteint l'extrémité isolée, l'onde est réfléchie et revient en arrière, de sorte qu'en chaque point, le po-

tentiel et l'intensité peuvent être considérés comme résultant de la superposition de deux ondes se propageant en sens inverse. C'est ce qu'indiquent alors les équations (31) et (32).

La vitesse de propagation, qui est la même pour les deux ondes, est égale à  $\frac{m}{q}$ , et le facteur exponentiel montre qu'il y a amortissement. Dans le cas particulier qui nous occupe, on peut, en raison de la faible longueur de l'antenne, négliger cet amortissement, ce qui revient à faire  $p = 0$ .

Les équations (30) donnent alors :

$$\begin{aligned}d - ml &= 0 \\ r &= 0.\end{aligned}$$

C'est-à-dire que le fil est considéré comme un conducteur parfait. On sait que cette hypothèse est permise dans le cas des vibrations très rapides.

On a alors :

$$q^2 = m^2 l g$$

et la vitesse de propagation se réduit à :

$$\frac{m}{q} = \frac{l}{\sqrt{lg}}$$

Quant aux équations (31) et (32), elles deviennent :

$$\begin{aligned}v &= P \sin(mt + qz) + Q \sin(mt - qz) \\ i &= P' \sin(mt + qz) + Q' \sin(mt - qz).\end{aligned}$$

Écrivons maintenant que ces valeurs de  $v$  et de  $i$  satisfont à la relation (25). On aura :

$$\begin{aligned}\frac{di}{dz} &= q [P' \cos(mt + qz) - Q' \cos(mt - qz)] \\ -g \frac{dv}{dt} &= -mg [P \cos(mt + qz) + Q \cos(mt - qz)].\end{aligned}$$

La relation (25) devant être satisfaite quelles que soient les valeurs de  $z$  et de  $t$ , on aura :

$$P' = -\frac{mg}{q} P$$

$$Q' = \frac{mg}{q} Q.$$

Appliquons maintenant ces résultats à une antenne reliée au sol par son extrémité inférieure que nous prendrons pour origine. Pour  $z = 0$ , on doit avoir constamment  $v = 0$ , ce qui donne :

$$P + Q = 0$$

$$P' = Q'.$$

Les valeurs de  $v$  et de  $i$  deviennent alors :

$$v = 2P \sin qz \cos mt$$

$$i = -\frac{2mg}{q} P \cos qz \sin mt.$$

C'est-à-dire que l'on a des ondes stationnaires donnant des nœuds, pour le potentiel, aux points où  $\sin qz = 0$  et, pour l'intensité, aux points où  $\cos qz = 0$ . On voit de plus que l'intensité est en *avance* d'un quart de période sur le potentiel.

Soit maintenant  $a$  la longueur totale de l'antenne. Pour  $z = a$ , on doit avoir  $i = 0$ . Il faut donc que  $\cos qa$  soit nul, c'est-à-dire que  $qa$  soit un multiple impair de  $\frac{\pi}{2}$ .

Prenons :

$$qa = \frac{\pi}{2}.$$

La vitesse de propagation dans le conducteur est  $\frac{m}{q}$  et

la durée d'une vibration est  $\frac{2\pi}{m}$ . Il en résulte que la longueur d'onde  $\lambda$  a pour valeur  $\frac{2\pi}{q}$ , d'où :

$$a = \frac{\lambda}{4}.$$

D'une manière générale, si l'on donne à  $qa$  les valeurs  $\frac{\pi}{2}$ ,  $3\frac{\pi}{2}$ ,  $5\frac{\pi}{2}$ ..., on obtiendra pour les longueurs d'onde correspondantes  $\frac{4}{3}a$ ,  $\frac{4}{5}a$ ...

Une antenne reliée au sol peut donc être comparée à un tuyau fermé donnant un son fondamental ou ses divers harmoniques. Dans ce cas, on a toujours, pour le potentiel, un nœud à l'extrémité inférieure et un ventre au sommet. L'inverse a lieu pour l'intensité.

Supposons maintenant l'antenne isolée à ses deux extrémités. Pour  $x=0$  on doit avoir  $i=0$ , d'où :

$$P' + Q' = 0$$

$$P - Q = 0$$

et les formules deviennent :

$$v = 2P \cos qx \sin mt$$

$$i = -\frac{2mg}{q} P \sin qx \cos mt.$$

Or, au sommet, c'est-à-dire pour  $x=a$ , on doit avoir  $i=0$ ; donc  $\sin qa$  est nul et par suite  $qa$  est un multiple de  $\pi$ .

On verrait comme ci-dessus que pour  $qa = \pi$  on a :

$$a = \frac{\lambda}{2},$$

et en donnant à  $qa$  les valeurs successives  $\pi$ ,  $2\pi$ ,  $3\pi$ ...,

on obtient pour les longueurs d'onde correspondantes  $2a, 4a, 6a\dots$

Dans ce cas, l'antenne se comporte comme un tuyau ouvert et elle présente à chaque extrémité un ventre de tension avec un nœud d'intensité.

On peut aussi produire des ondes stationnaires dans un circuit fermé. Considérons un circuit fermé de longueur  $a$  et supposons qu'un point O de ce circuit soit soumis à un ébranlement périodique. Cet ébranlement se propagera dans les deux sens en donnant deux ondes symétriques représentées par les équations (31) et (32).

Nous remarquerons tout d'abord que si le mouvement oscillatoire subsiste dans le circuit sans altération, cela ne peut avoir lieu que si, après avoir parcouru le circuit de longueur  $a$ , chaque onde se retrouve identique à elle-même en passant au point O, c'est-à-dire que la longueur d'onde ou l'un de ses multiples doit être égale à  $a$ .

Prenons le point O comme origine des  $x$ , le potentiel et l'intensité seront pour ce point :

$$v = (P + Q) \sin mt$$

$$i = (P' + Q') \sin mt.$$

Or, à chaque instant, les deux ondes passant en O donneront pour le potentiel des valeurs égales et de signes contraires.

Il en résulte qu'au point O,  $v$  est constamment nul, d'où :

$$P + Q = 0$$

$$P' - Q' = 0.$$

Les formules deviennent donc :

$$v = 2P \sin qz \cos mt$$

$$i = -\frac{2mg}{q} P \cos qz \sin mt.$$

Dans ce cas, on a  $qa = 2k\pi$ . Le potentiel s'annule

aussi pour  $\varepsilon = \frac{a}{2}$ , c'est-à-dire que l'on a des nœuds de tension en O et au point A diamétralement opposé.

Au contraire, l'intensité s'annule pour  $\varepsilon = \pm \frac{a}{4}$  et l'on a des nœuds d'intensité aux extrémités du diamètre perpendiculaire à OA.

*Vérifications expérimentales.* — Ces divers résultats peuvent être vérifiés directement. La disposition la plus

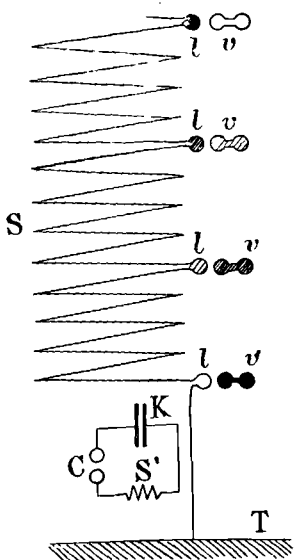


Fig. 12.

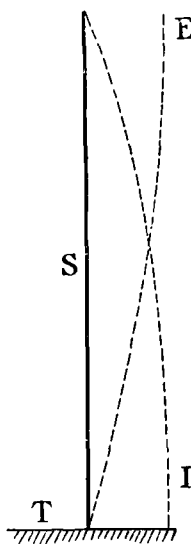


Fig. 13.

simple consiste à former un solénoïde en enroulant un fil conducteur sur une cage en bois de 2 m de hauteur, dont la section est un carré de 50 cm de côté. Les spires sont écartées de 1 cm et, toutes les dix spires environ, une lampe à incandescence est intercalée dans le circuit. Si l'on produit des oscillations électriques dans un circuit voisin du solénoïde, celui-ci est à son tour le siège d'oscillations induites et, s'il est mis à la terre de manière à



représenter une antenne, on constate que les lampes situées à la partie inférieure s'allument. Leur éclat diminue à mesure qu'on s'élève, pour devenir nul au sommet, indiquant ainsi que l'intensité a sa valeur maxima à la base (fig. 12).

Si, maintenant, on place à côté de chaque lampe un tube à vide *v*, c'est l'inverse qui se produit : les tubes les

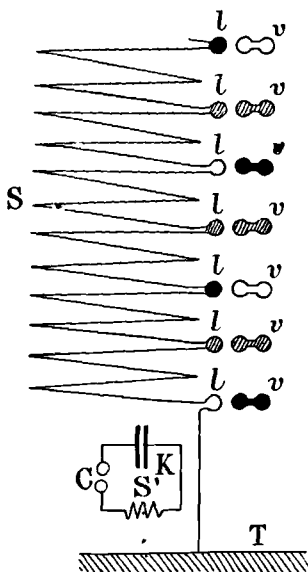


Fig. 14.

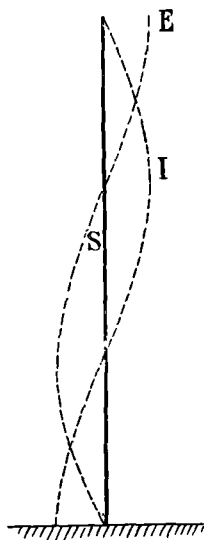


Fig. 15.

plus brillants sont au sommet, indiquant un maximum de tension en ce point. On vérifie donc bien que le solénoïde est le siège d'un quart d'onde ainsi que l'indique la figure schématique 13.

En modifiant les éléments du circuit excitateur, on peut obtenir des harmoniques et constater par la position des nœuds et des ventres que le solénoïde vibre en  $\frac{3}{4}$  ou  $\frac{5}{4}$ , etc., d'onde (fig. 14 et 15).

Le solénoïde étant isolé et maintenu ouvert, on le fait vibrer en demi-onde en l'excitant comme l'indique la figure 16. La répartition des nœuds et des ventres est indiquée par la figure 17.

On peut aussi obtenir les harmoniques inférieurs. Les figures 18 et 19 montrent le solénoïde donnant une onde

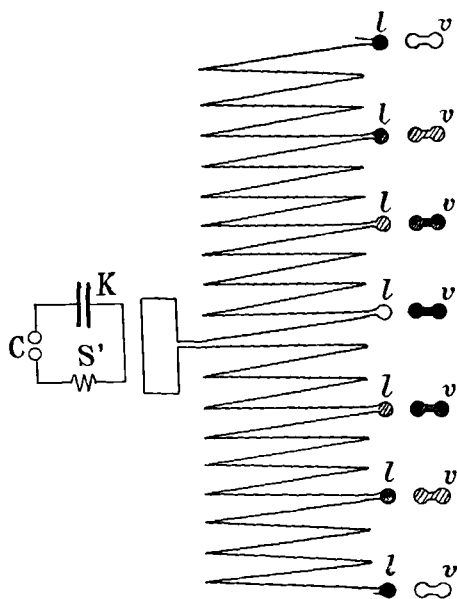


Fig. 16.

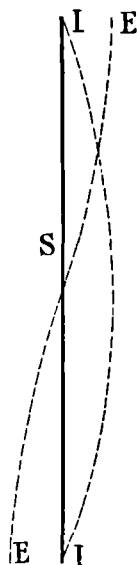


Fig. 17.

complète. Dans ce cas, les deux extrémités du solénoïde étant à la même tension, on peut les réunir sans rien changer à l'onde stationnaire. C'est alors le cas du circuit fermé, que l'on peut reproduire comme l'indique la figure 20.

Dans toutes ces expériences, il convient de choisir les lampes à incandescence de manière à avoir un éclat suffisant. Des lampes de 8 à 10 volts conviennent très bien.

Pour déceler les variations de tension, on peut remplacer les tubes à vide par les étincelles qui se produisent entre les différentes spires et un objet métallique que l'on déplace à la main le long du solénoïde. Enfin, lorsque la place dont on dispose le permet, on peut développer le conducteur au lieu de l'enrouler en solénoïde. Les phénomènes sont alors plus nets.

Nous avons supposé jusqu'à présent la capacité et la

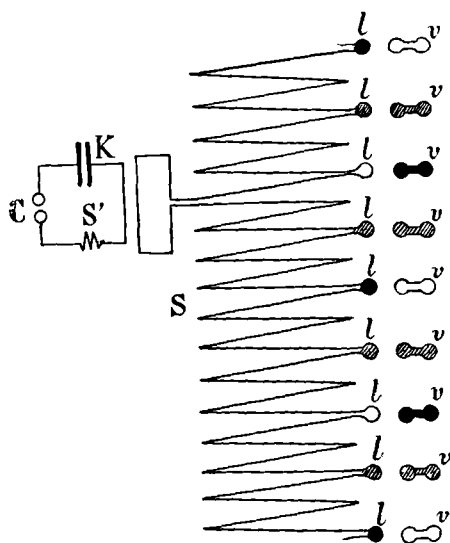


Fig. 18.

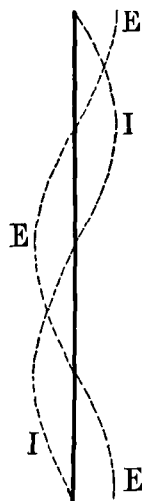


Fig. 19.

self-induction uniformément réparties le long du circuit. Lorsque cela n'a pas lieu, les phénomènes ne sont plus les mêmes.

Considérons par exemple le cas d'un conducteur isolé de longueur  $a$ , dans lequel est intercalé un condensateur  $K$  (fig. 21). On a en  $K$  une variation brusque de tension, de sorte que le nœud n'est plus au milieu du conducteur. La longueur d'onde est donc plus faible que

2  $a$ . Si l'on rapproche les armatures du condensateur, sa capacité augmente et la chute de potentiel en  $K$  diminue. La longueur d'onde augmente alors et devient égale à  $2 a$  lorsque la capacité est infinie, c'est-à-dire lorsque les armatures sont au contact, ce qui correspond au cas d'un fil continu. La limite inférieure correspond au cas où la capacité est nulle, c'est-à-dire au cas où le conducteur

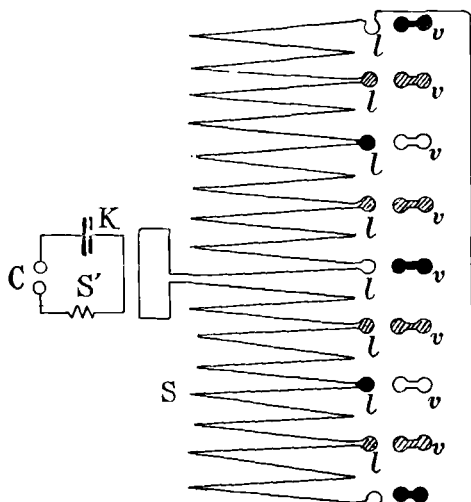


Fig. 20.

est coupé en deux parties vibrant respectivement avec leurs périodes propres.

Dans le cas d'un circuit fermé, l'introduction d'une capacité notable fait disparaître l'onde stationnaire, et le mouvement vibratoire est alors celui qui a été étudié pages 22 et suivantes. L'intensité est alors constante.

L'introduction d'une self dans le circuit produit l'effet inverse (fig. 22). La longueur d'onde est alors supérieure à  $2 a$  et la différence est d'autant plus grande que la valeur de la self est plus considérable. Lorsque la self devient trop grande, les oscillations ne peuvent la fran-

chir et elle divise alors le conducteur en deux parties vibrant séparément, chacune avec sa période propre.

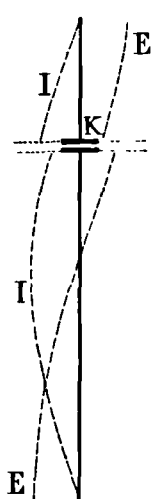


Fig. 21.

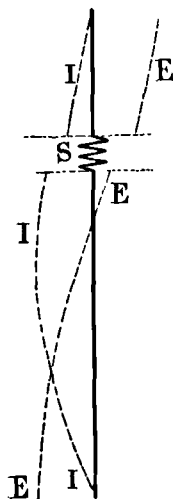


Fig. 22.

Ces remarques sont très importantes, car elles constituent le principe des dispositions employées pour le réglage des antennes.

## CHAPITRE V

### THÉORIES DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

---

Quel est maintenant le mécanisme par lequel s'effectue le transport d'énergie utilisée dans la télégraphie sans fil? Bien des théories ont été émises pour répondre à cette question. Certains auteurs, comme M. Slaby, ont admis qu'il y a simplement induction électromagnétique entre les deux antennes. D'après M. Andersen, au contraire, le rôle principal en télégraphie sans fil serait joué par la capacité électrostatique des antennes, qui se comporteraient l'une par rapport à l'autre comme les armatures d'un condensateur.

M. Broca admet que l'énergie utilisée est celle qui est concentrée le long de l'antenne. D'après lui, la force électrique à l'extrémité de l'antenne reste normale au conducteur tandis que la direction de la force magnétique est indéterminée, de sorte qu'au sommet, le flux d'énergie se disperserait suivant une nappe horizontale.

M. Blochmann suppose que la production d'oscillations électriques dans une antenne verticale a pour effet de modifier les surfaces équipotentielles existant autour de la terre. Ces perturbations font varier le potentiel de l'antenne réceptrice qui actionne alors le détecteur.

Citons encore la théorie de M. Villot basée sur la conductibilité du sol. Quant à M. Righi, il admet, après M. Della Riccia, qu'il y a propagation des ondes hertziennes et que celles-ci sont réfléchies par le sol. Par suite, la réflexion des ondes complète en quelque sorte

l'oscillation, en ajoutant à l'antenne existante son image électrique. Cette idée avait déjà été émise par M. Blondel, comme on le verra ci-après.

Aucune de ces théories n'est satisfaisante, car toutes sont impuissantes à expliquer un plus ou moins grand nombre de faits constatés par l'expérience.

La théorie de M. Blondel, que nous allons exposer, n'est également qu'approchée. Elle a cependant l'avantage de ne s'appuyer que sur des propriétés connues des ondes hertziennes.

La façon la plus simple de représenter l'ébranlement produit dans l'éther par la vibration électrique de l'antenne est d'admettre que la propagation s'effectue sous

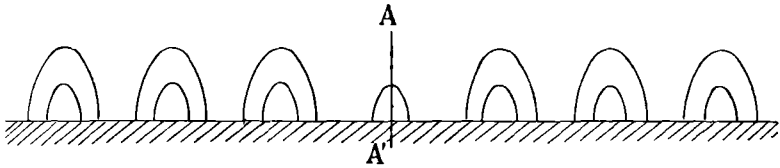


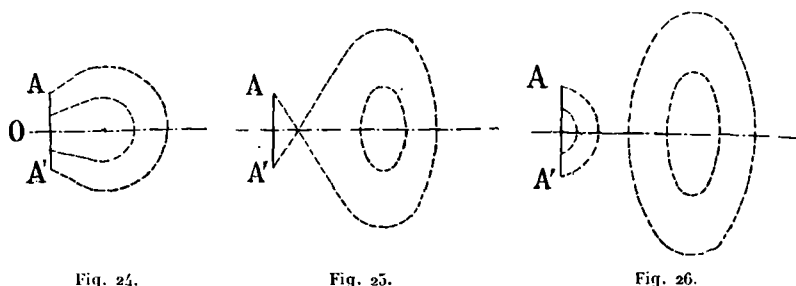
Fig. 23.

la forme d'une onde hémisphérique polarisée, les lignes de force électriques étant des méridiens circulaires et les lignes de force magnétiques étant des cercles concentriques à l'antenne.

Cette hypothèse se concilie parfaitement avec les résultats trouvés par Hertz dans l'étude du champ autour d'une petite oscillation électrique rectiligne, bien que cela ait été contesté par certains auteurs anglais et américains, qui se représentaient les ondes comme des tores elliptiques de hauteur constante, glissant à la surface du sol et s'agrandissant seulement en diamètre (fig. 23).

Si l'on admet que la terre constitue un conducteur parfait, les ondes sont alors réfléchies par le sol et les choses se passent comme si l'on avait dans l'espace un oscillateur de Hertz formé par l'antenne OA et son image OA'.

Si l'on se reporte à la représentation de Hertz, on voit que le champ est formé d'une série de boucles qui se ferment d'abord sur l'antenne (fig. 24), puis sur elles-mêmes



(fig. 25) et enfin se détachent en se transportant sous forme d'ondes libres, perpendiculairement à  $AA'$  (fig. 26).

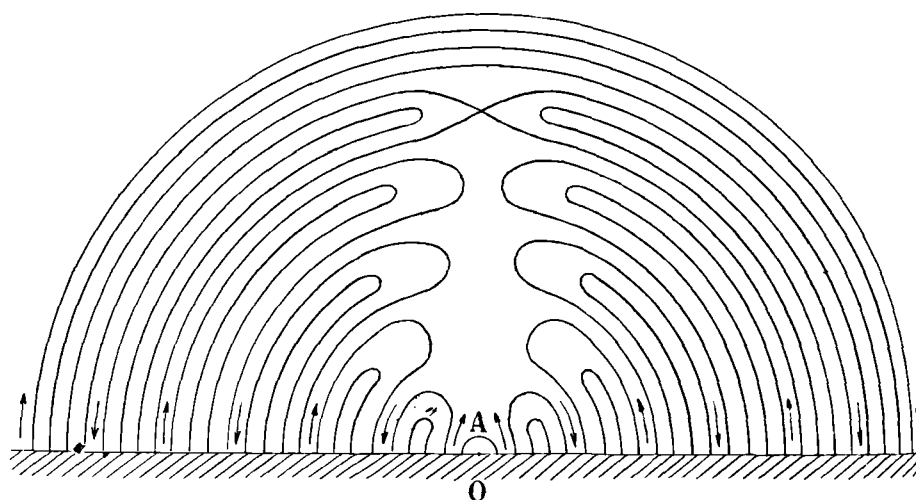


Fig. 27.

En réalité, la présence de la terre ne laisse place qu'à la moitié supérieure des boucles. Or, celles-ci ne restent pas semblables à elles-mêmes, car les lignes de force tendent à s'étendre dans toutes les directions. Elles augmentent



donc de hauteur, en se propageant à la surface de la terre qu'elles rencontrent normalement. En même temps, elles s'incurvent vers l'axe vertical de l'antenne et finissent par se joindre (fig. 27).

A partir de ce moment, l'onde devient hémisphérique et la propagation se fait avec la vitesse de la lumière.

Quant aux lignes de force magnétiques, elles sont représentées par des cercles horizontaux ayant leurs centres sur l'antenne de transmission. Ces cercles s'élargissent de plus en plus et viennent couper l'antenne de réception, dans laquelle ils produisent une force électromotrice proportionnelle à la variation d'intensité du champ, en donnant naissance à une onde stationnaire semblable à celle qui est produite dans l'antenne de transmission.

Toutefois, cette force électromotrice n'est pas le seul élément qui soit à considérer pour la réception. Il faut aussi tenir compte de l'intensité, de sorte que c'est en définitive l'énergie reçue par l'antenne qui entre en jeu pour la réception et qu'il y a lieu de considérer pour déterminer la distance à laquelle la réception est encore possible, c'est-à-dire la portée d'une station donnée.

Or, bien que les ondes soient sphériques, comme elles sont en même temps polarisées, l'énergie n'est pas répartie d'une façon uniforme sur la surface d'onde.

M. Blondel a montré comment cette répartition peut être déduite du théorème de Poynting. On sait en quoi consiste ce théorème : La variation, pendant un temps donné, de l'énergie électromagnétique contenue dans un volume donné, peut être représentée par le flux d'un certain vecteur traversant, pendant le même temps, la surface qui limite le volume considéré. Ce vecteur, dit *vecteur radiant*, est perpendiculaire en chaque point au plan qui contient les forces électrique et magnétique, et sa valeur est proportionnelle à la surface du parallélogramme construit sur ces deux forces.

Bien que ce théorème soit devenu classique, il nous a

paru utile, en raison de son importance, d'en rappeler ici la démonstration.

Considérons un point  $xyz$  du champ électromagnétique et soient : XYZ les composantes de la force électrique en ce point, LMN celles de la force magnétique. D'après la théorie du potentiel, l'énergie due au champ électrique est pour l'unité de volume :

$$W_e = \frac{1}{8\pi K} (X^2 + Y^2 + Z^2),$$

et l'énergie due au champ magnétique est :

$$W_m = \frac{1}{8\pi K'} (L^2 + M^2 + N^2).$$

Si l'énergie varie, la variation rapportée à l'unité de temps se compose donc de deux parties,  $\frac{dW_e}{dt}$  et  $\frac{dW_m}{dt}$ .

Lorsque le diélectrique n'est pas un isolant parfait, il faut y joindre la variation d'énergie qui provient du courant de conduction  $\alpha\beta\gamma$ . Or, pour un élément de volume  $dx dy dz$ , le courant suivant l'axe des  $x$  est  $\alpha dy dz$  et la résistance correspondante  $\frac{dx}{C dy dz}$  en désignant par C le coefficient de conductibilité. La perte par effet Joule est donc, pour la composante  $\alpha$  :

$$\frac{dx}{C dy dz} (\alpha dy dz)^2.$$

Ce qui donne pour l'ensemble du courant, en tenant compte des équations (8) [page 13] :

$$C (X^2 + Y^2 + Z^2) dx dy dz.$$

On a donc, pour la variation totale, par unité de volume :

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dt} = & \frac{1}{4\pi K} \left( X \frac{dX}{dt} + Y \frac{dY}{dt} + Z \frac{dZ}{dt} \right) \\ & + \frac{1}{4\pi K'} \left( L \frac{dL}{dt} + M \frac{dM}{dt} + N \frac{dN}{dt} \right) + C (X^2 + Y^2 + Z^2), \end{aligned}$$

ou, en tenant compte des équations (9) et (10) :

$$\begin{aligned} 4\pi K'' \frac{dW}{dt} &= X \left( \frac{dM}{dz} - \frac{dN}{dy} \right) + Y \left( \frac{dN}{dx} - \frac{dL}{dz} \right) + Z \left( \frac{dL}{dy} - \frac{dM}{dx} \right) \\ &\quad + L \left( \frac{dZ}{dy} - \frac{dY}{dz} \right) + M \left( \frac{dX}{dz} - \frac{dZ}{dx} \right) + N \left( \frac{dY}{dx} - \frac{dX}{dy} \right) \\ &= \frac{d}{dx} (NY - MZ) + \frac{d}{dy} (LZ - NX) + \frac{d}{dz} (MX - LY). \end{aligned}$$

Considérons maintenant un volume A limité par une surface S et soit  $W_A$  l'énergie contenue dans ce volume. Nous aurons, en désignant par  $\int_A$  l'intégrale triple étendue au volume A :

$$\frac{dW_A}{dt} = \int_A \frac{dW}{dt} dx dy dz,$$

ou bien :

$$\begin{aligned} &4\pi K'' \frac{dW_A}{dt} \\ &= \int_A \left[ \frac{d}{dx} (NY - MZ) + \frac{d}{dy} (LZ - NX) + \frac{d}{dz} (MX - LY) \right] dx dy dz. \end{aligned} \tag{33}$$

Considérons d'abord le premier terme de l'intégrale. Le prisme qui a pour base  $dy dz$  découpe sur la surface S un élément de surface  $ds$ , et si  $lmn$  sont les cosinus directeurs de la normale à  $ds$ , on a :

$$dy dz = l ds.$$

L'intégrale étendue au prisme sera donc :

$$l ds \int \frac{d}{dx} (NY - MZ) dx = l ds (NY - MZ).$$

Pour avoir cette intégrale étendue au volume A, il faut prendre  $\int_s (NY - MZ) l ds$ , cette nouvelle intégrale étant étendue à la surface S.

En opérant de même pour les autres termes de l'équation (33) on trouve :

$$4\pi K'' \frac{dW_A}{dt} = \int_s [l (NY - MZ) + m (LZ - NX) + n (MX - LY)] ds.$$

Considérons maintenant un vecteur dont les composantes  $pqr$  seraient telles que :

$$\begin{aligned} 4\pi K'' p &= NY - MZ, & 4\pi K'' q &= LZ - NX, \\ 4\pi K'' r &= MX - LY; \end{aligned}$$

on aura :

$$\frac{dW_s}{dt} = \int_s (lp + mq + nr) ds.$$

Le second membre de cette relation n'est autre chose que le flux du vecteur  $pqr$ , qui sort de la surface  $S$  ou du volume  $A$ , pendant l'unité de temps. Poynting l'a appelé *vecteur radiant*.

Des équations ci-dessus on déduit :

$$pX + qY + rZ = 0, \quad pL + qM + rN = 0.$$

Il en résulte que le vecteur radiant est perpendiculaire aux forces électrique et magnétique.

Projetons maintenant la force  $XYZ$  et la force  $LMN$  sur le plan des  $y\epsilon$ . Soient  $f, f'$  ces projections,  $\epsilon, \epsilon'$  les angles qu'elles font avec l'axe des  $\epsilon$ . L'angle de  $f$  et  $f'$  étant  $\epsilon - \epsilon'$ , le parallélogramme construit sur ces deux projections, c'est-à-dire la projection, sur le plan des  $y\epsilon$ , du parallélogramme construit sur les deux champs, a pour surface :

$$ff' \sin(\epsilon - \epsilon') = ff'' \sin \epsilon \cos \epsilon' - ff'' \cos \epsilon \sin \epsilon'.$$

Or :

$$\begin{aligned} f \sin \epsilon &= Y, & f \cos \epsilon &= Z, \\ f' \sin \epsilon' &= M, & f' \cos \epsilon' &= N; \end{aligned}$$

donc :

$$ff'' \sin(\epsilon - \epsilon') = NY - MZ = 4\pi K'' p.$$

On obtiendrait le même résultat avec les composantes  $q$  et  $r$ , d'où l'on déduit que le vecteur radiant est égal à la surface du parallélogramme construit sur  $XYZ$  et  $LMN$ , divisée par  $4\pi K''$  ou simplement par  $4\pi$  si les unités sont choisies de manière que  $K''$  soit égal à 1.

Appliquons maintenant ce théorème à l'énergie rayonnée par une antenne de télégraphie sans fil et soit une antenne verticale de hauteur  $a$ , reliée au sol (fig. 28), dans laquelle on produit des oscillations électriques.

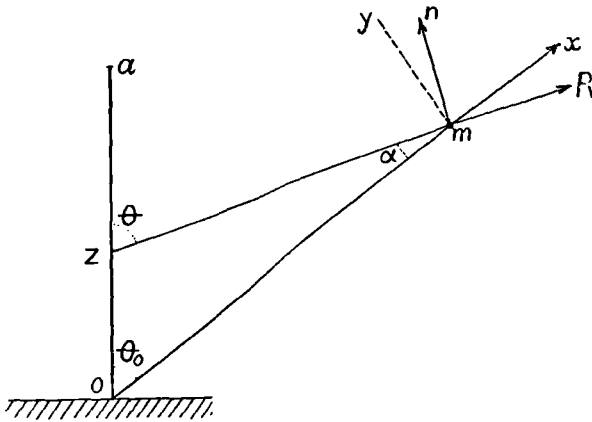


Fig. 28.

Nous avons trouvé pour l'intensité en un point situé à la distance  $z$  du point  $O$  :

$$i = - \frac{2 mg}{q} P \cos qz \sin mt,$$

avec

$$qa = \frac{\pi}{2},$$

ou, en désignant par  $I$  l'amplitude de l'intensité au point  $O$  ( $z=0$ ) :

$$i = I \cos qz \sin mt.$$

Prenons sur l'antenne un élément  $dz$  dans lequel l'intensité varie de  $di$  pendant le temps  $dt$  et considérons un point  $m$  de l'espace que nous pouvons prendre dans le plan de la figure. Si nous supposons le courant  $i$  dirigé de haut en bas, la force magnétique en  $m$  est perpendi-

culaire au plan de la figure et dirigée vers l'avant. D'autre part,  $mR$  est le vecteur radiant de Poynting. Il en résulte que la force électrique  $h$  au point  $m$  est dans le plan de la figure, perpendiculaire à  $\varepsilon m$  et dirigée vers le haut.

Considérons maintenant un élément  $ds$  dirigé suivant  $mh$ . La variation d'intensité  $di$  produit en  $ds$  une force électromotrice d'induction, dont la valeur déduite de la formule de Neumann, est :

$$\frac{di}{dt} \frac{\cos \varepsilon}{r} dz ds,$$

$\varepsilon$  étant l'angle formé par les deux éléments et  $r$  leur distance.

Or la force électrique  $h$  n'est autre chose que la force électromotrice considérée, rapportée à l'unité de longueur. On aura donc, en remarquant que l'angle  $\varepsilon$  est le complément de  $\vartheta = \alpha z m$  :

$$h = \frac{di}{dt} \cdot \frac{\sin \vartheta}{r} dz.$$

Seulement, l'action de  $dz$  sur  $ds$  n'est pas instantanée et l'induction doit parcourir la distance  $r$  avec la vitesse  $u = \frac{m}{q}$ .

Il en résulte que, si l'on considère  $h$  à l'instant  $t$ , il faut prendre, pour l'intensité, la valeur de  $i$  à l'instant  $t - \frac{r}{u}$ , c'est-à-dire :

$$i = I \cos qz \sin (mt - qr),$$

ce qui donne pour la force électrique élémentaire :

$$h = mI \cos qz \cos (mt - qr) \frac{\sin \vartheta}{r} dz.$$

Pour avoir la force électrique due à l'antenne tout entière, il faudrait prendre les composantes de  $h$  suivant deux directions fixes, par exemple le prolongement  $mx$

de  $Om$  et la perpendiculaire  $my$ , et intégrer séparément les valeurs

$$h_x = h \sin \alpha, \quad h_y = h \cos \alpha,$$

en appelant  $\alpha$  l'angle  $\varepsilon mO$ .

Le calcul complet serait compliqué; mais pour la télégraphie sans fil, il suffit de considérer ce qui se passe à grande distance, de manière à pouvoir négliger la valeur de l'angle  $\alpha$ . Toutes les forces élémentaires telles que  $h$  ont alors la même direction. D'autre part, nous avons dit que l'antenne reliée au sol peut être remplacée par un oscillateur de longueur double  $2a$ , formé par l'antenne et son image. Il suffira donc, pour avoir la force électrique  $H$  due à l'antenne entière d'intégrer la valeur de  $h$  entre  $-a$  et  $+a$ .

A grande distance, on peut admettre que l'angle  $\theta$  est constant et égal à  $\theta_0$ . On peut prendre en outre :

$$r = \rho - z \cos \theta_0.$$

Si enfin on remplace  $\frac{\sin \theta}{r}$  par  $\frac{\sin \theta_0}{\rho}$ , la valeur de  $h$  devient :

$$h = \frac{mI \sin \theta_0}{\rho} \cos qz \cos [mt - q(\rho - z \cos \theta_0)] dz.$$

Or, on a :

$$\cos qz \cos (mt - qr) = \frac{1}{2} \cos (qz + mt - qr) + \frac{1}{2} \cos (qz - mt + qr),$$

dont l'intégrale par rapport à  $z$  est :

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2q(1 + \cos \theta_0)} \sin (qz + mt - qr) + \frac{1}{2q(1 - \cos \theta_0)} \sin (qz - mt + qr) \\ &= \frac{1}{2q \sin^2 \theta_0} [(1 - \cos \theta_0) \sin (qz + mt - qr) + (1 + \cos \theta_0) \sin (qz - mt + qr)] \\ &= \frac{1}{q \sin^2 \theta_0} [\sin qz \cos (mt - qr) - \cos \theta_0 \cos qz \sin (mt - qr)]. \end{aligned}$$

Pour  $z = \pm a$ , on a :

$$\sin qz = \pm 1, \quad \cos qz = 0, \quad qa = \frac{\pi}{2},$$

d'où pour l'intégrale prise entre  $-a$  et  $+a$  :

$$\begin{aligned} \frac{1}{q \sin^2 \theta_0} \left[ \cos \left( mt - q\rho + \frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right) - \cos \left( mt - q\rho - \frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right) \right] \\ = \frac{2}{q \sin^2 \theta} \cos (mt - q\rho) \cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right). \end{aligned}$$

Donc enfin :

$$\int_{-a}^{+a} h = H = \frac{2 I u}{\rho} \frac{\cos \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right)}{\sin \theta_0} \cos (mt - q\rho).$$

Si l'on désigne par  $H'$  la force magnétique au point  $m$ , les équations de Maxwell montrent que, dans le système électromagnétique, on a :

$$H = u H'.$$

D'autre part, il résulte du théorème de Poynting, que l'énergie rapportée à l'unité de surface varie comme le produit  $HH'$ . Il en résulte qu'à une distance  $\rho$  suffisamment grande, si l'on fait varier l'angle  $\theta_0$ , l'amplitude de l'énergie varie proportionnellement à :

$$\alpha = \frac{\cos^2 \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right)}{\sin^2 \theta_0}.$$

On voit que l'énergie est maximum dans le plan équatorial ( $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ ) et nulle pour  $\theta_0 = 0$ , c'est-à-dire dans le prolongement de l'antenne. Si l'on porte sur des rayons vecteurs, tracés par exemple de 10 en 10 degrés, les valeurs correspondantes de  $\alpha$ , on obtient la courbe représentée figure 29, qui montre que l'énergie décroît rapidement quand on s'élève au-dessus de l'horizon.

Cette dernière conséquence de la théorie de M. Blondel a été vérifiée par les expériences que nous avons faites en 1901 avec une antenne de réception suspendue à un



ballon libre. Ces expériences ont nettement montré que l'énergie était concentrée à la surface du sol sur une hauteur qui dépend de la hauteur de l'antenne d'émission.

La théorie complète a été établie, en partant des équations de Maxwell, par MM. Max Abraham et Poincaré et nous renverrons aux conférences faites par ce dernier en 1908 à l'École supérieure des postes et télégraphes <sup>1</sup>.

M. Ze-neck a en outre étudié le cas où la conductibilité du sol n'est pas parfaite. Les ondes sont alors absorbées en partie et la force électrique, au lieu d'être normale au sol, est inclinée *en avant*, c'est-à-dire dans le sens de la propagation. La conséquence, c'est que, pour obtenir le maximum d'effet, il y aurait avantage à incliner aussi les antennes par rapport à la verticale.

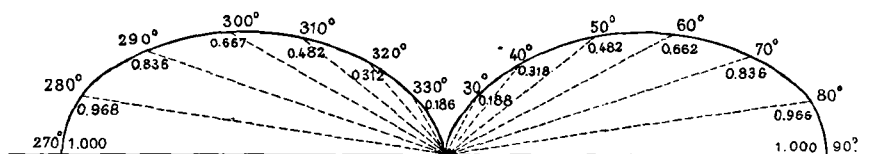


Fig. 29.

Cette conclusion peut être déduite *a priori* de la théorie de M. Blondel. Lorsque le sol est un conducteur parfait, on peut considérer l'antenne comme constituée par deux parties rigoureusement symétriques. L'une est l'antenne elle-même  $Oa$ , l'autre son image  $Oa'$ . Les actions exercées en un point  $m$  pris sur le sol peuvent donc être représentées par deux forces  $H_a$  et  $H'_a$ , égales et symétriques par rapport à la verticale en  $m$ ; leur résultante  $H$  est donc dirigée suivant cette verticale. Mais si la conductibilité du sol est imparfaite, la symétrie n'est plus complète, la composante  $H'_a$  est affaiblie et par suite la résultante  $H$  de  $H_a$  et  $H'_a$  est inclinée *en avant*.

Il faut remarquer toutefois que cette inclinaison dimi-

1. Voir *Lumière électrique*, t. IV (2<sup>e</sup> série), p. 259.

nue avec la distance, de sorte que dans la pratique on peut la négliger et admettre que la force électrique est normale au sol, comme si la terre était un conducteur parfait.

D'après la théorie exposée ci-dessus, l'énergie rayonnée dans une direction déterminée décroît en raison inverse du carré de la distance. Mais, ainsi que le fait remarquer M. Blondel, cette théorie suppose l'antenne de transmission placée dans un milieu isolant s'étendant indéfiniment dans toutes les directions. Or on sait qu'à une hauteur relativement faible, les couches supérieures de l'atmosphère deviennent de plus en plus conductrices. Il en résulte que la concentration à la surface du sol doit être encore plus grande que ne l'indique la théorie et qu'on se rapproche en réalité d'une propagation s'effectuant dans l'intervalle compris entre deux surfaces conductrices parallèles, au moyen d'ondes cylindriques.

Ce cas limite peut être traité en partant des équations de Maxwell. Pour cela nous admettrons que le sol est constitué par un plan entre les deux antennes qui sont alors parallèles; nous prendrons la ligne qui joint leurs pieds comme axe des  $x$  et l'antenne d'émission comme axe des  $z$ . Considérons un point du sol situé à une distance  $\rho$  de l'origine et soit  $\varphi$  l'angle de la direction  $\rho$  avec l'axe des  $x$ . Les coordonnées du point considéré sont :

$$x = \rho \cos \varphi \quad y = \rho \sin \varphi \quad z = 0.$$

Appliquons à ce point les équations de Maxwell (9) et (10) en admettant que l'air est un isolant parfait, c'est-à-dire que  $C = 0$ .

On a alors :

$$X = 0, \quad Y = 0, \quad N = 0,$$

et les équations se réduisent à :

$$\frac{dL}{dt} = \frac{dZ}{dy} \quad \frac{dM}{dt} = - \frac{dZ}{dx} \quad (34)$$

$$\frac{1}{u^2} \frac{dZ}{dt} = \frac{dL}{dy} - \frac{dM}{dx}. \quad (35)$$

La variable  $x$  étant une fonction de  $\rho$  et de  $\varphi$ , on a :

$$\frac{dZ}{dx} = \frac{dZ}{d\rho} \cdot \frac{d\rho}{dx} + \frac{dZ}{d\varphi} \cdot \frac{d\varphi}{dx}.$$

Comme la composante  $Z$  ne dépend que de la distance  $\rho$ , la dérivée  $\frac{dZ}{d\varphi}$  est nulle. D'autre part, en différenciant la valeur de  $\rho^2$  par rapport à  $x$ , on obtient :

$$\frac{d\rho}{dx} = \cos \varphi.$$

On a par suite :

$$\frac{dZ}{dx} = \frac{dZ}{d\rho} \cos \varphi.$$

On déterminerait de même la valeur de  $\frac{dZ}{dy}$ , de sorte que les équations (34) peuvent s'écrire :

$$\frac{dL}{dt} = \frac{dZ}{d\rho} \sin \varphi \quad \frac{dM}{dt} = - \frac{dZ}{d\rho} \cos \varphi. \quad (36)$$

D'autre part, si  $h$  et  $h'$  représentent les forces électrique et magnétique au point considéré, on a :

$$Z = h \quad L = h' \sin \varphi \quad M = - h' \cos \varphi,$$

de sorte que les équations (36) se réduisent à :

$$\frac{dh'}{dt} = \frac{dh}{d\rho}. \quad (37)$$

Quant à l'équation (35), on peut l'écrire :

$$\frac{1}{u^2} \frac{dh}{dt} = \frac{dL}{d\rho} \cdot \frac{d\rho}{dy} + \frac{dL}{d\varphi} \cdot \frac{d\varphi}{dy} - \frac{dM}{d\rho} \cdot \frac{d\rho}{dx} - \frac{dM}{d\varphi} \cdot \frac{d\varphi}{dx}.$$

Nous avons vu plus haut que de la valeur de  $\rho^2$  on déduit :

$$\frac{d\rho}{dx} = \cos \varphi \quad \frac{d\rho}{dy} = \sin \varphi.$$

De même, en différenciant les valeurs de  $x$  et de  $y$ , on a :

$$\frac{d\varphi}{dx} = - \frac{\sin \varphi}{\rho} \quad \frac{d\varphi}{dy} = \frac{\cos \varphi}{\rho}.$$

Enfin, les valeurs de L et de M donnent :

$$\frac{dL}{d\varphi} = h' \cos \varphi \quad \frac{dM}{d\varphi} = h' \sin \varphi.$$

On obtient alors, toutes réductions faites :

$$\frac{1}{u^2} \frac{dh}{dt} = \frac{dL}{d\rho} \sin \varphi - \frac{dM}{d\rho} \cos \varphi + \frac{h'}{\rho}.$$

Différentiations par rapport à  $t$ , il vient :

$$\frac{1}{u^2} \frac{d^2h}{dt^2} = \frac{d^2L}{d\rho dt} \sin \varphi - \frac{d^2M}{d\rho dt} \cos \varphi + \frac{1}{\rho} \frac{dh'}{dt},$$

ou, en tenant compte de (37) :

$$\frac{1}{u^2} \frac{d^2h}{dt^2} = \frac{d^2h}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{dh}{d\rho}.$$

Si l'on admet que  $h$  est une fonction périodique de période  $m$ , on a :

$$\frac{d^2h}{dt^2} = -m^2h = -u^2q^2h;$$

donc enfin :

$$\frac{d^2h}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{dh}{d\rho} + q^2h = 0. \quad (38)$$

C'est une équation de Bessel, dont l'intégrale peut être développée en série suivant les puissances paires de  $\rho$ . Mais, pour les grandes distances, on peut se contenter d'une solution approchée.

Posons :

$$h_1 = \frac{A \cos(mt - q\rho)}{\sqrt{\rho}},$$

et remplaçons  $h$  par  $h_1$  dans l'équation (38). Le premier membre se réduit alors à :

$$\frac{A \cos(mt - q\rho)}{4\rho^2 \sqrt{\rho}}.$$

Si l'on admet que  $\rho$  est assez grand pour que cette expression soit négligeable,  $h$ , pourra être considérée comme une solution de (38) et l'on aura :

$$h = \frac{A \cos(\omega t - q\rho)}{\sqrt{\rho}},$$

c'est-à-dire que, dans ce cas, l'amplitude de l'énergie rayonnée varie en raison inverse de la distance.

Il est à présumer que ni ce cas théorique, ni celui qui a été examiné par M. Blondel ne correspondent à la réalité et que la vérité se trouve entre les deux. On peut donc prévoir que la loi de décroissance de l'énergie rayonnée par l'antenne de transmission sera d'abord celle du carré de la distance et se rapprochera de plus en plus de la première puissance à mesure que la distance augmente.

Parmi les expériences de vérification, il faut citer celles de M. Duddell qui, au moyen de son thermogalvanomètre, mesurait l'intensité à la base de l'antenne de réception. Il reconnut ainsi que le produit de cette intensité par la distance des deux stations est sensiblement constant, ce qui vérifie la loi du carré de la distance pour l'énergie.

On peut citer également les expériences du même genre faites par M. Tissot avec le bolomètre.

Pour ces mesures, il faut avoir soin de choisir des antennes bien dégagées. Des obstacles trop rapprochés, en absorbant ou en réfléchissant les ondes, auraient pour effet de fausser les résultats.

On a reconnu également que l'intensité du courant dans l'antenne réceptrice, est à peu près proportionnelle, d'une part à la hauteur de l'antenne de transmission, d'autre part à l'intensité du courant dans cette dernière. On trouve une loi analogue si, toutes choses égales d'ailleurs, on fait varier la hauteur de l'antenne réceptrice.

D'une manière générale, on a reconnu que les communications pouvaient être établies à des distances d'autant plus considérables que la hauteur des antennes était plus

grande. Dès le début de la télégraphie sans fil, MM. Marconi et Gavey ont établi la relation empirique suivante :

$$a = \alpha \sqrt{D}$$

dans laquelle  $a$  est la hauteur en mètres des deux antennes de transmission et de réception supposées égales,  $D$  la portée en mètres, c'est-à-dire la distance à laquelle la communication est possible, et  $\alpha$  un coefficient numérique. Avec les premiers appareils de M. Marconi et pour des stations séparées par la mer,  $\alpha$  était égal à 0,15.

*Rôle de la terre.* — Lorsqu'on réunit une antenne à la terre, le rôle de celle-ci est de maintenir, à la base de l'antenne, un nœud de tension avec un ventre d'intensité et, d'après la théorie exposée plus haut, la propagation de l'énergie se fait comme si, la terre n'existant pas, on avait seulement dans l'espace un oscillateur formé par l'antenne et son image.

Toutefois la théorie suppose que le sol est un conducteur parfait, présentant une surface unie, sur laquelle les ondes se réfléchissent sans déperdition. Or en réalité il n'en est pas ainsi. En premier lieu, le sol présente des aspérités qui gênent la propagation et dispersent l'énergie dans des directions quelconques. On peut avoir alors, entre les ondes directes et les ondes réfléchies, des interférences donnant lieu soit à des affaiblissements, soit à des renforcements. Dans le premier cas, on constate l'existence de régions formant comme des *ombres*, dans lesquelles les signaux sont à peine perceptibles. Dans d'autres, au contraire, l'intensité et par suite la portée, se trouvent augmentées sans raison apparente.

D'autre part, une partie de l'énergie rayonnée est absorbée par le sol en raison de sa conductibilité imparfaite. Nous en avons déjà parlé plus haut. On connaît les calculs par lesquels lord Kelvin a montré que les courants alternatifs pénètrent dans les conducteurs à

une profondeur qui dépend de la nature du conducteur considéré et de la fréquence du courant. Cette étude a été poursuivie par M. Brylinski et par M. Boucherot<sup>1</sup>.

La conséquence est qu'en télégraphie sans fil, la portée doit être plus grande sur mer que sur terre, la mer présentant le double avantage d'être plus conductrice et d'offrir moins d'aspérités à sa surface. C'est ce que confirme l'expérience.

Il peut arriver toutefois que la conductibilité du sol soit trop faible pour que la transmission puisse s'effectuer dans de bonnes conditions. Dans ce cas, on applique la théorie en constituant réellement l'image de l'antenne au moyen d'un conducteur auquel on donne le nom de *contreponds*. Il n'est pas nécessaire d'ailleurs que ce conducteur soit identique comme forme à l'antenne; il suffit qu'il lui soit équivalent au point de vue électrique, c'est-à-dire que ses dimensions électriques, self et capacité, soient telles que, quand l'antenne est mise en vibration, il se produise un nœud de tension avec un ventre d'intensité au point de jonction de l'antenne et du contreponds. Toutefois, les résultats sont toujours inférieurs à ceux que donne une bonne prise de terre.

Habituellement le contreponds est formé de filets métalliques disposés horizontalement, qui doivent, ainsi que l'antenne, être isolés du sol.

*Perturbations naturelles.* — Indépendamment de la gêne que peuvent apporter à la transmission des signaux les irrégularités du sol et son défaut de conductibilité, l'expérience a montré que la propagation normale des ondes est souvent troublée par certains phénomènes naturels. En particulier, la *lumière solaire* a pour effet de diminuer notablement la portée, surtout dans le cas

---

1. Voir page 156 la formule établie par M. Boucherot pour la résistance des conducteurs aux courants alternatifs.

des grandes distances, pour lesquelles on emploie de grandes longueurs d'onde.

Tout d'abord, on a cru que, sous l'influence des rayons solaires, l'antenne, qui est portée à une très haute tension, se déchargeait partiellement. D'après M. Marconi, la lumière et principalement les rayons ultra-violetts augmenteraient la conductibilité des couches d'air traversées par les ondes, qui seraient alors absorbées. Cette hypothèse permettrait d'expliquer les différences constatées sur des ondes dont la longueur n'est pas la même. Nous avons vu en effet que la propagation s'effectue à la surface du sol, dans une couche d'air dont l'épaisseur dépend de la hauteur de l'antenne ; cette couche est d'autant plus épaisse que les ondes sont plus longues. Or les rayons ultra-violetts sont eux-mêmes absorbés par les couches élevées de l'atmosphère ; il en résulte qu'ils n'affectent que légèrement la région où se propagent les ondes courtes, tandis qu'ils atteignent les régions supérieures qui contiennent les ondes longues.

M. Marconi a également remarqué que la propagation est encore plus gênée lorsque l'illumination de l'atmosphère n'est pas la même sur tout le trajet des ondes. Il admet alors que, suivant leur éclaircissement, les régions traversées par les ondes ont pour celles-ci des indices de réfraction différents. Il en résulterait, dans chaque zone de séparation, des réflexions et des réfractions qui se traduisent par une absorption des ondes. Cet effet ne peut évidemment se produire pour un trajet effectué sur un même méridien.

On a aussi constaté que les signaux télégraphiques sont affaiblis quand ils traversent une aire de *tempête*. On peut en donner la même explication que ci-dessus, car on a encore là un milieu hétérogène et l'on reconnaît du reste que les signaux sont perçus normalement, si la tempête règne dans tout l'intervalle qui sépare les stations correspondantes.



Enfin il faut encore signaler les troubles dus aux *phénomènes électriques* naturels, qui actionnent eux-mêmes les appareils de réception. Ces signaux parasites, souvent très intenses, se superposent aux signaux télégraphiques et les brouillent au point d'en rendre parfois la lecture impossible.

La nature et les causes de ces perturbations naturelles ne sont pas encore bien connues; elles n'ont d'ailleurs pas encore fait l'objet, à notre connaissance, d'études complètes.

Les quelques observations méthodiques que nous avons pu faire nous ont conduits à classer ces perturbations en trois catégories :

1° Enregistrement des décharges oscillantes causées par des coups de foudre. Cet effet se fait sentir à des distances considérables. Nous avons, en particulier, enregistré dans les environs de Paris tout un orage qui se produisait à Angers, à près de 400 km; le ciel était absolument pur à Paris. Les signaux parasites tracés sur la bande du morse consistent généralement en un ou deux points, plus rarement un trait quand l'orage est très voisin; mais il est alors prudent de retirer les appareils du circuit. Ces signaux sont les moins gênants pendant la réception de télégrammes, surtout quand celle-ci est faite au téléphone; les sons produits par les signaux télégraphiques sont nettement différents des sons produits par les signaux parasites et peuvent en être distingués facilement, quand ces derniers ne sont pas très nombreux ou trop intenses, surtout si la fréquence des étincelles à la transmission est assez élevée pour donner un son musical.

On a basé sur la production de ces signaux un système destiné à prévenir les agriculteurs de l'approche des orages. M. Turpain a imaginé dans ce but des dispositifs très ingénieux, qui sont utilisés dans nombre de stations météorologiques. Toutefois les résultats obtenus ne sont pas encore bien concluants; car à ces signaux

d'orage se mêlent des signaux d'autres origines, comme on le verra ci-après.

2° Variations du potentiel de la prise de terre et de l'antenne, causées par les variations du champ terrestre. Ces variations sont parfois très lentes et ne donnent lieu qu'à des signaux parasites très espacés, souvent régulièrement. D'autres fois, ces variations sont brusques et fréquentes et donnent lieu à de nombreux points ou traits ; ce fait se produit, par exemple, au moment du passage de nuages électrisés.

On observe aussi généralement l'apparition de signaux nombreux au moment du coucher du soleil, moment qui correspond en effet à une variation brusque du potentiel terrestre.

La mise directe de l'antenne de réception à la terre, dans les montages avec action indirecte, permet seulement d'éviter l'effet des charges statiques et des variations lentes du potentiel.

3° Enfin, il semble qu'il y ait une certaine relation entre les variations de température et la production des signaux parasites. Toutefois, la loi est loin de ressortir nettement des observations faites jusqu'à présent. En Europe, il semble que ces signaux acquièrent leur maximum d'intensité pendant la partie chaude du jour. En particulier, dans la Méditerranée, au cœur de l'été, il n'est guère possible de communiquer après 10 heures du matin, en raison de l'intensité des signaux parasites qui durent jusqu'au lever du soleil, sauf dans le cas où les distances de communication sont très réduites et permettent de diminuer les hauteurs d'antenne ainsi que la sensibilité des appareils.

Les études faites au Congo, en 1902, par M. Magne l'ont conduit aux mêmes conclusions ; il a observé des perturbations pendant 157 jours sur 175, mais grâce au dispositif imaginé par lui, que nous indiquons ci-après, cette proportion a pu être réduite notablement.

Dans l'installation provisoire de télégraphie sans fil faite entre la Martinique et la Guadeloupe, on a reconnu l'impossibilité de communiquer la nuit, les signaux parasites se produisant principalement entre le coucher et le lever du soleil.

Toutes les influences que l'on vient d'énumérer se font sentir d'autant plus que l'antenne est plus haute et que les détecteurs sont plus sensibles.

On a imaginé un certain nombre de dispositifs pour empêcher l'action de ces influences perturbatrices natu-

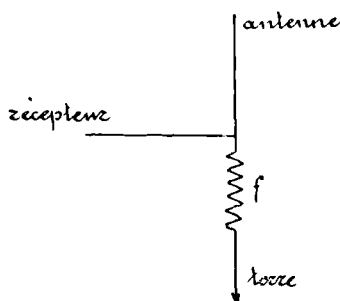


Fig. 30.

relles. Bien qu'aucun de ces procédés n'ait une efficacité absolue, nous citerons les plus intéressants.

Le dispositif Voisenat-Tissot consiste à mettre directement l'antenne à la terre à travers une self  $f$  (fig. 30) convenablement choisie.

M. Magné a obtenu de bons résultats en intercalant entre l'antenne et le récepteur (fig. 31) une self  $f$  et un condensateur  $K$  réglable. D'après l'auteur on crée ainsi deux voies pour les oscillations de l'antenne et on conçoit que l'on puisse faire interférer les oscillations parasites de manière à annuler leur effet sur le récepteur, alors que les oscillations utiles, qui ont une longueur d'onde différente, ne s'annulent pas complètement et agissent sur le récepteur.

Le dispositif Mounier consiste à employer une deuxième antenne, beaucoup moins haute que la première, et à la faire agir sur le récepteur, en sens inverse de celle-ci (au moyen d'un deuxième primaire du jigger enroulé en sens inverse du premier, par exemple). Les signaux parasites sont ainsi reçus par les deux antennes et annulent leurs effets sur le récepteur, les signaux utiles sont perçus seulement par l'antenne élevée.

MM. Jehenne et Martin emploient des procédés ana-

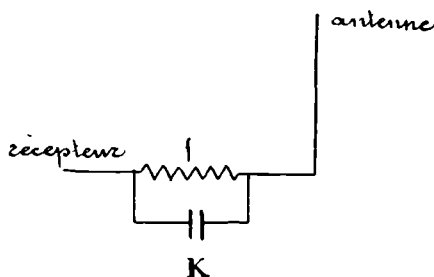


Fig 31

logues aux deux premiers, mais avec des résistances liquides.

M. Marconi a indiqué récemment un procédé qui consiste à établir sur l'antenne, pendant la réception, une série de dérivations reliées à la terre, dans lesquelles sont intercalées des selfs et des capacités, de manière que chaque dérivation donne, avec l'antenne, une certaine période différente de celle des ondes à recevoir. Les ondes parasites trouveront donc un circuit à peu près accordé sur elles ; elles agiront moins sur les autres et, en particulier, sur le circuit de réception.

Ce dispositif ne semble pas plus efficace que les autres, car les ondes parasites, qui sont très amorties, semblent engendrer dans l'antenne des oscillations qui ont la période propre de celle-ci.

Il semble donc que l'on devrait désaccorder l'antenne par rapport aux ondes à recevoir, employer un accouplement inductif très faible, et ne conserver l'accord sur les ondes à recevoir que pour le circuit secondaire qui agit sur le détecteur. Mais le rendement est ainsi diminué dans des proportions trop considérables.

Cependant, les résultats obtenus ainsi sont assez bons quand l'onde à recevoir est l'harmonique 3 de l'antenne, car le circuit qui agit sur le détecteur est accordé non pas sur l'antenne, mais sur l'harmonique.

En réalité, on est impuissant à protéger efficacement les récepteurs de télégraphie sans fil contre les perturbations électriques naturelles; le seul palliatif consiste à transmettre avec une énergie considérable de manière à pouvoir employer des détecteurs peu sensibles, ce qui revient à dire que les signaux télégraphiques doivent être plus intenses que les signaux parasites.

Quand les signaux utiles ont une puissance suffisante, on peut les recevoir au moyen d'une antenne formant un circuit fermé, sans aucune communication avec la terre et dont toutes les parties sont deux à deux symétriques par rapport au sol. Le montage est alors celui qui est indiqué à propos des ondes dirigées. L'action des signaux parasites est presque nulle sur une pareille antenne.

## CHAPITRE VI

### FORMES D'ANTENNES — PROCÉDÉS D'UTILISATION DES ANTENNES POUR LA TRANSMISSION ET LA RÉCEPTION

---

L'antenne est l'organe essentiel d'une station de télégraphie sans fil. Lorsque la station transmet, l'antenne sert à produire le rayonnement d'énergie qui ira atteindre la station correspondante. Pendant la réception au contraire, l'antenne sert à recueillir cette énergie. Chaque station ne possède en général qu'une seule antenne, qui est utilisée alternativement pour la transmission et pour la réception.

Au début, l'antenne fut d'abord *filiforme*, c'est-à-dire constituée par un fil conducteur unique, maintenu sensiblement vertical à l'aide d'un support quelconque. L'expérience n'indiquait pas d'ailleurs que l'inclinaison de l'antenne sur la verticale influât sensiblement sur les communications. Le diamètre de fil employé était également indifférent, à la condition, bien entendu, de considérer des *files*, c'est-à-dire des conducteurs dont le diamètre est faible par rapport à la longueur. Si au contraire on prend, comme l'a fait M. Marconi, des cylindres métalliques ayant une hauteur relativement faible, la valeur du diamètre influe sur la portée. Dans ce cas, l'antenne appartient plutôt à la catégorie des antennes multiples.

L'expérience ne tarda pas à montrer que la portée augmente avec la hauteur de l'antenne. A défaut de supports fixes suffisamment élevés, on eut recours, pour soutenir l'antenne, à des cerfs-volants ou des ballons (fig. 32).

Toutefois on fut bientôt arrêté dans cette voie et on chercha à accroître la portée en augmentant la capacité de l'antenne ainsi que sa surface de rayonnement, ce

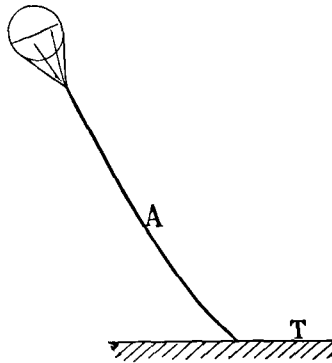


Fig. 32.

que l'on obtint en formant l'antenne de plusieurs fils. On a ainsi l'antenne *multiple* qui est presque exclusivement employée aujourd'hui.

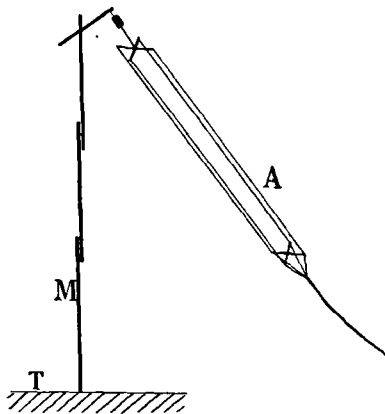


Fig. 33.

L'antenne *prismatique* (fig. 33) est formée de fils parallèles disposés suivant les génératrices d'un cylindre.

Le nombre des fils est au moins de quatre ; leur écartement est généralement fonction de la hauteur ; cependant, il ne dépasse guère 1 ou 2 m. Cette forme est employée lorsqu'on dispose d'un support suffisamment élevé, tel qu'un mât de navire. Les fils sont réunis à leur partie inférieure en un conducteur unique. A leur partie supérieure, ils peuvent être isolés ou bien reliés entre eux.

A ce type d'antenne se rattachent les cylindres dont il est question ci-dessus. Dans les expériences de M. Marconi, des tuyaux de 8 m de hauteur et 1,50 m de diamètre ont pu remplacer des antennes filiformes de 25 à 30 m.

L'antenne en *nappe* (fig. 34) comprend un nombre

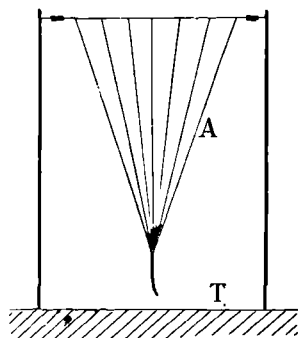


Fig. 34.

plus ou moins grand de fils disposés en éventail dans un même plan. A la partie supérieure, les fils sont réunis par un conducteur horizontal. Cette forme d'antenne est employée avec deux supports de hauteur moyenne.

L'antenne en *pyramide renversée* (fig. 35) a été indiquée par M. Marconi pour les stations puissantes. Quatre conducteurs formant un carré réunissent à la partie supérieure les fils d'une même nappe, mais ces conducteurs sont isolés les uns des autres.

A cette forme se rattache l'antenne en *plan horizontal*



(fig. 36) indiquée par M. Blondel, en vue de réduire la hauteur des supports.

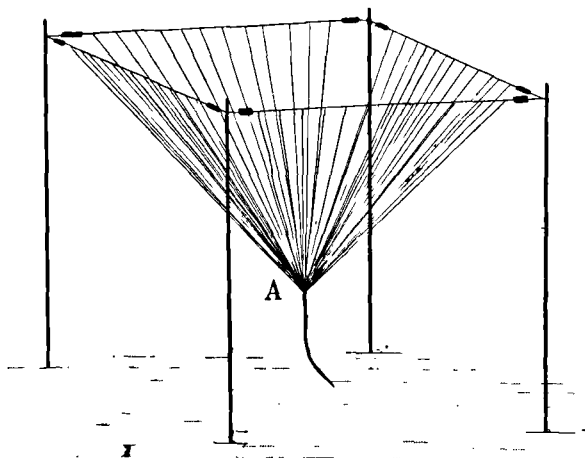


Fig. 35.

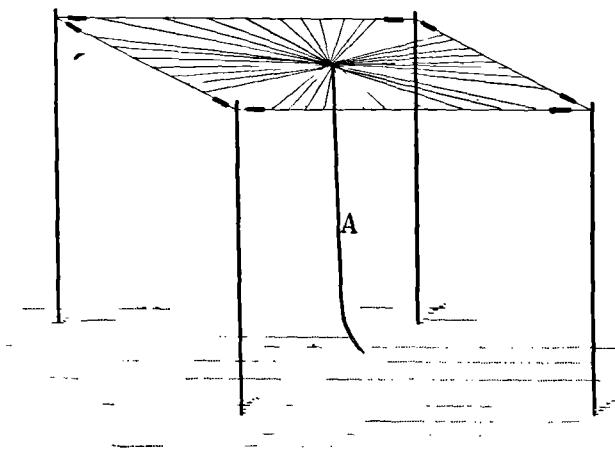


Fig. 36.

Si l'on continue à déplacer le sommet de la pyramide par rapport à la base, on obtient l'antenne en *para-*

*pluie* (fig. 37). Les fils forment alors des angles égaux avec le support central, qui peut lui-même faire partie de l'antenne, à la condition d'être soigneusement isolé du sol. L'écartement des fils est maintenu par des haubans fixés au sol et isolés des fils conducteurs qui doivent s'arrêter à une distance du sol égale au moins au tiers de la hauteur totale.

Les formes principales qui viennent d'être décrites peuvent être modifiées de bien des manières. Le choix

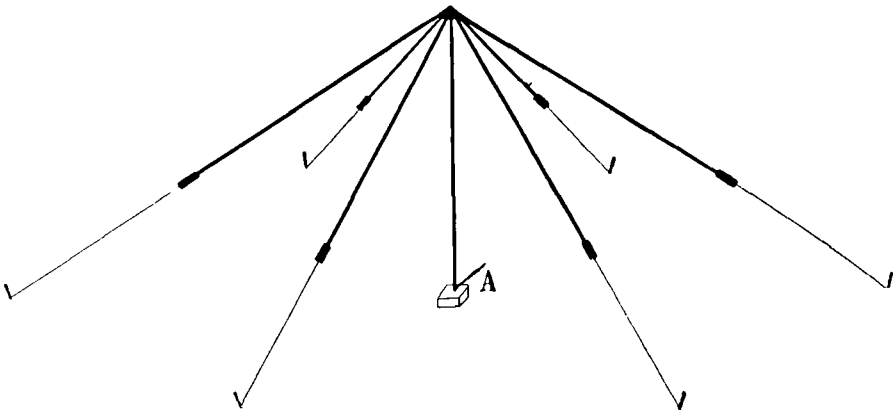


Fig. 37.

de la disposition à adopter est le plus souvent déterminé d'après les conditions locales, suivant la hauteur que l'on peut donner aux supports, l'emplacement dont on dispose et la longueur d'onde à réaliser.

Nous citerons encore l'antenne *en T* (fig. 38) facile à installer sur les navires à deux mâts. Elle a de plus l'avantage de donner une grande surface de rayonnement pour une longueur d'onde relativement faible. Le nombre des conducteurs peut varier; ils sont disposés soit suivant un plan, soit suivant les arêtes d'un prisme.

L'antenne *coudée* (fig. 39), analogue à la précédente,

permet d'obtenir une plus grande longueur d'onde. L'extrémité inférieure A peut être ramenée à l'intérieur des supports si la place fait défaut.

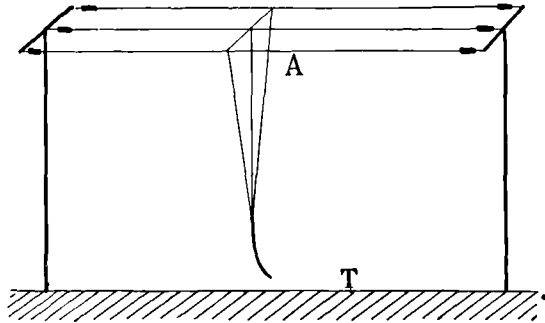


Fig. 38.

Enfin l'un des supports peut être supprimé et remplacé par un ou plusieurs câbles de retenue fixés au sol. L'extrémité de l'antenne doit être isolée des haubans et

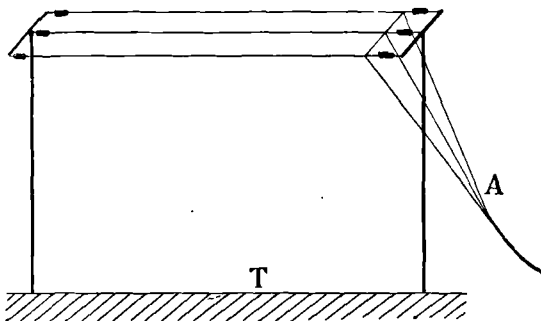


Fig. 39.

maintenue à une distance du sol égale au moins au tiers de la hauteur totale.

En diminuant encore la hauteur du support et rédui-

saut à un seul fil les formes représentées par les figures 38 et 39, on obtient des antennes presque entièrement parallèles au sol (fig. 40 et 41). Nous étudierons le fonctionnement de ces antennes horizontales, dans le chapitre consacré aux ondes dirigées.

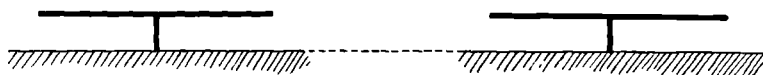


Fig. 40.

Quelle que soit la forme adoptée pour l'antenne, elle doit être complétée par une mise à la terre faite avec le plus grand soin, au moyen de plaques métalliques de grande surface. Nous avons vu que cette mise à la terre peut être remplacée par un contrepoids constitué soit à

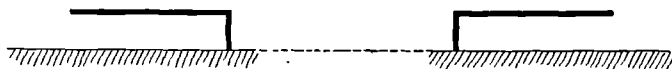


Fig. 41.

l'aide de plaques ou de grillages métalliques, soit au moyen de fils rayonnants.

*Emploi de l'antenne pour la transmission.* — Dans tous les cas, les oscillations électriques sont produites par les décharges successives d'un condensateur chargé par un procédé quelconque. Pour communiquer ces oscillations à l'antenne, on peut avoir recours à l'excitation *directe* ou *indirecte*.

L'excitation directe, employée au début de la télégraphie sans fil, est le procédé le plus simple. C'est celui que nous avons indiqué page 48 et que reproduit la figure 42. Il consiste à constituer le condensateur dont la décharge doit fournir les oscillations, par l'antenne elle-même A. Celle-ci est reliée à l'une des électrodes

d'un éclateur C, dont l'autre électrode est à la terre ; les armatures du condensateur sont alors l'antenne d'une part et le sol d'autre part. Ce condensateur étant chargé par une source à haute tension B, par exemple une bobine d'induction, les étincelles de décharge qui jaillissent entre les électrodes de l'éclateur donnent naissance à des oscillations dans l'antenne.

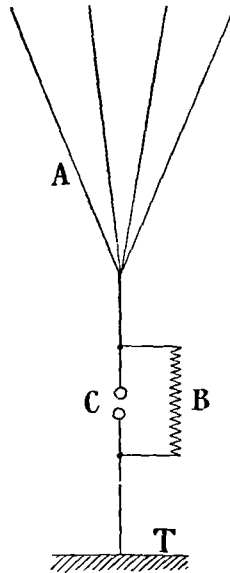


Fig. 42.

Ce procédé a l'avantage de la simplicité ; mais il ne permet pas l'emploi d'une grande quantité d'énergie. En effet l'énergie mise en jeu est représentée par le produit  $\frac{CV^2}{2}$ , C étant la capacité du condensateur et V la tension de décharge. Or la capacité C, déterminée par les dimensions de l'antenne, est forcément limitée. On ne peut donc augmenter l'énergie qu'en augmentant

le facteur  $V$ , c'est-à-dire en ayant recours à des sources à très hautes tensions. Mais on est assez vite arrêté dans cette voie par la double difficulté de l'emploi et de la construction de pareilles sources.

De plus l'augmentation de  $V$  conduit à augmenter l'écartement des boules de l'éclateur, c'est-à-dire la longueur des étincelles. Il en résulte un accroissement de la

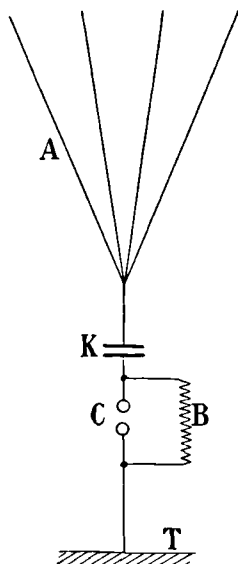


Fig. 43.

résistance ohmique et par suite de l'énergie soustraite au rayonnement. En même temps l'amortissement des oscillations augmente, de sorte que finalement l'énergie rayonnée à grande distance n'est pas sensiblement augmentée.

Aussi l'excitation directe n'est-elle employée que dans les cas où il suffit de mettre en jeu une faible quantité d'énergie.

En général, l'antenne vibre avec sa période propre. On

peut cependant obtenir en même temps des harmoniques et en particulier l'harmonique 3, lorsque l'antenne est régulière, c'est-à-dire lorsque sa forme est telle que la capacité et la self-induction soient uniformément réparties sur sa longueur.

Si l'on veut produire des ondes de période plus courte sans changer la longueur de l'antenne, il faut intercaler

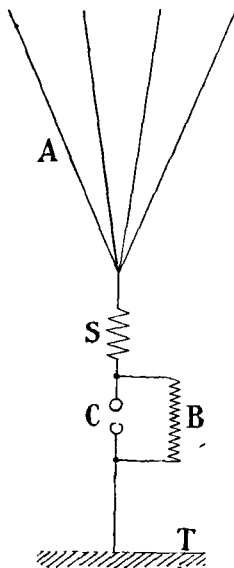


Fig. 44.

sur celle-ci un condensateur K (fig. 43), qui peut être placé avant ou après l'éclateur. On diminue ainsi la capacité de l'ensemble, puisqu'on a deux condensateurs en série, et par suite la longueur d'onde.

Si l'on veut au contraire augmenter la période, il suffit d'intercaler un certain nombre de spires (fig. 44), de manière à augmenter la self-induction totale.

Il convient toutefois de remarquer qu'en modifiant ainsi la période naturelle de l'antenne, on diminue forcée-

ment le rendement et que la meilleure utilisation de l'énergie correspond au cas où il n'y a ni capacité, ni self additionnelles. On devra donc borner leur emploi à parfaire les réglages, le calcul ne permettant pas de déterminer avec une précision suffisante les dimensions qu'il faut donner à une antenne pour obtenir une longueur d'onde déterminée.

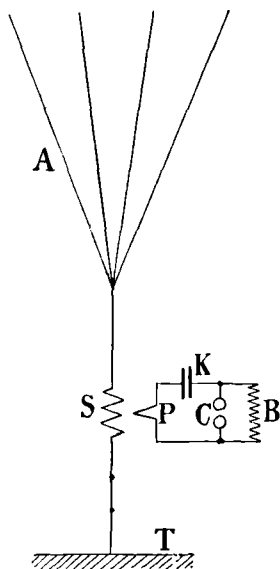


Fig. 45

D'autre part nous avons vu qu'avec l'excitation directe, l'énergie mise en jeu est forcément limitée. Pour augmenter l'énergie et par suite la portée, il faut avoir recours à l'*excitation indirecte* que l'on peut réaliser de deux façons, par *induction* ou par *dérivation*.

Dans l'*excitation indirecte par induction*, on produit les oscillations dans un circuit voisin de l'antenne, comme l'indique la figure 45. Le condensateur dont la décharge doit fournir les oscillations n'est plus constitué par l'an-



tenne, mais par un condensateur ordinaire K, auquel on peut donner une capacité aussi grande qu'on veut. Ce condensateur fait partie d'un circuit contenant un éclateur C et le primaire P d'un transformateur genre Tesla. La source à haute tension B est montée indifféremment aux bornes de l'éclateur ou aux bornes du condensateur. Le secondaire S du transformateur est intercalé entre

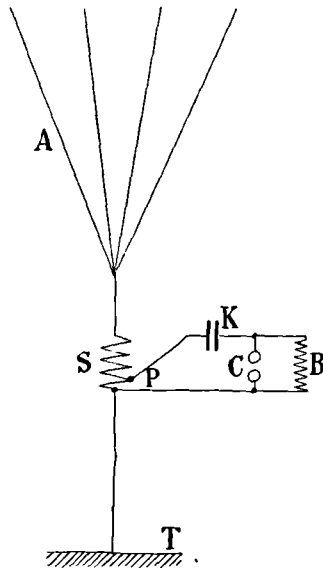


Fig. 46.

l'antenne et la terre. Nous verrons dans un prochain chapitre comment se font les réglages de ces divers circuits.

Au lieu de séparer complètement l'antenne du circuit excitateur, on peut intercaler dans ce dernier une partie de la self de l'antenne, ce qui revient à faire usage d'un résonateur Oudin au lieu d'un transformateur Tesla. On a alors l'*excitation indirecte par dérivation* dont le montage est indiqué par la figure 46.

Ce procédé a sur le précédent l'avantage de la simpli-

cité et de plus il dispense des précautions que nécessite, dans le cas de l'excitation par induction, l'obligation d'isoler l'un de l'autre les deux circuits. Toutefois les difficultés d'isolement des deux circuits dans l'excitation par induction peuvent être diminuées en réunissant deux points pris chacun dans l'un des circuits.

L'excitation indirecte permet, quel que soit le procédé

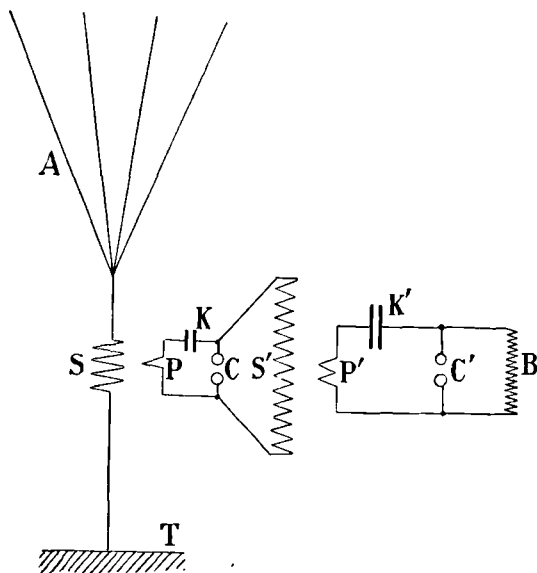


Fig. 47.

adopté, d'augmenter la capacité et par suite l'énergie. Mais il faut remarquer qu'en augmentant la capacité, on augmente la longueur d'onde, de sorte que la mise en jeu d'une grande quantité d'énergie exige en même temps l'emploi de grandes longueurs d'onde.

Il est donc en général assez difficile de produire de courtes longueurs d'onde avec de grandes énergies. On peut cependant augmenter un peu l'énergie en ayant recours à une double transformation, comme l'a indiqué

M. Marconi (fig. 47). La bobine B charge un premier condensateur  $K'$ , aussi grand que possible, lequel en se déchargeant par l'éclateur  $C'$  produit des oscillations dans le circuit  $C'K'P'$ , contenant le primaire  $P'$  d'un transformateur Tesla. Ces oscillations en induisent d'autres dans un deuxième circuit contenant le secondaire  $S'$  du transformateur, un condensateur  $K$  et le primaire  $P$  du transformateur Tesla qui doit agir sur l'antenne comme dans le cas de la figure 45. On peut ainsi augmenter la capacité du condensateur  $K$  et par suite la

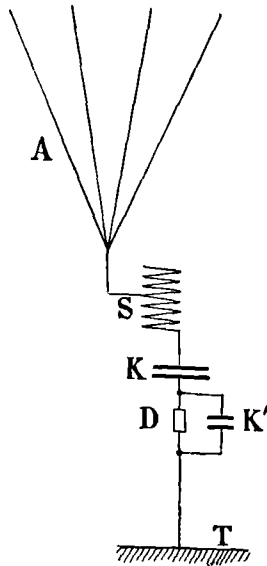


Fig. 48.

tension à l'éclateur  $C$ , tout en n'employant à l'origine qu'une source  $B$  de tension plus faible. Ce montage s'applique également à l'excitation par dérivation.

On peut encore monter plusieurs circuits excitateurs en parallèle, charger les condensateurs en parallèle et les décharger en série, etc., etc.

Ces procédés sont d'ailleurs peu employés, les grandes longueurs d'onde étant plus avantageuses à d'autres points de vue, en particulier, comme on l'a vu plus haut, pour franchir de grandes distances.

Pour exciter l'antenne, non plus suivant sa vibration fondamentale, mais suivant un harmonique, l'harmonique 3 par exemple, il faut employer l'excitation indirecte. Il suffit alors de choisir convenablement le circuit exciteur.

*Emploi de l'antenne pour la réception.* — Sous l'action des ondes produites par la transmission, l'antenne de

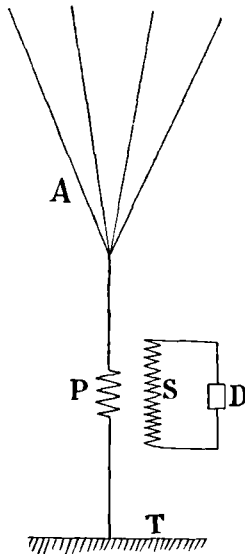


Fig. 49.

réception devient le siège d'ondes stationnaires analogues à celles qui existent dans l'antenne de transmission.

Nous avons déjà vu comment le cohéreur peut déceler la présence de ces ondes. On trouvera plus loin la

description des divers appareils employés dans le même but, que l'on désigne d'une façon générale sous le nom de *détecteurs*.

Quel que soit le détecteur adopté, on retrouve, à la réception, des procédés de montage analogues à ceux que nous avons indiqués pour la transmission.

Le premier est l'*action directe*, dans lequel le détecteur D (fig. 48) est intercalé entre l'antenne A et la

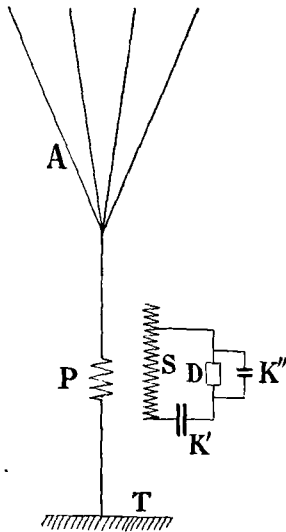


Fig. 50.

terre T. Aux bornes du détecteur est placé le circuit contenant les appareils, variables avec le genre de détecteur employé, qui sont destinés à enregistrer les signaux.

Ce montage est celui que nous avons déjà indiqué dans le chapitre III et qui a été employé le premier avec le cohéreur. Il est complété par une self S et une capacité K, toutes deux variables, intercalées sur l'antenne, lesquelles permettent de régler la période de l'antenne sur celles des ondes transmises. Quelquefois un deuxième

condensateur  $K'$  est placé en dérivation sur le détecteur, pour faciliter le réglage; mais ce procédé est peu employé.

Dans l'*action indirecte par induction*, on fait agir les oscillations de l'antenne sur le détecteur, par l'intermédiaire d'un petit transformateur (fig. 49) dont le primaire  $P$  est intercalé sur l'antenne. Le secondaire du transformateur est alors fermé sur le détecteur.

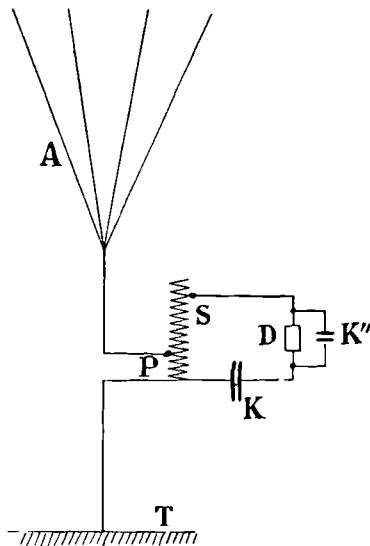


Fig. 51.

En vue de faciliter les réglages, on peut ajouter, au circuit du détecteur, un condensateur  $K'$  (fig. 50). Enfin on place quelquefois un condensateur  $K''$  aux bornes du détecteur, comme dans le cas de l'action directe.

On peut aussi employer l'*action indirecte par dérivation* et, comme pour la transmission, ce procédé se déduit du précédent en prélevant, sur le circuit secondaire du transformateur, les spires nécessaires pour

constituer le primaire intercalé sur l'antenne, ainsi que l'indique la figure 51.

De même que pour les précédents, ce montage peut être modifié, comme l'indique la figure 52, par l'adjonction des condensateurs K et K''.

On voit en résumé que l'on a pour la transmission et pour la réception des procédés de montages analogues. Ainsi que nous l'avons dit, les procédés directs doivent

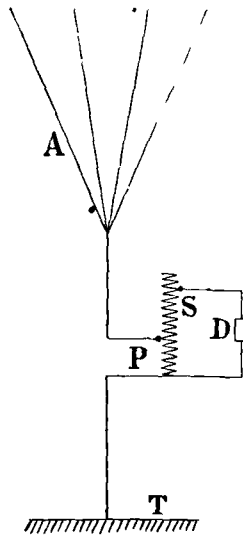


Fig. 52.

être réservés aux faibles portées et à des cas tout à fait spéciaux, tels que les stations mobiles où il faut des appareils simples et peu nombreux.

En général, ce sont les procédés indirects qui sont employés et l'on a le choix entre le montage par induction et le montage par dérivation. Or, à la transmission, l'énergie mise en jeu est considérable et l'on a affaire à des tensions élevées. Il en résulte que si l'on emploie le montage par induction, c'est-à-dire un transformateur

Tesla où les deux circuits, inducteur et induit, sont séparés, l'isolement de ces circuits n'est pas sans présenter quelque difficulté, ce qui n'existe pas avec le montage par dérivation, où les deux circuits n'en font qu'un.

A la réception, au contraire, les tensions sont très faibles, de sorte que les difficultés d'isolement disparaissent. De plus, en raison des faibles quantités d'énergie mises en jeu, la précision des réglages a une plus grande importance. Cette précision est augmentée et par suite les réglages sont rendus plus faciles, lorsque les circuits sont séparés, c'est-à-dire lorsqu'on emploie le montage par induction.

Il convient donc de donner la préférence au montage par dérivation pour la transmission et au montage par induction pour la réception.

---



## CHAPITRE VII

### MESURE DES LONGUEURS D'ONDE

---

Il convient de remarquer tout d'abord qu'un mouvement vibratoire ne peut être défini par sa longueur d'onde qu'à la condition de spécifier le milieu dans lequel les ondes se propagent. Il serait par suite préférable, pour éviter toute confusion, de définir le mouvement vibratoire par sa *période*. L'habitude a prévalu néanmoins de le désigner par sa longueur d'onde dans l'air, laquelle d'ailleurs est peu différente de la longueur d'onde dans le vide.

La longueur d'onde d'un circuit se déduit de ce que nous avons appelé sa période propre ; c'est la longueur d'onde des oscillations que ce circuit peut émettre dans l'air. Une première méthode, pour l'obtenir, consiste à la déduire de la formule de Thomson, après avoir déterminé les éléments du circuit : capacité  $C$  et self-induction  $L$ . On a alors

$$T = 2\pi\sqrt{LC},$$

d'où :

$$\lambda = uT = 2\pi\sqrt{LCu^2}.$$

Si les quantités  $L$  et  $C$  sont mesurées en unités électromagnétiques CGS, la formule de Thomson donne  $T$  en secondes, et si l'on prend pour  $u$  la vitesse de la lumière en centimètres par seconde, c'est-à-dire  $u = 3 \times 10^{10}$ , on a  $\lambda$  en centimètres. Or le produit  $Cu^2$  n'est autre chose que la capacité en unités électrostatiques CGS ; par conséquent, si l'on écrit

$$\lambda = 2\pi\sqrt{LC},$$

on aura encore  $\lambda$  en centimètres, à la condition d'exprimer  $L$  en unités CGS électromagnétiques et  $C$  en unités CGS électrostatiques.

On peut remarquer à propos de la formule de Thomson, que si  $L$  et  $C$  sont évaluées en unités pratiques, la formule donne encore  $T$  en secondes, puisque le henry, unité pratique de self-induction, vaut  $10^9$  unités CGS et que le farad, unité pratique de capacité, vaut  $10^{-9}$  unités CGS.

Le plus souvent, les quantités  $L$  et  $C$  doivent être mesurées directement et c'est seulement pour des circuits de formes très simples que ces quantités peuvent être calculées en fonction des dimensions du circuit considéré.

Pour calculer le coefficient de self-induction  $L$ , on prend comme point de départ la formule de Newman qui donne pour le coefficient d'induction mutuelle  $M$  de deux circuits  $S S'$

$$M = \int \int \frac{ds ds'}{r} \cos \varepsilon,$$

dans laquelle  $ds ds'$  sont deux éléments appartenant respectivement aux circuits  $S$  et  $S'$ ,  $\varepsilon$  l'angle que font entre eux ces éléments et  $r$  leur distance, les intégrales étant prises suivant les contours des deux circuits.

Si l'on applique cette formule à deux fils parallèles de longueur  $l$  dont la distance est  $p$ , l'angle  $\varepsilon$  étant constamment nul, on trouve :

$$M = 2 \left[ l \log \frac{l + \sqrt{p^2 + l^2}}{p} - \sqrt{p^2 + l^2} + p \right].$$

Lorsque la distance  $p$  est faible par rapport à  $l$ , on peut négliger  $\frac{p}{l}$  et  $\frac{p^2}{l^2}$  devant l'unité, et la formule se réduit à :

$$M = 2 l \left( \log \frac{2l}{p} - 1 \right).$$

Considérons maintenant un conducteur rectiligne dont les dimensions transversales ne sont plus négligeables. Nous pouvons le supposer divisé en filets parallèles à l'axe. Admettons que le nombre de ces filets est fini et formons la somme de tous les coefficients d'induction mutuelle de tous les filets pris deux à deux. En divisant cette somme par le nombre des combinaisons on aura le travail nécessaire à l'établissement d'un courant égal à l'unité dans l'ensemble des filets, c'est-à-dire le coefficient de self-induction du conducteur considéré.

Prenons pour la section du conducteur un cercle de rayon  $r$ . Si l'on suppose les filets uniformément répartis sur toute la section, on trouve pour la valeur du coefficient de self-induction :

$$L = 2 l \left( \log \frac{2l}{r} - 0,75 \right).$$

Cette formule s'applique au courant continu. Si l'on néglige la différence entre 0,75 et le logarithme népérien de 2, on peut la remplacer par la formule approchée :

$$L = 2 l \log \frac{l}{r}.$$

Dans le cas des courants alternatifs à haute fréquence, on sait que la pénétration à l'intérieur du conducteur est très faible et si l'on considère seulement les filets répartis sur la surface extérieure du conducteur, on a alors :

$$L = 2 l \left( \log \frac{2l}{r} - 1 \right).$$

Pour l'ensemble de deux fils parallèles de longueur  $l$  et de rayon  $r$ , Fleming donne la formule ci-après :

$$L = 4 l \log \frac{\rho}{r},$$

$\rho$  étant alors la distance des axes.

On a calculé de la même manière, en partant de la formule de Newman, le coefficient d'induction mutuelle de deux rectangles filiformes dont les plans sont parallèles, et on en a déduit le coefficient de self-induction d'un rectangle formé d'un conducteur cylindrique de rayon  $r$ . En appelant  $a$  et  $b$  les côtés du rectangle, Drude met la formule sous la forme :

$$L = 4 (a + b) \left[ \log \frac{a}{r} - 1,31 \frac{a}{b} + 1,06 \left( \frac{a}{b} \right)^2 \right].$$

En faisant  $a = b$  on obtient pour la self-induction d'un carré de côté  $a$  :

$$L = 8 a \left( \log \frac{a}{r} - 0,25 \right).$$

Nous indiquerons encore les formules suivantes.

Pour la self-induction d'un conducteur enroulé suivant un cercle de rayon  $a$  et formé d'un fil de rayon  $r$  :

$$L = 2 l \left( \log \frac{l}{r} - 1,758 \right).$$

Dans cette formule due à Stephan,  $l$  représente la longueur  $2 \pi a$  du conducteur.

Pour un solénoïde de longueur  $l$ , si cette longueur est grande par rapport au diamètre moyen  $d$ , on a, en appelant  $n$  le nombre de spires par unité de longueur :

$$L = (\pi d n)^2 l.$$

Enfin, pour une bobine comprenant plusieurs couches de fil, J. Perry a donné la formule :

$$L = \frac{100 N^2 r^2}{1,844 r + 3,1 c + 3,5 b},$$

dans laquelle  $r$  est le rayon moyen de la bobine,  $b$  sa longueur,  $c$  son épaisseur et  $N$  le nombre total de spires.

Toutes ces formules ne donnent en général que des résultats approchés, car dans la pratique, les formes de

circuits auxquelles elles se rapportent ne sont jamais exactement réalisées. Lorsque ces formes sont encore plus complexes, il devient nécessaire de mesurer directement la self-induction.

On peut pour cela employer la méthode suivante qui a été indiquée en 1891 par Anderson.

Le circuit à mesurer, ayant une résistance  $R$  et une self  $L$ , est intercalé dans une des branches  $bd$  d'un pont

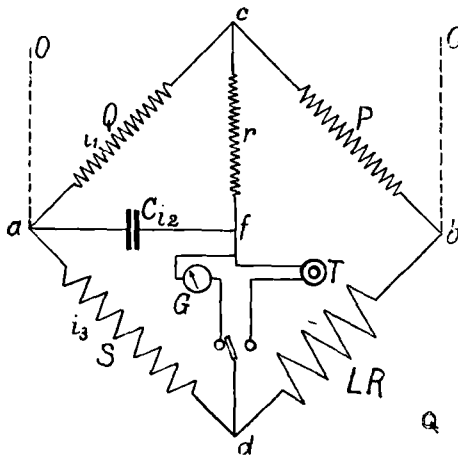


Fig. 53.

de Wheatstone (fig. 53) dont les trois autres branches sont formées de résistances non inductives  $PQS$ .

Sur une des diagonales  $cd$  est placée une résistance variable  $r$  et un galvanomètre  $G$  qu'un commutateur permet de remplacer par un téléphone  $T$ . En outre, un condensateur  $C$  relie le sommet  $a$  du pont à un point  $f$  de la diagonale  $cd$ .

Par la diagonale  $ab$  on peut amener soit du courant continu, soit des courants variables produits par exemple au moyen d'un vibreur monté sur une pile.

On commence par mettre le galvanomètre en circuit et on équilibre le pont avec le courant continu. On a alors :

$$RQ = PS.$$

On remplace ensuite le galvanomètre par le téléphone et le courant continu par les courants vibrés, puis on réduit au minimum le son perçu dans le téléphone, en agissant sur la résistance  $r$ .

Considérons les trois branches  $ac$ ,  $af$  et  $ad$ , qui partent du sommet  $a$ , et soient  $i_1, i_2, i_3$  les courants dans ces trois branches à un même instant  $t$ .

La charge du condensateur au même instant est  $f i_2 dt$  et par suite la différence de potentiel entre  $a$  et  $f$  est égale à  $\frac{1}{C} \int f i_2 dt$ . On aura donc :

$$Q i_1 = \frac{1}{C} \int f i_2 dt + r i_2.$$

D'autre part, le téléphone restant muet, les points  $f$  et  $d$  sont constamment au même potentiel. On doit donc avoir :

$$\frac{1}{C} \int f i_2 dt = S i_3.$$

Enfin, puisqu'il n'y a pas de courant dans  $fd$ , l'intensité du courant est égale à  $i_1 + i_2$  dans  $cb$  et à  $i_3$  dans  $bd$ . On en déduit, en tenant compte de la self  $L$  existant dans  $bd$  :

$$r i_2 + P (i_1 + i_2) = R i_3 + L \frac{d i_3}{dt}.$$

Éliminant  $i_1$  et  $i_3$  entre les trois relations ci-dessus, on a :

$$(r + P) i_2 + \frac{P}{Q} \left( \frac{1}{C} \int f i_2 dt + r i_2 \right) = \frac{R}{CS} \int f i_2 dt + \frac{L}{CS} \frac{d i_2}{dt}.$$

Le pont ayant été équilibré pour le courant continu,

on voit que les coefficients de  $\int i_2 dt$  sont égaux, de sorte qu'il reste, après avoir divisé par  $i_2$  :

$$r + P + \frac{P}{Q} r = \frac{L}{CS},$$

d'où :

$$L = CS \left( r + P + \frac{P}{Q} r \right).$$

Si les résistances sont exprimées en ohms et la capacité  $C$  en farads, cette formule donne  $L$  en henrys ; mais si l'on veut avoir  $L$  en centimètres,  $C$  étant exprimée en microfarads et les résistances en ohms, il faut prendre

$$L = 10^3 CS \left( r + P + \frac{P}{Q} r \right).$$

En ce qui concerne la capacité, le calcul direct donne des résultats aussi incertains que la self-induction et ne peut que donner une idée de l'ordre de grandeur des capacités auxquelles on a affaire.

Nous considérerons seulement le cas d'un fil rectiligne de longueur  $l$  et de rayon  $r$ . On peut calculer sa capacité par la méthode suivante :

Prenons deux sections droites du cylindre infiniment voisines, qui limitent sur la surface latérale un anneau de hauteur  $dx$ ,  $x$  étant la distance de cet anneau au milieu  $O$  de l'axe du cylindre pris pour origine. Si  $\rho$  est la densité de la charge électrique supposée uniformément répartie sur la surface, la charge de l'anneau considéré est  $2\pi r\rho dx$ , et elle produit en  $O$  un potentiel :

$$dV = \frac{2\pi r\rho dx}{\sqrt{r^2 + x^2}}.$$

On a donc, pour le potentiel total au point  $O$  qui est aussi celui du conducteur :

$$V = 2 \int_0^{\frac{l}{2}} \frac{2\pi r\rho dx}{\sqrt{r^2 + x^2}}.$$

On a d'ailleurs :

$$\int \frac{dx}{\sqrt{r^2 + x^2}} = \log (x + \sqrt{r^2 + x^2}),$$

ce qui donne :

$$V = 4 \pi r \rho \left[ \log \left( \frac{l}{2} + \sqrt{r^2 + \frac{l^2}{4}} \right) - \log r \right].$$

Or la capacité C est le rapport de la charge totale  $2 \pi r \rho l$  au potentiel V. On a donc, en admettant que  $r$  est petit par rapport à  $l$  :

$$C = \frac{l}{2 \log \frac{l}{r}}.$$

Cette formule est également celle que l'on obtient en assimilant le conducteur cylindrique à un ellipsoïde de révolution très allongé. Elle donne la capacité en unités électrostatiques,  $l$  et  $r$  étant mesurés en centimètres. Si l'on voulait avoir la capacité en microfarads, il faudrait prendre :

$$C = \frac{l}{2 \log \frac{l}{r} \times 9 \times 10^5}.$$

Pour le calcul qui précède, on a admis que la charge est uniformément répartie sur le conducteur. Lorsqu'il s'agit d'une antenne, il n'en est pas tout à fait ainsi. De plus, l'emploi de la formule de Thomson pour le calcul de la période suppose la capacité concentrée en un seul point. Le calcul qui suit montre que l'effet produit est loin d'être le même.

Nous avons vu page 57 que l'amplitude  $V_z$  du potentiel en un point de l'antenne situé à la hauteur  $z$ , est de la forme :

$$V_z = 2 P \sin qz,$$



avec  $gl = \frac{\pi}{2}$ . On peut donc écrire, en représentant par  $V_1$  le potentiel du sommet :

$$V_z = V_1 \sin \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{z}{l} \right).$$

La capacité par unité de longueur étant  $g = \frac{C}{l}$ , la charge maximum que peut prendre l'élément  $dz$  est :

$$dQ = \frac{C}{l} V_z dz = \frac{C}{l} V_1 \sin \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{z}{l} \right) dz.$$

Ce qui donne pour la charge totale :

$$Q = \frac{C}{l} V_1 \int_0^l \sin \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{z}{l} \right) dz = \frac{2}{\pi} CV_1.$$

On devrait, par suite, remplacer la capacité  $C$  uniformément répartie par une capacité  $C'$  concentrée au sommet et ayant pour valeur :

$$C' = \frac{2}{\pi} C.$$

On voit par ce qui précède le peu de précision que peut donner le calcul. Lorsqu'il s'agit d'antennes multiples, la capacité devient à peu près impossible à calculer et il faut avoir recours aux mesures directes.

On peut, à cet effet, employer la méthode du pont de Wheatstone (fig. 54). En  $R$  et  $R'$  sont des résistances non inductives dont une est variable; en  $C$  est un condensateur étalonné. Enfin on intercale dans la branche  $bd$  la capacité à mesurer  $x$ . La diagonale  $cd$  contient un téléphone et par  $OO$  arrivent des courants variables.

On fait varier la résistance  $R'$  jusqu'à ce que le son produit dans le téléphone soit minimum. Les sommets  $c$  et  $d$  sont alors au même potentiel.

Si  $i_1$ ,  $i_2$  sont les courants au même instant  $t$ , dans  $acb$  et dans  $adb$ , on a, quel que soit  $t$  :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{R}{R'}$$

Ce rapport est aussi celui des charges  $f i_2 dt$  et  $f i_1 dt$  des deux condensateurs  $C$  et  $x$ . La différence de potentiel

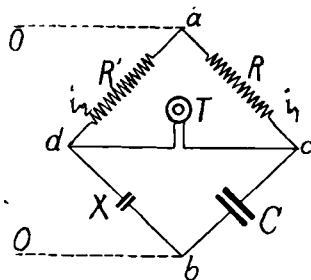


Fig. 54.

entre les armatures étant la même en  $C$  et en  $x$ , les charges sont en raison inverse des capacités, ce qui donne :

$$x = C \frac{R}{R'}$$

On peut encore employer, pour la mesure des capacités, la méthode du commutateur tournant, avec un galvanomètre.

Au lieu de mesurer séparément les quantités  $L$  et  $C$ , on peut mesurer directement la période  $T$  par la méthode du miroir tournant. Pour cela, on place devant l'étincelle du circuit oscillant à mesurer, un miroir tournant à une très grande vitesse, qui renvoie l'image de l'étincelle sur une plaque photographique. Si l'étincelle était continue, on aurait sur la plaque une trace lumineuse non inter-

rompue. Mais comme on a en réalité une succession d'étincelles, on obtient une succession de traits équidistants. On conçoit que de la vitesse de rotation du miroir, de sa distance à la plaque photographique et de l'intervalle qui sépare les traits, on puisse déduire le temps qui s'est écoulé entre deux étincelles consécutives, c'est-à-dire la durée d'une période. Ce procédé a été employé par Feddersen, Descombes, Tissot.

*Mesures indirectes. Ondamètres.* — Dans la pratique il est le plus souvent impossible d'effectuer des mesures suffisamment précises en opérant sur les circuits eux-mêmes et on emploie de préférence la méthode indirecte, qui consiste à mettre en résonance avec le circuit étudié, un autre circuit dont les formes géométriques rendent facile le calcul de sa période propre.

Dans ce circuit auxiliaire, l'un au moins des éléments, capacité ou self-induction, doit être variable et un appareil indicateur, tel qu'un ampèremètre thermique ou un tube à gaz raréfié, permet de reconnaître le moment où l'action entre les deux circuits est à son maximum. Il y a alors résonance et la longueur d'onde des deux circuits étant la même, il suffit de calculer celle du circuit auxiliaire, qui peut d'ailleurs avoir été étalonné à l'avance.

Dans les appareils thermiques, le courant est mesuré, comme on sait, par l'échauffement d'un fil fin qui produit le déplacement d'une aiguille. On construit d'après ce principe des ampèremètres ou des voltmètres.

Quant aux indicateurs dits tubes à vide, qui accusent l'augmentation de tension, ce sont en réalité des tubes à gaz raréfiés. Ceux qui donnent la plus grande sensibilité sont les gaz rares de l'atmosphère, helium ou néon, réduits à une pression excessivement faible.

Comme circuit auxiliaire, le plus simple est le circuit linéaire, que nous avons employé dès 1901. Un fil horizontal LL placé à une hauteur assez grande pour que

l'influence du sol soit négligeable (fig. 55), est coupé en son milieu par un ampèremètre thermique H. En allongeant progressivement de quantités égales chacune des moitiés de L, on constate que l'intensité indiquée par l'ampèremètre augmente jusqu'à un certain maximum, puis diminue pour augmenter de nouveau, et ainsi de

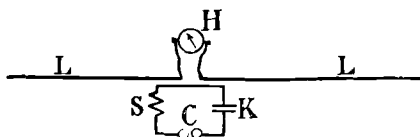


Fig. 55.

suite. La différence entre les longueurs totales du fil qui correspondent à deux maximums consécutifs représente alors la longueur d'onde, qui par suite est aussi égale au double de la longueur du fil qui correspond au premier maximum.

Ce procédé, qui ne convient d'ailleurs que pour des

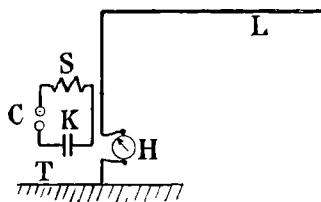


Fig. 56.

longueurs d'onde courtes, peut être simplifié, comme l'indique la figure 56 où l'une des moitiés du fil est remplacée par une mise à la terre.

Dans le cas où le circuit à mesurer est une antenne A (fig. 57) on peut placer le fil horizontal L en dérivation sur un point voisin de la prise de terre.

Ce procédé a été également employé par M. Slaby ;

d'après Wien et Drude, il ne donnerait qu'une approximation de 6 à 10 p. 100.

Drude a proposé de placer parallèlement les deux fils de la figure 55, sauf à les replier lorsque les lon-

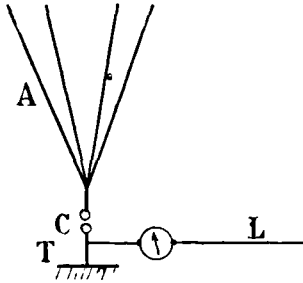


Fig. 57

gueurs deviennent trop grandes (fig. 58). Deux ponts PP' réunissent les deux fils; l'un d'eux P' est mobile et un tube à vide V, également mobile, est amené à égale distance de P et de P'. Lorsque la luminosité du tube

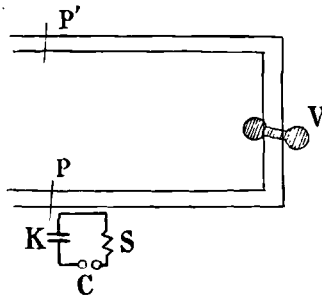


Fig. 58.

atteint son maximum, les circuits sont en résonance et leur longueur d'onde commune est égale à la longueur totale des deux fils et des deux ponts.

Pour les grandes longueurs d'onde, les circuits linéaires

ne suffisent plus et on emploie des circuits contenant une self ou une capacité additionnelle. Drude prend un circuit rectangulaire dont les grands côtés sont munis de coulisses permettant de faire varier leur longueur (fig. 59). Ce circuit est fermé sur un condensateur à air K. Les résonances sont reconnues au moyen d'un tube à vide V placé près du condensateur, ou bien au moyen d'un

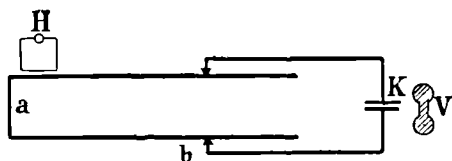


Fig. 5j.

circuit auxiliaire contenant un ampèremètre thermique H.

La self L étant calculée par la formule que nous avons donnée plus haut, et C étant la capacité du condensateur K, exprimée comme L en centimètres, Drude prend pour la longueur d'onde :

$$\lambda = 2\pi\sqrt{LC} + \frac{\pi}{3}\frac{b^2}{\sqrt{LC}},$$

où  $b$  est la longueur du grand côté.

Lorsque le circuit auxiliaire est disposé de manière qu'on puisse faire varier à la fois sa self et sa capacité, on peut le graduer à l'avance de manière à obtenir la longueur d'onde cherchée par une simple lecture. L'appareil prend alors le nom d'*ondamètre*.

Un des types d'ondamètres les plus simples est la *bobine multiplicatrice* de Slaby, constituée par une hélice en fil très fin enroulée sur un bâton isolant et terminée en A par une plaque de platinocyanure de baryum (fig. 6o) qui devient lumineuse quand la tension

est élevée. On approche la bobine du circuit à étudier et on déplace le long d'une génératrice un contact B relié à la terre. Lorsque l'enroulement compris entre A et B représente un quart d'onde du circuit à étudier, l'extrémité A atteint son maximum de luminosité. L'appareil est gradué par comparaison avec des circuits étalons.

Fleming a construit un appareil analogue dans lequel les maximums de tension sont indiqués par un tube à vide contenant comme gaz raréfié du néon. Le circuit à étudier étant K'C (fig. 61), on relie un de ses points à l'extrémité d'une bobine allongée B, par l'intermédiaire d'un petit condensateur K et, en déplaçant le curseur A, on recherche les maximums de tension que l'on reconnaît au moyen du tube à néon V.

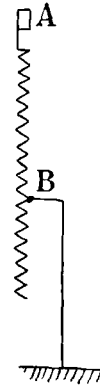


Fig. 60.

Avec ces instruments, l'approximation n'est guère que de 5 p. 100, en raison de l'incertitude sur la position exacte des curseurs. On obtient une plus grande précision avec les ondamètres où la self et la capacité sont

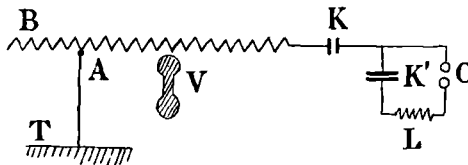


Fig. 61.

séparées. On peut alors avoir soit une capacité variable avec une self fixe, soit une capacité fixe et une self variable, soit encore une capacité et une self toutes deux variables.

L'ondamètre de Dönitz (fig. 62) comprend une self fixe S et un condensateur K dont les armatures sont

disposées comme les lames de l'électromètre multicellulaire. En faisant tourner les lames mobiles autour de leur axe au moyen du bouton V, on fait varier les surfaces en regard et par suite la capacité du condensateur. Le circuit ainsi constitué comprend en outre une spire  $s$ , qui

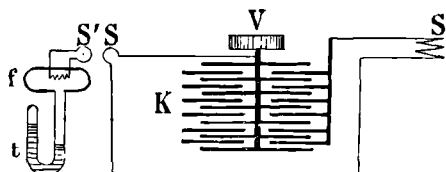


Fig 62.

agit par induction sur une spire  $S'$  fermée sur un thermomètre à air de Riess. Suivant l'ordre de grandeur de la longueur d'onde à mesurer, on peut changer la self  $S$  et l'appareil porte autant de graduations qu'on peut mettre de selfs différentes en  $S$ .

Pour les grandes longueurs d'onde, Fleming emploie un ondamètre (*cymometer*) disposé comme l'indique la figure 63. Le condensateur  $K$  est formé de deux tubes qui couissent l'un sur l'autre. Mais l'armature mobile

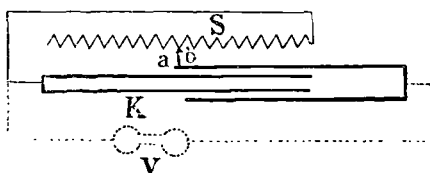


Fig 63.

porte un curseur  $b$  qui, en se déplaçant, frotte sur la self allongée  $S$ , de sorte que la capacité et la self varient simultanément. L'appareil est construit de telle sorte que les déplacements du curseur sont proportionnels aux variations de la longueur d'onde. La résonance est



reconnue au moyen du tube à néon V placé aux bornes du condensateur.

L'ondamètre de Fleming est disposé pour servir à plusieurs sortes de mesures. On conçoit, en effet, que si l'on possède un instrument qui, pour un circuit, donne le produit LC, il suffira de connaître l'un des facteurs pour en déduire l'autre. On peut ainsi mesurer commodément soit des selfs, soit des capacités. Enfin, comme nous le verrons dans un autre chapitre, l'appareil permet encore de mesurer l'amortissement.

La figure 64 représente l'appareil que nous avons employé au début (1903). Le circuit comprend un con-

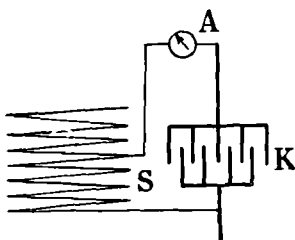


Fig 64.

densateur K formé de deux séries de lames métalliques séparées par des lames d'ébonite. L'une des armatures est mobile et permet de faire varier la capacité. Quant à la self S, elle reste fixe pendant le réglage, mais un curseur permet de faire varier le nombre des spires utilisées suivant la grandeur de la longueur d'onde à mesurer. La résonance est observée à l'aide d'un ampèremètre thermique A et l'appareil est gradué à l'avance au moyen d'un circuit étalon.

Sous une autre forme, l'ondamètre Ferrié est à condensateur fixe ou variable par sections, tandis que la self peut varier d'une façon continue. Ce dernier résultat est réalisé de la manière suivante.

Une couronne formée de 10 à 20 spires de fil bien isolé est placée à l'intérieur d'un tube de cuivre *U* replié en forme de tore et présentant en *A* une coupure par laquelle

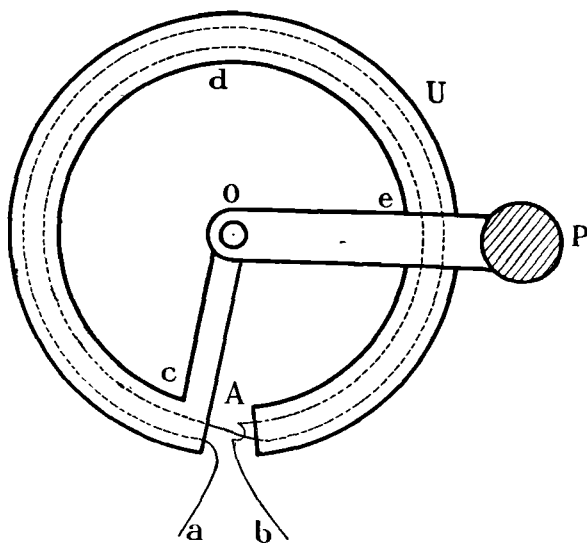


Fig. 65.

sortent les extrémités *a* et *b* de la couronne (fig. 65). Celle-ci doit remplir le tube aussi exactement que pos-

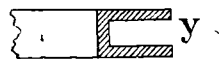


Fig. 66.

sible. Pour faciliter sa mise en place, le tube est fendu en *x* (fig. 66); on peut aussi lui donner la forme d'une gouttière *y*.

L'un des bords *c* de la coupure est réuni au centre *o* du cercle par une lame de cuivre fixe, et autour du même centre peut tourner une lame mobile, également en cuivre, qui s'appuie sur le tube en *e*; une manette *P* permet de faire varier sa position.

Lorsque des oscillations traversent les spires, elles induisent d'autres oscillations dans la partie *cdeoc* du tube. Celui-ci se comporte alors comme le secondaire d'un transformateur mis en court-circuit, et la self apparente du primaire, c'est-à-dire des spires contenues dans le tube, se trouve diminuée. On peut la faire varier dans de larges limites (de 1 à 6 ou 10) en déplaçant le point de contact *e*, et la variation est continue.

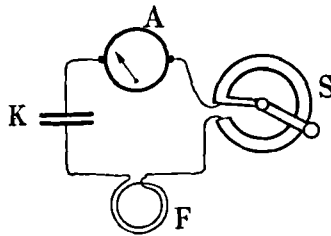


Fig. 67.

L'ondamètre qui utilise ce principe comprend un condensateur *K* (fig. 67), un ampèremètre thermique *A*, la self variable *S* et deux spires *F* sur lesquelles on fait agir le circuit à mesurer. Cet appareil est simple et peu coûteux à établir.

Cet ondamètre a été récemment modifié de la manière suivante : la self *S* (fig. 68) est enroulée en spirale, avec deux ou trois couches de fil, et sa variation continue est obtenue en déplaçant parallèlement au plan de la spirale un plateau métallique *P* mobile autour d'un axe *O*. Ce même plateau fait partie de l'une des armatures du condensateur. Quand on le déplace de manière à augmenter la quantité dont il recouvre la spirale, c'est-à-dire

à diminuer la valeur de la self  $S$ , il s'écarte en même temps de l'armature fixe  $K$  du condensateur. On obtient donc ainsi simultanément des variations continues de self et de capacité. Le coefficient total de variation peut donc être notablement augmenté et la gamme de l'ondamètre largement étendue.

Un index fixé au plateau mobile  $P$  se déplace devant une graduation circulaire.

Au demeurant, les circuits et le fonctionnement de l'appareil sont les mêmes que dans le modèle précédent.

Dans tous les types d'ondamètres que nous venons de décrire, on fait usage, pour reconnaître la résonance

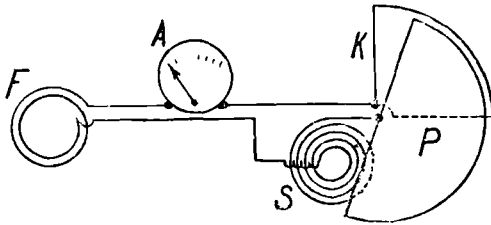


Fig. 68.

entre le circuit à mesurer et le circuit auxiliaire, d'ampèremètres thermiques ou de tubes à vide qui sont relativement peu sensibles, si on les compare aux détecteurs d'ondes employés pour la réception. Lorsque les circuits à étudier font partie d'un poste de transmission, ces ondamètres sont d'un emploi facile, car alors les circuits peuvent supporter des oscillations puissantes. Il n'en est pas de même à la réception où les circuits sont construits pour de très faibles énergies et, dans ce cas, les résonances ne peuvent plus être établies qu'en utilisant les détecteurs mêmes qui sont destinés à la réception des signaux.

C'est dans ce but que la compagnie Telefunken a modifié comme il suit l'ondamètre de Dönitz. Le conden-

sateur à capacité variable  $K$  restant le même (fig. 69), la self est divisée en deux parties  $S_1$  et  $S_2$ . La partie  $S_1$  comprend seulement une bobine de quelques tours de fil, fixée à l'extrémité d'un cordon souple, qui permet de l'amener commodément au voisinage du circuit à étudier. Cette partie de la self reste constante. Quant à la partie  $S_2$ , elle est formée par une bobine amovible, que l'on peut remplacer par d'autres bobines, de manière à modifier la valeur de la self totale. Enfin, en dérivation sur les

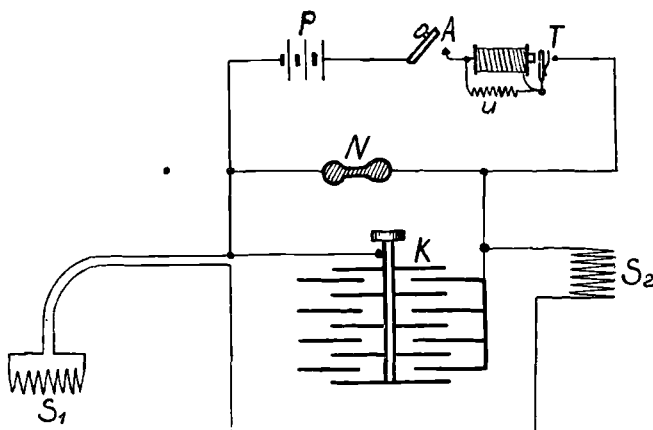


Fig. 69.

bornes du condensateur, sont placés : d'abord un tube à néon  $N$  et ensuite un circuit contenant une pile  $P$ , une clef  $A$  et un trembleur  $T$ .

Si la clef  $A$  est ouverte, l'appareil est un ondamètre ordinaire, le tube à néon servant d'indicateur de maximum, la self  $S_1$  étant approchée du circuit de transmission à étudier.

Quand on ferme le circuit du trembleur avec la clef  $A$ , celui-ci produit des alternatives de charge et de décharge du condensateur  $K$  à travers les selfs  $S_1$  et  $S_2$ . Il se produit donc dans le circuit  $S_1KS_2$  des séries d'oscillations

de faible puissance et très peu amorties, auxquelles on peut donner une période quelconque en choisissant convenablement la self  $S_2$  et la valeur de la capacité  $K$ .

Si l'on approche  $S_1$  d'un circuit de réception réglé par l'opérateur de manière à recevoir avec le maximum d'intensité des signaux télégraphiques transmis avec une longueur d'onde inconnue, c'est-à-dire accordé sur cette transmission, il est facile de déterminer la longueur d'onde inconnue. Il suffit de faire varier  $K$  et de choisir convenablement  $S_2$  jusqu'à ce que l'on perçoive, dans le circuit de réception, les signaux transmis au moyen de la clef  $A$ , avec le maximum d'intensité. A ce moment le circuit  $S_1KS_2$  a la même période que le circuit de réception et par suite que la transmission inconnue.

Les longueurs d'onde correspondant aux diverses valeurs de  $K$  sont données par un abaque qui comprend autant de courbes que de bobines pouvant être placées en  $S_2$ .

Cet appareil est désigné sous le nom de *contrôleur d'ondes*.

M. Marconi a imaginé un appareil analogue, mais qui présente en outre l'avantage de pouvoir être employé comme appareil récepteur, c'est le *multiple tuner*. Nous le décrirons plus loin avec les principaux types d'appareils récepteurs (page 321).

On peut varier beaucoup les modèles d'ondamètres, tous ne valent que par le procédé qui a servi à les graduer. Mais, comme les divers procédés que l'on peut employer sont tous sujets à erreur, il en résulte que les divers ondamètres ne sont pas comparables entre eux. Il serait à désirer qu'un ondamètre étalon fût déposé auprès du bureau international, pour servir à la graduation des ondamètres de tous pays.

## CHAPITRE VIII

### ACCOUPLLEMENT

---

Parmi les divers modes d'excitation décrits au chapitre VI, le procédé de l'excitation directe est peu employé aujourd'hui et on a recours le plus souvent aux procédés indirects, induction ou dérivation, aussi bien pour la réception que pour la transmission.

Dans les deux cas, nous trouvons deux circuits agissant l'un sur l'autre. C'est l'étude de ces circuits dits *accouplés* que nous allons entreprendre, en rappelant d'abord les résultats trouvés par Thomson pour un seul circuit.

Nous avons vu (page 24) que si l'on décharge un condensateur de capacité  $C$  dans un circuit de résistance  $R$  et de self  $L$ , la décharge est oscillante, pourvu que la résistance  $R$  soit suffisamment faible. A l'instant  $t$  compté à partir du moment où commence la décharge, la tension aux bornes du condensateur est :

$$v = V_0 e^{-\frac{Rt}{2L}} \left( \cos mt + \frac{R}{2mL} \sin mt \right),$$

et l'intensité au même instant a pour valeur :

$$i = \frac{V_0}{mL} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin mt.$$

La période <sup>1</sup> est donnée par la relation :

$$m = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}.$$

---

1. Le mot *période* est employé ici comme synonyme de *pulsation*. Nous avons vu que la *durée* d'une période complète est égale à  $\frac{2\pi}{m}$ .

Si l'on porte en abscisses les valeurs de  $t$  et en ordonnées celles de  $v$  (ou de  $i$ ), on obtiendra une courbe de la forme représentée par la figure 70.

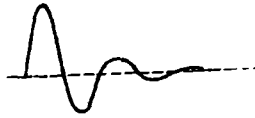


Fig. 70.

Lorsque la résistance est nulle, les formules ci-dessus deviennent :

$$v = V_0 \cos mt, \quad i = \frac{V_0}{mL} \sin mt, \quad m = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

On aurait alors un courant sinusoïdal simple (fig. 71)

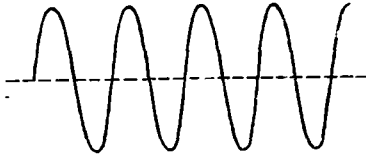


Fig. 71.

se continuant indéfiniment et la période  $m = \sqrt{\frac{1}{LC}}$  est ce que l'on appelle la période propre du circuit.

En reprenant la comparaison de la charge électrique du condensateur à la masse d'un pendule écarté de la verticale, le cas de  $R$  petit correspond au cas où la résistance du milieu, tout en permettant au pendule d'osciller, éteint peu à peu les oscillations. La condition  $R = 0$  correspond au cas où, le milieu n'opposant plus de résistance, le pendule oscille indéfiniment.

Considérons maintenant deux circuits accouplés par induction et supposons, pour fixer les idées, qu'il s'agisse de la transmission. Nous avons un premier circuit, analogue au précédent, qui contient une capacité  $C_1$  et une



self  $L_1$  (fig. 72). C'est le circuit primaire qui agit sur l'antenne formant le circuit secondaire. Nous la supposons d'abord représentée par un circuit contenant une capacité  $C_2$  et une self  $L_2$ .

Le condensateur  $C_1$ , étant chargé avec une différence de potentiel  $V_1$  entre ses armatures, nous fermons sur lui le circuit primaire à un instant que nous prendrons comme origine des temps. En réalité, cette fermeture est

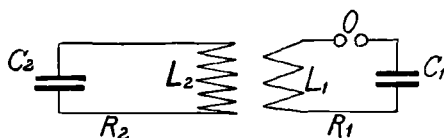


Fig. 72.

effectuée par l'étincelle qui jaillit entre les boules de l'éclateur  $O$ , intercalé dans le circuit primaire.

Soient  $R_1, R_2$  les résistances des deux circuits,  $R_1$  comprenant la résistance de l'étincelle qui ferme le circuit,  $i_1, i_2$  les intensités à l'instant  $t$ ,  $v_1, v_2$  les tensions aux bornes des condensateurs  $C_1, C_2$  au même instant.

Nous pourrions écrire pour chaque circuit l'équation du courant, en tenant compte de la force électromotrice d'induction produite par la variation de l'intensité dans le circuit voisin. On aura donc, en désignant par  $M$  le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 = v_1,$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 = v_2.$$

On a d'ailleurs, comme précédemment :

$$i_1 = -C_1 \frac{dv_1}{dt}, \quad i_2 = -C_2 \frac{dv_2}{dt},$$

d'où l'on déduit :

$$\begin{aligned} L_1 C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{d v_1}{dt} + v_1 &= 0, \\ L_2 C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + M C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + R_2 C_2 \frac{d v_2}{dt} + v_2 &= 0. \end{aligned} \quad (33)$$

Ces équations différentiées donnent :

$$\begin{aligned} L_1 C_1 \frac{d^3 v_1}{dt^3} + M C_2 \frac{d^3 v_2}{dt^3} + R_1 C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + \frac{d v_1}{dt} &= 0, \\ L_2 C_2 \frac{d^3 v_2}{dt^3} + M C_1 \frac{d^3 v_1}{dt^3} + R_2 C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + \frac{d v_2}{dt} &= 0. \end{aligned}$$

Différentiant une deuxième fois, on obtient :

$$\begin{aligned} L_1 C_1 \frac{d^4 v_1}{dt^4} + M C_2 \frac{d^4 v_2}{dt^4} + R_1 C_1 \frac{d^3 v_1}{dt^3} + \frac{d^2 v_1}{dt^2} &= 0, \\ L_2 C_2 \frac{d^4 v_2}{dt^4} + M C_1 \frac{d^4 v_1}{dt^4} + R_2 C_2 \frac{d^3 v_2}{dt^3} + \frac{d^2 v_2}{dt^2} &= 0. \end{aligned}$$

On a ainsi six équations entre lesquelles on peut éliminer  $v_2$  et ses quatre dérivées, ce qui donne finalement :

$$\begin{aligned} C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2) \frac{d^4 v_1}{dt^4} + C_1 C_2 (R_1 L_2 + R_2 L_1) \frac{d^3 v_1}{dt^3} \\ + (R_1 R_2 C_1 C_2 + L_1 C_1 + L_2 C_2) \frac{d^2 v_1}{dt^2} + (R_1 C_1 + R_2 C_2) \frac{d v_1}{dt} + v_1 &= 0 \end{aligned}$$

Divisons par  $C_1 C_2 L_1 L_2$  et posons :

$$\begin{aligned} \frac{M^2}{L_1 L_2} = x^2, \quad \frac{R_1}{L_1} = 2 \alpha_1, \quad \frac{R_2}{L_2} = 2 \alpha_2, \\ \frac{1}{L_1 C_1} = m_1^2, \quad \frac{1}{L_2 C_2} = m_2^2. \end{aligned}$$

On a :

$$\begin{aligned} (1 - x^2) \frac{d^4 v_1}{dt^4} + 2 (\alpha_1 + \alpha_2) \frac{d^3 v_1}{dt^3} + (m_1^2 + m_2^2 + 4 \alpha_1 \alpha_2) \frac{d^2 v_1}{dt^2} \\ + 2 (\alpha_1 m_1^2 + \alpha_2 m_2^2) \frac{d v_1}{dt} + m_1^2 m_2^2 v_1 = 0. \end{aligned} \quad (34)$$

C'est une équation linéaire à coefficients constants dont l'intégrale générale est :

$$v_1 = A_1 e^{\rho_1 t} + A_2 e^{\rho_2 t} + A_3 e^{\rho_3 t} + A_4 e^{\rho_4 t},$$

$\rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4$  étant les racines de l'équation :

$$(1 - x^2) \rho^4 + 2(\alpha_1 + \alpha_2) \rho^3 + (m_1^2 + m_2^2 + 4\alpha_1\alpha_2) \rho^2 + 2(\alpha_1 m_2^2 + \alpha_2 m_1^2) \rho + m_1^2 m_2^2 = 0. \quad (35)$$

Nous considérerons d'abord le cas où les résistances  $R_1, R_2$  peuvent être négligées, ce qui revient à faire  $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 0$ . L'équation (35) devient alors :

$$(1 - x^2) \rho^4 + (m_1^2 + m_2^2) \rho^2 + m_1^2 m_2^2 = 0, \quad (36)$$

d'où l'on déduit :

$$\rho^2 = \frac{1}{2(1-x^2)} \left[ -(m_1^2 + m_2^2) \pm \sqrt{(m_1^2 + m_2^2)^2 - 4m_1^2 m_2^2 (1-x^2)} \right].$$

Les deux valeurs de  $\rho^2$  étant réelles et négatives, les racines de l'équation (36) peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} \rho_1 &= m' \sqrt{-1}, & \rho_2 &= -m' \sqrt{-1}, \\ \rho_3 &= m'' \sqrt{-1}, & \rho_4 &= -m'' \sqrt{-1}. \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} m'^2 &= \frac{1}{2(1-x^2)} \left[ m_1^2 + m_2^2 - \sqrt{(m_1^2 + m_2^2)^2 - 4m_1^2 m_2^2 (1-x^2)} \right], \\ m''^2 &= \frac{1}{2(1-x^2)} \left[ m_1^2 + m_2^2 + \sqrt{(m_1^2 + m_2^2)^2 - 4m_1^2 m_2^2 (1-x^2)} \right]. \end{aligned} \quad (37)$$

On a alors :

$$v_1 = A_1 e^{m' t \sqrt{-1}} + A_2 e^{-m' t \sqrt{-1}} + A_3 e^{m'' t \sqrt{-1}} + A_4 e^{-m'' t \sqrt{-1}}.$$

Où en appliquant la formule d'Euler :

$$\begin{aligned} v_1 &= A_1 (\cos m' t + \sqrt{-1} \sin m' t) + A_2 (\cos m' t - \sqrt{-1} \sin m' t) \\ &+ A_3 (\cos m'' t + \sqrt{-1} \sin m'' t) + A_4 (\cos m'' t - \sqrt{-1} \sin m'' t), \end{aligned}$$

ou :

$$\begin{aligned} v_1 &= (A_1 + A_2) \cos m' t + (A_1 - A_2) \sin m' t \sqrt{-1} \\ &+ (A_3 + A_4) \cos m'' t + (A_3 - A_4) \sin m'' t \sqrt{-1}. \end{aligned}$$

Or, pour  $t = 0$ , on a  $i_1 = 0$  ou  $\frac{dv_1}{dt} = 0$ . Ce qui donne la condition :

$$m' (A_1 - A_2) + m'' (A_3 - A_4) = 0,$$

à laquelle on satisfait en prenant :  $A_1 = A_2$  et  $A_3 = A_4$  de sorte que l'équation en  $v_1$  admet une solution de la forme

$$v_1 = P_1 \cos m't + Q_1 \cos m''t.$$

Le circuit primaire est donc le siège de deux oscillations de périodes  $m'$   $m''$  et dont les amplitudes sont respectivement  $P_1$  et  $Q_1$ . Dans le cas que nous considérons, où les résistances sont nulles, ces oscillations ne sont pas amorties.

Calculons maintenant la tension  $v_2$  dans le circuit secondaire. On voit immédiatement, sans qu'il soit nécessaire de refaire les calculs, que l'équation (34) étant symétrique par rapport aux paramètres qui concernent le circuit primaire et à ceux qui concernent le circuit secondaire, on aura en  $v_2$  la même équation différentielle qu'en  $v_1$  avec une équation caractéristique identique à (35). Il en résulte que  $v_2$  peut s'écrire

$$v_2 = P_2 \cos m't + Q_2 \cos m''t.$$

Les valeurs de  $m'$  et  $m''$  sont les mêmes que précédemment, les constantes  $P_2$  et  $Q_2$  seules sont différentes. Nous avons donc dans le secondaire deux oscillations de mêmes périodes que celles qui existent dans le circuit primaire.

Il nous reste maintenant à déterminer les amplitudes  $P_1, Q_1, P_2, Q_2$ , d'après les conditions initiales. Pour cela nous remarquerons que, quand on néglige les résistances, les équations (33) deviennent :

$$\begin{aligned} L_1 C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + v_1 &= 0, \\ L_2 C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + M C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + v_2 &= 0. \end{aligned}$$

Ces relations doivent être satisfaites pour toutes les valeurs de  $t$ . Or pour  $t=0$ , on a en appelant  $V$  la tension initiale dans le primaire :

$$v_1 = P_1 + Q_1 = V, \quad v_2 = P_2 + Q_2 = 0,$$

$$\frac{d^2 v_1}{dt^2} = -(m'^2 P_1 + m''^2 Q_1), \quad \frac{d^2 v_2}{dt^2} = -(m'^2 P_2 + m''^2 Q_2).$$

d'où en substituant :

$$L_1 C_1 (m'^2 P_1 + m''^2 Q_1) + M C_2 (m'^2 P_2 + m''^2 Q_2) - V = 0,$$

$$L_2 C_2 (m'^2 P_2 + m''^2 Q_2) + M C_1 (m'^2 P_1 + m''^2 Q_1) = 0.$$

On en déduit :

$$m'^2 P_1 + m''^2 Q_1 = \frac{V m_1^2}{1 - x^2},$$

$$m'^2 P_2 + m''^2 Q_2 = - \frac{V}{1 - x^2} M C_1 m_1^2 m_2^2.$$

Ce qui donne pour les amplitudes cherchées :

$$P_1 = \frac{V}{m'^2 - m''^2} \left( \frac{m_1^2}{1 - x^2} - m''^2 \right),$$

$$Q_1 = \frac{V}{m'^2 - m''^2} \left( m'^2 - \frac{m_1^2}{1 - x^2} \right),$$

$$P_2 = - Q_2 = - \frac{V}{m'^2 - m''^2} \frac{M C_1 m_1^2 m_2^2}{1 - x^2},$$

et enfin en remplaçant  $m'^2$  et  $m''^2$  par leurs valeurs (37) :

$$P_1 = \frac{V}{2} \left( 1 - \frac{m_1^2 - m_2^2}{\sqrt{(m_1^2 - m_2^2)^2 + 4 m_1^2 m_2^2 x^2}} \right),$$

$$Q_1 = \frac{V}{2} \left( 1 + \frac{m_1^2 - m_2^2}{\sqrt{(m_1^2 - m_2^2)^2 + 4 m_1^2 m_2^2 x^2}} \right),$$

$$P_2 = - Q_2 = V \frac{M C_1 m_1^2 m_2^2}{\sqrt{(m_1^2 - m_2^2)^2 + 4 m_1^2 m_2^2 x^2}}.$$

Lorsque les périodes propres des deux circuits  $m_1, m_2$  sont égales, on dit que ces circuits sont *en résonance* et on a alors :

$$P_1 = Q_1 = \frac{V}{2}, \quad P_2 = - Q_2 = \frac{V}{2} \cdot \frac{\sqrt{C_2}}{\sqrt{C_1}}.$$

On a toujours, dans chaque circuit, deux oscillations dont les périodes  $m'$   $m''$  sont :

$$m' = \frac{m}{\sqrt{1+x}}, \quad m'' = \frac{m}{\sqrt{1-x}} \quad (38)$$

que l'on obtient en faisant  $m_1 = m_2 = m$  dans les valeurs (37).

Si l'on désigne par  $\lambda \lambda' \lambda''$  les longueurs d'onde correspondant aux périodes  $m m' m''$  on a :

$$\lambda' = \lambda \sqrt{1+x}, \quad \lambda'' = \lambda \sqrt{1-x}.$$

Le coefficient  $x = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ , qui peut être au plus égal à l'unité, se nomme le *coefficient d'accouplement* des deux circuits. Lorsque sa valeur est élevée, c'est-à-dire voisine de l'unité, l'accouplement est dit *rigide* ou *serré*. Si au contraire la valeur de  $x$  est faible, par exemple inférieure à  $1/2$ , l'accouplement est *faible* ou *lâche*.

On voit que les ondes  $\lambda' \lambda''$  diffèrent d'autant plus que l'accouplement est plus serré. Elles deviendraient égales pour  $x = 0$ ; mais on aurait alors  $M = 0$ , de sorte que les oscillations disparaîtraient dans le circuit secondaire et on n'aurait plus qu'une seule oscillation dans le primaire, comme dans le cas d'un circuit unique.

On peut aisément se rendre compte de l'existence de ces deux oscillations. Considérons deux pendules  $p$  et  $p'$  que, pour plus de simplicité, nous prendrons de même longueur  $l$ . Supposons-les réunis par un lien sans pesanteur, mais élastique. Le pendule  $p$  étant mis en mouvement entraîne le pendule  $p'$ , mais le ressort est alternativement tendu et comprimé. Lorsqu'il est tendu, il ralentit le pendule  $p$  qui oscille alors comme s'il était remplacé par un pendule libre plus long, sa longueur étant augmentée d'une quantité  $lx$  proportionnelle à la fois à  $l$  et à l'élasticité  $x$  du ressort. Au contraire, pendant les périodes de compression du ressort, celui-ci

tend à accélérer le mouvement de  $p$ , qui peut alors être assimilé à un pendule plus court dont la longueur serait  $l - lx$ , si l'on admet que l'élasticité du ressort est la même dans les deux cas.

Le pendule  $p'$  peut donc être considéré comme soumis à l'action de deux pendules libres de longueurs :

$$l' = l + lx, \quad l'' = l - lx.$$

Les durées d'oscillation  $t'$  et  $t''$  étant en raison des racines carrées des longueurs, on a, en appelant  $t$  la durée d'oscillation du pendule de longueur  $l$  :

$$t' = t\sqrt{1+x}, \quad t'' = t\sqrt{1-x}.$$

Ce qui donne pour les périodes correspondantes :

$$m' = \frac{m}{\sqrt{1+x}}, \quad m'' = \frac{m}{\sqrt{1-x}}.$$

Un raisonnement analogue s'appliquerait au cas où les pendules  $p$  et  $p'$  seraient de longueurs différentes.

Considérons maintenant le cas où les résistances  $R_1, R_2$  ne peuvent pas être négligées. Il faut alors prendre l'équation complète du 4<sup>e</sup> degré (35). Les racines de cette équation, étant imaginaires, sont conjuguées deux à deux, de sorte que l'on peut poser :

$$\begin{aligned} \rho_1 &= -n' + m'\sqrt{-1}, & \rho_2 &= -n' - m'\sqrt{-1}, \\ \rho_3 &= -n'' + m''\sqrt{-1}, & \rho_4 &= -n'' - m''\sqrt{-1}. \end{aligned}$$

On aura donc en appliquant la formule d'Euler :

$$\begin{aligned} v_1 &= A_1 e^{-n't} (\cos m't + \sqrt{-1} \sin m't) \\ &+ A_2 e^{-n't} (\cos m't - \sqrt{-1} \sin m't) \\ &+ A_3 e^{-n''t} (\cos m''t + \sqrt{-1} \sin m''t) \\ &+ A_4 e^{-n''t} (\cos m''t - \sqrt{-1} \sin m''t). \end{aligned}$$

La valeur de  $v_1$  ne pouvant être imaginaire, on verrait comme précédemment que l'on peut écrire  $A_1 = A_2$ ,

$A_3 = A_4$  et par suite prendre pour  $v_1$  une expression de la forme :

$$v_1 = e^{-n't} P_1 \cos m't + e^{-n''t} Q_1 \cos m''t.$$

On trouvera de même :

$$v_2 = e^{-n't} P_2 \cos m't + e^{-n''t} Q_2 \cos m''t.$$

On a donc dans chaque circuit deux oscillations de périodes  $m'm''$ . Seulement dans ce cas ces oscillations sont amorties.

La solution complète de l'équation du 4<sup>e</sup> degré demande des calculs assez longs. On peut les simplifier en se contentant d'une solution approchée. Tout en tenant compte des résistances  $R_1 R_2$  des deux circuits, on admet cependant qu'elles sont assez faibles pour que leurs puissances soient négligeables. On pourra par suite négliger également les puissances de  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ .

Or, on a, entre les coefficients de l'équation et ses racines, les relations suivantes :

$$\rho_1 + \rho_2 + \rho_3 + \rho_4 = -2(n' + n'') = -\frac{2(\alpha_1 + \alpha_2)}{1 - x^2},$$

$$(\rho_1 + \rho_2)(\rho_3 + \rho_4) + \rho_1\rho_2 + \rho_3\rho_4 \\ = 4n'n'' + n'^2 + m'^2 + n''^2 + m''^2 = \frac{m_1^2 + m_2^2 + 4\alpha_1\alpha_2}{1 - x^2},$$

$$\rho_1\rho_2(\rho_3 + \rho_4) + \rho_3\rho_4(\rho_1 + \rho_2) \\ = -2n'(n''^2 + m''^2) - 2n''(n'^2 + m'^2) = -\frac{2(\alpha_1 m_2^2 + \alpha_2 m_1^2)}{1 - x^2},$$

$$\rho_1\rho_2\rho_3\rho_4 = (n'^2 + m'^2)(n''^2 + m''^2) = \frac{m_1^2 m_2^2}{1 - x^2}.$$

On voit que  $n'n''$  sont du même ordre de grandeur que  $\alpha_1\alpha_2$ ; on aura alors, en négligeant les puissances de  $n'n''$  ainsi que le produit  $\alpha_1\alpha_2$  :

$$n' + n'' = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{1 - x^2}, \quad m'^2 + m''^2 = \frac{m_1^2 m_2^2}{1 - x^2},$$

$$n'm''^2 + n''m'^2 = \frac{\alpha_1 m_2^2 + \alpha_2 m_1^2}{1 - x^2}, \quad m'^2 m''^2 = \frac{m_1^2 m_2^2}{1 - x^2}.$$



On obtient ainsi pour  $m'^2 m''^2$  les mêmes valeurs (37) que dans le cas où l'on négligeait complètement les résistances.

Les valeurs de  $m'^2 m''^2$  étant connues, on en déduit celles de  $n' n''$  :

$$n' = \frac{\alpha_1 m_2^2 + \alpha_2 m_1^2 - (\alpha_1 + \alpha_2) m'^2}{(m''^2 - m'^2)(1 - x^2)},$$

$$n'' = \frac{\alpha_1 m_2^2 + \alpha_2 m_1^2 - (\alpha_1 + \alpha_2) m''^2}{(m''^2 - m'^2)(1 - x^2)}.$$

Pour  $m_1^2 = m_2^2$ , ces valeurs se réduisent à

$$n' = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2(1 + x)}, \quad n'' = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2(1 - x)},$$

ou :

$$n' = \frac{\alpha}{1 + x}, \quad n'' = \frac{\alpha}{1 - x}, \quad .$$

en désignant par  $\alpha$  la moyenne de  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ . C'est donc l'onde la plus longue qui est la moins amortie.

Pour le calcul des amplitudes, on suivra la même marche que ci-dessus. Pour  $t = 0$ , on a :

$$v_1 = P_1 + Q_1 = V, \quad v_2 = P_2 + Q_2 = 0.$$

$$\frac{dv_1}{dt} = P_1 (n'' - n') - V n'', \quad \frac{dv_2}{dt} = P_2 (n'' - n'),$$

$$\frac{d^2v_1}{dt^2} = P_1 [(n'^2 - m'^2) - (n''^2 - m''^2)] + V (n''^2 - m''^2),$$

$$\frac{d^2v_2}{dt^2} = P_2 [(n'^2 - m'^2) - (n''^2 - m''^2)].$$

Si l'on néglige  $n'^2$  et  $n''^2$  devant  $m'^2$  et  $m''^2$ , les dérivées secondes peuvent s'écrire :

$$\frac{d^2v_1}{dt^2} = P_1 (m''^2 - m'^2) - V m''^2, \quad \frac{d^2v_2}{dt^2} = P_2 (m''^2 - m'^2).$$

En substituant ces valeurs dans les équations (33)

on aura deux relations qui permettront de déterminer  $P_1$  et  $P_2$ .

Nous développerons le calcul seulement pour le cas de la résonance, c'est-à-dire lorsqu'on a :

$$m_1^2 = m_2^2 = m^2.$$

On sait que dans ce cas :

$$m'^2 = \frac{m^2}{1+x}, \quad m''^2 = \frac{m^2}{1-x}, \quad n' = \frac{\alpha}{1+x}, \quad n'' = \frac{\alpha}{1-x}.$$

On en déduit pour les valeurs des tensions et de leurs dérivées à l'instant  $t = 0$  :

$$\begin{aligned} v_1 &= V, & v_2 &= 0, \\ \frac{dv_1}{dt} &= P_1 \frac{2\alpha x}{1-x^2} - V \frac{\alpha}{1-x}, & \frac{dv_2}{dt} &= P_2 \frac{2\alpha x}{1-x^2}, \\ \frac{d^2v_1}{dt^2} &= P_1 \frac{2m^2 x}{1-x^2} - V \frac{m^2}{1-x}, & \frac{d^2v_2}{dt^2} &= P_2 \frac{2m^2 x}{1-x^2}. \end{aligned}$$

Ce qui, en substituant, donne les deux équations :

$$P_1 (m^2 + 2\alpha_1\alpha) + \frac{M}{L_2} P_2 m^2 = \frac{V(1+x)}{2x} (m^2 x + 2\alpha_1\alpha),$$

$$P_2 (m^2 + 2\alpha_2\alpha) + \frac{M}{L_1} P_1 m^2 = \frac{V(1+x)M}{2x} \frac{M}{L_1} m^2,$$

d'où l'on tire :

$$P_1 = \frac{V(1+x)}{2x} \cdot \frac{(m^2 x + 2\alpha_1\alpha)(m^2 + 2\alpha_2\alpha) - m^4 x^2}{(m^2 + 2\alpha_1\alpha)(m^2 + 2\alpha_2\alpha) - m^4 x^2},$$

$$P_2 = \frac{V(1-x^2)}{2x} \cdot \frac{M}{L_1} \frac{m^4}{(m^2 + 2\alpha_1\alpha)(m^2 + 2\alpha_2\alpha) - m^4 x^2},$$

ou bien, en négligeant le produit  $L\alpha_1\alpha_2\alpha^2$  :

$$P_1 = \frac{V(1+x)}{2x} \cdot \frac{m^2 x (1-x) + 2\alpha(\alpha_1 + \alpha_2 x)}{m^2(1-x^2) + 4\alpha^2},$$

$$P_2 = \frac{V(1-x^2)}{2x} \cdot \frac{M}{L_1} \frac{m^2}{m^2(1-x^2) + 4\alpha^2}.$$

Lorsque les coefficients  $\alpha_1, \alpha_2$  sont nuls, on retrouve les valeurs :

$$P_1 = \frac{V}{2}, \quad P_2 = \frac{V}{2} \frac{\sqrt{C_1}}{\sqrt{C_2}}$$

que nous avons obtenues directement.

On voit que pour  $x = 1$  la valeur de  $P_2$  devient nulle; mais d'autre part pour  $x = 0$  on a  $M = 0$ , il n'y a plus d'induction et la tension  $v_2$  est constamment nulle dans le secondaire. Il y a donc entre 0 et 1 une valeur de l'accouplement qui correspond à un maximum d'effet; d'où la nécessité de disposer les circuits de manière à pouvoir faire varier l'accouplement.

Ainsi que nous l'avons dit ci-dessus, toutes les considérations relatives à l'accouplement s'appliquent à la réception comme à la transmission, dans le cas, bien entendu, où l'on emploie au poste récepteur le mode de montage que nous avons désigné sous le nom d'action indirecte par induction. Les circuits accouplés sont alors le circuit de l'antenne et le circuit du détecteur. Chacun d'eux est le siège de deux oscillations distinctes qui diffèrent d'autant plus que l'accouplement est plus serré.

Nous avons admis que le maximum d'effet correspond au cas où les circuits accouplés sont en résonance, c'est-à-dire où l'on a  $m_1^2 = m_2^2$ . C'est ce qu'on réalise séparément à la transmission et à la réception. Mais les deux antennes constituent elles-mêmes deux circuits accouplés qui doivent également être mis en résonance.

Il semble au premier abord que l'on devrait, en agissant sur l'accouplement, donner aux deux ondes de la réception des longueurs respectivement égales à celles des ondes de la transmission. Malheureusement cet accord a été reconnu impossible, en raison de la trop grande différence des valeurs que l'on est amené à donner aux divers éléments électriques des circuits, résistance, capacité, self-induction. On est alors obligé d'accorder la

réception sur une seule des ondes de la transmission, l'autre étant sacrifiée.

Dans ces conditions, il y a lieu de se demander quelle est celle des deux ondes de la transmission qu'il faut choisir. Ce sera évidemment celle à laquelle correspond la plus grande énergie et qui par suite aura la plus grande portée.

Nous avons trouvé, pour la tension dans le secondaire :

$$v_2 = P_2 (e^{-n't} \cos m't - e^{-n''t} \cos m''t).$$

Au même instant la valeur de l'intensité est :

$$i_2 = -C_2 \frac{dv_2}{dt}.$$

Par conséquent le courant qui correspond à la première onde est :

$$i'_2 = C_2 P_2 e^{-n't} (n' \cos m't + m' \sin m't),$$

dont l'amplitude maximum est  $C_2 P_2 \sqrt{n'^2 + m'^2}$ .

Or l'énergie qui correspond à un courant d'intensité  $i$  est proportionnelle à  $i^2$ . Il en résulte que le rapport des amplitudes maximums de l'énergie pour les deux ondes est :

$$\begin{aligned} \frac{n'^2 + m'^2}{n''^2 + m''^2} &= \frac{\alpha^2 + m^2 (1+x)}{\alpha^2 + m^2 (1-x)} \cdot \frac{(1-x)^2}{(1+x)^2} \\ &= \frac{\alpha^2 (1-x) + m^2 (1-x^2)}{\alpha^2 (1+x) + m^2 (1-x^2)} \cdot \frac{1-x}{1+x}. \end{aligned}$$

Sous cette dernière forme, on voit que ce rapport est inférieur à l'unité ; c'est donc pour l'onde la plus courte que l'énergie peut atteindre la plus grande valeur.

Mais il ne faut pas oublier que  $n'$  étant plus petit que  $n''$ , c'est également l'onde la plus courte qui est la plus amortie. On conçoit dès lors que si, au lieu de l'énergie correspondant à la plus grande amplitude de l'intensité, on considère l'énergie totale de la décharge,

c'est-à-dire celle qui correspond à un train d'ondes, cette dernière puisse l'emporter à son tour, puisqu'elle s'éteint moins vite.

C'est précisément ce qui a lieu dans la pratique, où l'on cherche à diminuer l'amortissement en réduisant le plus possible les résistances ohmiques. Il en résulte que finalement c'est l'onde la plus longue qu'il faut choisir, en sacrifiant la plus courte.

*Excitation indirecte par dérivation.* — Ce procédé de montage, décrit page 101, est reproduit dans la figure 73 en remplaçant toutefois l'antenne par un circuit fermé.

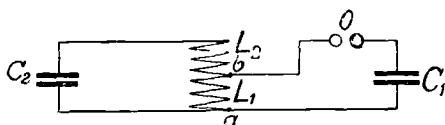


Fig. 73.

Nous appellerons circuit *primaire* le circuit  $abOC_1a$ , qui contient l'éclateur  $O$ , le condensateur  $C_1$  et une portion  $ab$  de l'antenne ou du circuit secondaire. Le circuit *secondaire* sera constitué par l'antenne tout entière, de sorte que la portion  $ab$  est commune aux deux circuits. Soient  $L_1$  la self de la partie  $ab$  et  $L_2$  celle de la partie extérieure à  $ab$ , de sorte que  $L_1 + L_2$  est la self totale du circuit secondaire. Soit enfin  $C_2$  la capacité de l'antenne, que nous supposerons représentée par un condensateur.

On pourra écrire comme il suit les équations des courants  $i_1, i_2$  dans les deux circuits, en admettant que leurs résistances ohmiques peuvent être négligées.

Considérons d'abord le primaire. L'intensité du courant étant  $i_1$  dans la portion  $aC_1b$ , la partie  $ab$  est traversée par un courant  $i_1 + i_2$ . On aura donc :

$$L_1 \left( \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) = v_1.$$

Pour le circuit secondaire, nous aurons dans la partie  $ab$ , une intensité  $i_1 + i_2$  et, en dehors de  $ab$ , une intensité  $i_2$ , ce qui donne :

$$L_1 \left( \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) + L_2 \frac{di_2}{dt} = v_2.$$

D'où en retranchant :

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = v_2 - v_1$$

ou

$$v_1 = v_2 - L_2 \frac{di_2}{dt}.$$

Or, on a :

$$i_1 = -C_1 \frac{dv_1}{dt}, \quad i_2 = -C_2 \frac{dv_2}{dt},$$

d'où :

$$v_1 = v_2 + L_2 C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2}.$$

L'équation de la tension primaire peut alors s'écrire :

$$L_1 \left( C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} \right) + v_1 = 0,$$

ou en remplaçant  $v_1$  par sa valeur :

$$L_1 C_1 L_2 C_2 \frac{d^4 v_2}{dt^4} + (L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_1 C_2) \frac{d^2 v_2}{dt^2} + v_2 = 0.$$

Désignons encore par  $m_1, m_2$  les périodes propres des deux circuits ou :

$$m_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}, \quad m_2^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2) C_2}.$$

On a alors :

$$\frac{L_2}{L_1 + L_2} \cdot \frac{d^4 v_2}{dt^4} + (m_1^2 + m_2^2) \frac{d^2 v_2}{dt^2} + m_1^2 m_2^2 v_2 = 0,$$

ou en posant  $\frac{L_1}{L_1 + L_2} = y^2$

$$(1 - y^2) \frac{d^4 v_2}{dt^4} + (m_1^2 + m_2^2) \frac{d^2 v_2}{dt^2} + m_1^2 m_2^2 v_2 = 0.$$

Cette équation est identique à l'équation que nous avons établie pour l'accouplement par induction, avec cette seule différence que le coefficient d'accouplement  $x$  est remplacé par  $y$ .

Le coefficient  $x$  est défini par la relation :

$$M^2 = x^2 L_1 L_2,$$

dans laquelle  $L_1 L_2$  sont les selfs des circuits accouplés par induction et  $M$  leur coefficient d'induction mutuelle. Or si  $x$  est inférieur à l'unité, cela revient à considérer le circuit secondaire comme composé de deux parties, l'une de self  $L'_2$  accouplée rigidement avec le primaire, de telle sorte que

$$M^2 = L_1 L'_2,$$

l'autre partie, de self  $L_2 - L'_2$ , ayant avec le primaire un accouplement nul. On a alors :

$$x^2 = \frac{L'_2}{L_2},$$

c'est-à-dire que, dans les deux cas, les coefficients  $x$  et  $y$  représentent le rapport de la self de la partie accouplée avec la self totale de l'antenne.

Nous pourrions donc appliquer à l'excitation par dérivation toutes les conclusions établies pour l'accouplement par induction. Donnant également à  $y$  le nom de coefficient d'accouplement, nous dirons encore que les circuits sont en résonance pour  $m_1^2 = m_2^2$ . Nous aurons donc dans chaque circuit deux ondes de périodes  $m'$   $m''$  qui, pour le cas de la résonance, se réduisent à :

$$m' = \frac{m}{\sqrt{1+y}}, \quad m'' = \frac{m}{\sqrt{1-y}},$$

avec des longueurs d'ondes :

$$\lambda' = \lambda \sqrt{1+y}, \quad \lambda'' = \lambda \sqrt{1-y},$$

$\lambda$  étant la longueur d'onde qui correspond à la période commune  $m = m_1 = m_2$ .

Si maintenant l'on tient compte des résistances, on pourra reproduire les mêmes calculs que précédemment. Les deux ondes sont alors amorties et, pour le cas de la résonance, on trouve :

$$n' = \frac{\alpha}{1 + y}, \quad n'' = \frac{\alpha}{1 - y},$$

$\alpha$  étant la moyenne  $\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}$  des amortissements des circuits pris séparément.

Dans ce cas, on trouvera encore qu'il existe entre 0 et 1 une valeur de l'accouplement  $y$ , qui correspond au maximum d'effet.

*Réglages.* — En résumé, il résulte des considérations

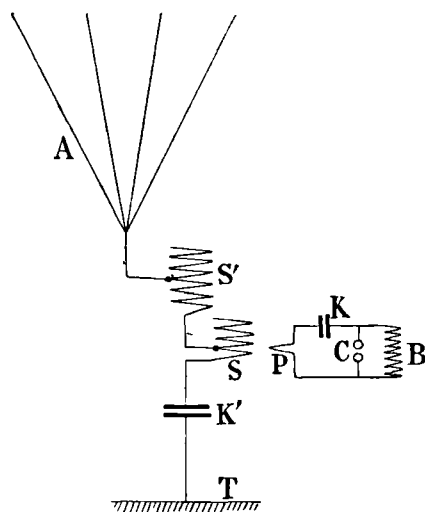


Fig. 74.

théoriques exposées ci-dessus que l'on aura à opérer les réglages suivants.



A la transmission, les deux circuits accouplés doivent être mis en résonance et il en est de même pour les deux circuits de la réception. En outre, la réception doit être accordée sur l'onde la plus longue de la transmission. Enfin les accouplements doivent être réglés de manière à obtenir le maximum d'effet.

C'est par tâtonnements que l'on opère ces différents

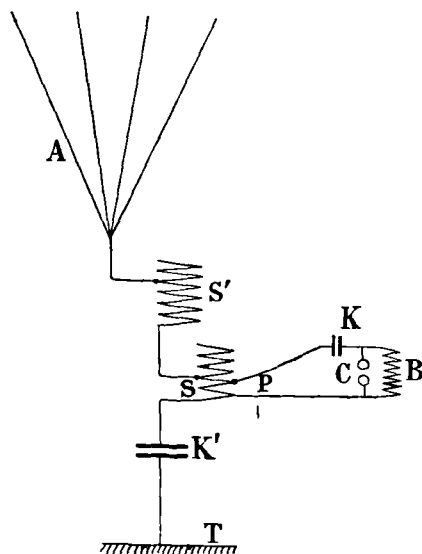


Fig. 75.

réglages. Prenons d'abord, à la transmission, l'excitation par induction. Le montage dont le principe est indiqué par la figure 45 (page 100) est alors complété comme l'indique la figure 74.

On commence par établir la résonance entre le circuit exciteur et celui de l'antenne. Pratiquement, on arrive à ce résultat en agissant sur la self  $S'$  et la capacité  $K'$ , qui sont toutes deux variables ; un ampèremètre thermique, placé en dérivation au pied de l'antenne, indique le moment où l'effet est maximum.

On fait ensuite varier l'accouplement en modifiant, à l'aide d'un curseur, le nombre des spires utilisées dans le secondaire S du Tesla. On obtiendrait le même résultat en faisant varier la distance entre S et le primaire P, le nombre de spires de S restant alors constant.

En modifiant ainsi l'accouplement, on détruit la résonance primitivement établie entre le circuit de l'antenne

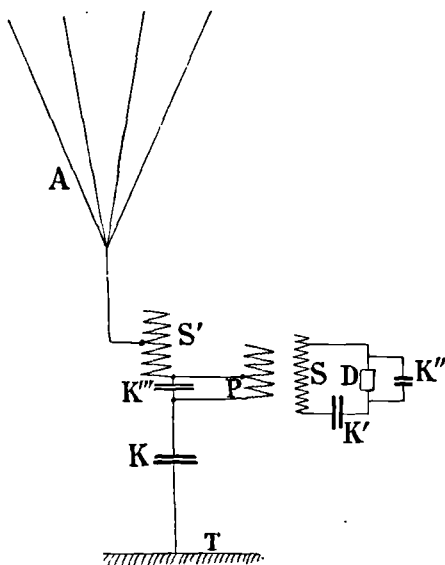


Fig. 76.

et le circuit excitateur. On agit alors de nouveau sur la self S' et la capacité K' pour rétablir l'accord primitif et on continue ainsi par des tâtonnements successifs jusqu'à ce que le maximum d'effet soit obtenu.

Dans le cas de l'excitation par dérivation, le montage est celui de la figure 76, dont le principe est le même que celui de la figure 46 (page 101).

Comme nous l'avons dit précédemment, c'est ce dernier procédé qui est employé de préférence pour la trans-

mission. A la vérité, avec l'excitation par dérivation, il est plus difficile de réaliser des accouplements très lâches ; mais cela n'a pas grand inconvénient dans la pratique, puisque ce sont les accouplements moyens qui sont les plus avantageux.

Si l'on considère maintenant la réception, on trouve des dispositions analogues. La figure 76 représente le montage complet pour l'action par induction. C'est alors

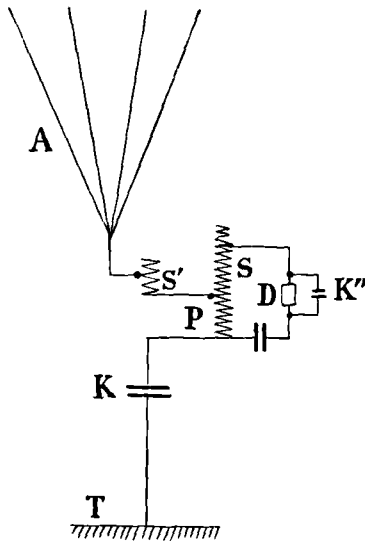


Fig. 77.

le primaire P' du transformateur que l'on fait varier pour modifier l'accouplement. Dans ce cas, la self S' et le condensateur K placés sur l'antenne sont destinés à accorder l'antenne réceptrice sur la longueur d'onde de la transmission. Une fois cet accord établi, il ne doit plus être changé. On se sert du condensateur K''' pour compenser la variation de self produite dans le circuit de l'antenne par le réglage de l'accouplement. Enfin par le réglage des condensateurs K' et K'', on rétablit la réso-

nance entre l'antenne et le circuit du détecteur, qui avait été détruite par le réglage de l'accouplement.

Pour l'action indirecte par dérivation, le montage serait celui de la figure 77, la destination des divers organes étant la même que dans le cas précédent.

Nous avons dit plus haut que, pour la réception, on donne la préférence à l'action par induction, car il n'y a pas lieu alors de tenir compte des difficultés d'isolement, et les réglages sont beaucoup plus précis lorsque les circuits sont complètement séparés.

---

## CHAPITRE IX

### AMORTISSEMENT

---

Nous avons vu que la décharge d'un condensateur donne naissance à un courant oscillatoire dont l'intensité est donnée par la formule :

$$i = \frac{V_0}{mL} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin mt.$$

Le facteur exponentiel montre qu'il y a *amortissement*, c'est-à-dire que l'amplitude diminue progressivement pour s'annuler au bout d'un temps qui théoriquement serait infini, mais qui pratiquement est d'autant plus court que la valeur de la résistance R est plus grande.

Désignons par  $I_1, I_2, I_3, \dots$  les valeurs de l'intensité aux instants  $\frac{T}{4}, \frac{5T}{4}, \frac{9T}{4}, \dots$  c'est-à-dire les amplitudes successives, *de même sens* ; et posons  $\frac{R}{2L} = \alpha$  ; nous aurons :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_2}{I_3} = \dots = e^{\alpha T}$$

d'où :

$$\log \frac{I_1}{I_2} = \log \frac{I_2}{I_3} = \dots = \alpha T = \gamma.$$

Ce nombre  $\gamma$  est le *décément logarithmique*, et le rapport  $\alpha$  est le *facteur d'amortissement*.

Le premier maximum ayant lieu pour  $t = \frac{T}{4}$ , on a :

$$I_1 = \frac{V_0}{mL} e^{-\frac{\alpha T}{4}} = \frac{V_0}{mL} e^{-\frac{\gamma}{4}},$$

d'où :

$$\frac{V_0}{mL} = I_1 e^{\frac{\gamma}{4}}.$$

Le courant peut donc s'écrire en fonction de l'amplitude maximum

$$i = I_1 e^{\frac{\gamma}{4}} e^{-\alpha t} \sin mt.$$

Lorsqu'il s'agit d'un circuit fermé sur un condensateur et constitué par un conducteur peu résistant, l'amortissement, dû alors uniquement à la résistance ohmique, est assez faible et l'on peut appliquer la formule de Thomson :

$$T = 2\pi \sqrt{LC},$$

d'où l'on déduit :

$$\gamma = \pi R \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}}.$$

La résistance n'est pas la seule cause qui intervienne pour diminuer l'amplitude des oscillations. Il faudrait y joindre encore l'hystérésis diélectrique du condensateur, l'échauffement de ce diélectrique, les pertes par les pointes, arêtes, etc. Ces diverses causes d'amortissement sont en général assez faibles. Mais il en est une autre qui, dans certains cas, acquiert une influence prépondérante, c'est la radiation de l'énergie dans l'espace. Nous avons vu, dans le chapitre V, comment le théorème de Poynting permet de déterminer sa valeur dans différentes directions. C'est elle qui est utilisée en télégraphie sans fil, et l'antenne est précisément disposée de façon à la rendre aussi intense que possible. Il en résulte que, dans

le cas de l'excitation directe, l'amortissement de l'antenne est dû à peu près exclusivement à la radiation.

Dans un circuit fermé au contraire, on a des éléments parallèles parcourus par des courants de sens inverses. Un pareil circuit rayonne donc peu et n'a qu'un amortissement faible dû seulement à la résistance.

Quelle que soit la cause de l'amortissement, on a toujours pour le décrément :

$$\gamma = \log \frac{I_1}{I_2} = \log \frac{I_2}{I_3} = \dots = \log \frac{I_1}{I_n}.$$

On en déduit

$$\log \frac{I_1}{I_2} + \log \frac{I_2}{I_3} + \dots + \log \frac{I_{n-1}}{I_n} = \log \frac{I_1}{I_n} = (n - 1) \gamma.$$

Si l'on se donne le rapport  $\frac{I_1}{I_n}$ , on voit que l'on pourra calculer  $n$ , à la condition de connaître  $\gamma$ . D'une manière générale, la connaissance du décrément permet de déterminer le nombre d'oscillations d'un train d'ondes, en admettant que l'on néglige celles dont l'amplitude ne dépasse pas une fraction donnée de l'amplitude initiale.

Si par exemple on prend  $\frac{I_1}{I_n} = 100$ , on a :

$$n = \frac{\log 100 + \gamma}{\gamma} = \frac{4.60}{\gamma} + 1.$$

Par conséquent pour  $\gamma = 0,2$ , il suffit de 25 oscillations environ, pour que l'amplitude tombe à  $\frac{1}{100}$  de sa valeur initiale.

La connaissance de l'amortissement présente donc un certain intérêt et de nombreuses études ont été faites en vue de sa détermination. C'est seulement dans des cas très simples que cette détermination peut être réalisée par le calcul.

Considérons d'abord le circuit simple contenant un condensateur. Nous avons vu que, dans ce cas, on peut prendre :

$$\gamma = \pi R \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}}$$

Le décrétement dépend alors de la résistance, de la capacité et de la self du circuit. Nous avons vu, dans un chapitre précédent comment on peut calculer ou mesurer les quantités  $C$  et  $L$ . Quant à la résistance, on sait que pour les courants alternatifs, il faut prendre une valeur  $R_1$ , différente de la résistance  $R_0$ , qui se rapporte au courant continu. Les formules établies à cet effet par lord Kelvin sont d'ailleurs assez compliquées et le calcul de  $R_1$  ne peut se faire qu'à l'aide de tables dressées spécialement pour cet usage.

La méthode de M. Boucherot<sup>(1)</sup> permet au contraire d'obtenir très simplement cette résistance. Les courants alternatifs pouvant être considérés comme localisés à la surface des conducteurs, M. Boucherot s'est proposé de déterminer l'épaisseur  $\varepsilon$  de la couche superficielle ou, comme il l'appelle, de la *coque* qui contient ces courants, de telle sorte que la résistance de cette coque, calculée pour un courant continu, soit la même que celle du conducteur tout entier pour le courant alternatif considéré.

En supposant d'abord le conducteur formé d'un mur indéfini et limité par une surface plane, M. Boucherot a obtenu la formule :

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2 \pi \mu c m}}$$

dans laquelle  $\mu$  est la perméabilité magnétique de la substance qui forme le conducteur,  $c$  sa conductivité et

---

1. *Bulletin de la Société internationale des électriciens*, novembre 1908.



$m = \frac{2\pi}{T}$  la pulsation du courant dont la période a une durée  $T$ .

L'expérience a ensuite montré que cette formule peut être appliquée avec une approximation largement suffisante aux conducteurs ordinaires, pourvu que leurs dimensions transversales soient au moins égales à six fois  $\epsilon$ . Par conséquent, dans le cas d'un conducteur cylindrique ou prismatique, il suffit, pour obtenir  $R_1$ , de prendre la résistance au courant continu d'un conducteur dont la section serait égale au produit de  $\epsilon$  par le contour du conducteur considéré.

Dans le cuivre on a  $\mu = 1$ . Pour un courant de fréquence 50, on trouve  $\epsilon = 9$  mm et pour des oscillations de fréquence  $10^6$ , on a  $\epsilon = 0,065$  mm.

Dans la terre on a encore  $\mu = 1$ . Pour un courant de fréquence 50, on aurait  $\epsilon = 600$  m, tandis que pour la fréquence  $10^6$ , on a  $\epsilon = 4,3$  m.

Lorsque le conducteur est en fer la perméabilité prend une valeur considérable qui augmente avec la fréquence. Or, même aux basses fréquences, la perméabilité est au moins égale à 100, ce qui donne  $\epsilon = 0,015$  mm. Pour les oscillations hertziennes on a  $\mu = 1600$  et  $\epsilon = 0,004$  mm.

La conséquence est que les conducteurs en fer présentent une résistance considérable pour les oscillations et doivent être rigoureusement proscrits dans les installations de télégraphie sans fil. En particulier, les antennes en fil de fer donnent des résultats médiocres pour la réception et très mauvais pour la transmission. Les conducteurs les plus avantageux sont de larges bandes de cuivre ayant de 0,5 à 1 mm d'épaisseur.

Si la décharge du condensateur est produite par un éclateur, la résistance totale  $R$  se compose de deux parties.

$$R = R_1 + R_2,$$

$R_1$  étant la résistance du conducteur calculée par la

formule ci-dessus et  $R_2$  représentant la résistance de l'étincelle.

En ce qui concerne la résistance  $R_2$  de l'étincelle, on a reconnu que, pour une distance explosive et une différence de potentiel déterminées, la valeur de cette résistance augmente quand la capacité  $C$  diminue et quand la self-induction  $L$  augmente.

D'autre part, toutes choses égales d'ailleurs,  $R_2$  augmente d'abord lentement avec la distance explosive, puis très vite.

La nature du métal sur lequel jaillit l'étincelle a également une certaine influence sur la résistance. L'étain, le plomb, le zinc sont les métaux qui conviennent le mieux.

Enfin, d'après Zenneck, la résistance de l'étincelle varie comme l'inverse de l'intensité du courant.

L'étude complète de l'étincelle oscillante est encore à faire. On a remarqué seulement qu'elle se compose de deux parties : un trait central rectiligne, très brillant, et une gaine dont l'épaisseur et l'éclat varient suivant le degré d'amortissement.

Lorsque l'amortissement est dû à peu près en entier à la radiation, le calcul du décrétement est plus difficile. M. Max Abraham a appliqué le théorème de Poynting au cas d'un ellipsoïde et, en assimilant l'antenne à un ellipsoïde de révolution très allongé, il a obtenu la formule :

$$\gamma = \frac{2,44}{\log \frac{2l}{r}},$$

qui donne le décrétement d'une antenne formée par un fil vertical de longueur  $l$  et de rayon  $r$ .

Cette formule ne s'applique qu'au cas de l'antenne simple. Pour les antennes multiples, l'amortissement dépend du nombre des branches et de leur écartement,

comme le montre le raisonnement suivant, dû à M. Poincaré<sup>1</sup>.

Soit  $n$  le nombre des branches et  $i$  l'intensité, supposée la même dans chacune d'elles. Le vecteur de Poynting étant proportionnel à  $ni$ , l'énergie rayonnée est proportionnelle à  $n^2 i^2$ . Quant à l'énergie totale, elle comprend :

1° l'énergie due à la self-induction, soit  $\frac{Li^2}{2}$  pour une branche, et  $n \frac{Li^2}{2}$  pour l'ensemble; 2° l'énergie due à l'induction mutuelle, soit  $\Sigma Mi^2$ ,  $M$  étant le coefficient d'induction mutuelle de deux branches.

L'amortissement est donc proportionnel à

$$\frac{n^2 i^2}{n \frac{Li^2}{2} + \Sigma Mi^2} = \frac{n^2}{\frac{nL}{2} + \Sigma M}$$

On voit par cette formule que, si  $n$  augmente, il en est de même de l'amortissement; de plus, si l'écartement des branches augmente,  $M$  diminue ainsi que  $\Sigma M$  et l'amortissement croît.

La formule d'Abraham ne s'applique pas davantage à l'excitation indirecte. Dans ce cas on a, comme nous l'avons vu, deux circuits, dont l'un, le primaire, est un circuit fermé ayant un faible amortissement, tandis que le circuit secondaire, qui est constitué par l'antenne, a un amortissement considérable.

Lorsque les deux circuits sont accouplés, l'énergie qui se dégage d'abord dans le primaire est ensuite transmise au secondaire qui la rayonne, mais à mesure qu'elle lui parvient, c'est-à-dire beaucoup moins vite que si elle lui était fournie directement en bloc. Il semble par suite qu'il y a avantage à prendre un accouplement excessive-

---

1. H. POINCARÉ, Conférences sur la télégraphie sans fil, faites en 1908 à l'École supérieure des postes et télégraphes.

ment lâche. Il ne faudrait pas cependant aller trop loin, car l'amortissement du primaire, tout en étant très faible, n'est pas nul, et, si l'on prenait un accouplement trop lâche, l'énergie du primaire se dissiperait avant d'avoir le temps de passer secondaire<sup>1</sup>.

On voit par ce qui précède que le calcul de l'amortissement au moyen des éléments du circuit est le plus souvent rendu impossible par la difficulté de déterminer ces éléments d'une manière suffisamment précise. Il faut alors avoir recours à la mesure directe, qui pourra au contraire, dans certains cas, servir à obtenir ces éléments.

C'est ainsi qu'en cherchant à vérifier la formule d'Abraham, M. Tissot a trouvé pour une même antenne un amortissement variant du simple au double, suivant que cette antenne est à bord d'un navire ou à terre. M. Poincaré explique ce résultat par l'augmentation de résistance de la prise de terre dans le second cas, tandis que sur mer, l'amortissement dû à la résistance était négligeable. On conçoit alors que la mesure directe de l'amortissement puisse être utilisée pour renseigner sur la valeur de la mise à terre.

De même dans le chapitre précédent, nous avons trouvé pour les facteurs d'amortissement des oscillations qui prennent naissance dans deux circuits accouplés :

$$n' = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2(1+x)}, \quad n'' = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2(1-x)}.$$

Ces formules pourraient à la rigueur servir à calculer les amortissements, mais à la condition de connaître l'accouplement  $x$ . Si au contraire on mesure directement les amortissements, on pourra déduire des mêmes formules la valeur de l'accouplement.

→ Pour la mesure des amortissements, on applique une

---

1. H. POINCARÉ, *loc. cit.*

méthode due à Bjerkness et fondée sur l'emploi des courbes de résonance.

Soient RLC les éléments électriques du circuit à étudier. Plaçons dans son voisinage un autre circuit dans lequel on produira des oscillations de période  $m'$ ; ce dernier circuit, formant primaire, induit dans le circuit donné, qui joue le rôle de secondaire, des oscillations amorties de même période.

En réalité, il faudrait, comme on l'a fait dans l'étude des circuits accouplés, tenir compte de l'action réciproque des deux circuits; mais nous supposons l'accouplement assez lâche pour qu'on puisse négliger la réaction du secondaire sur le primaire et nous pourrions alors considérer le circuit à étudier comme s'il était seul et contenant une force électromotrice de la forme  $e^{-\alpha_1 t} E \cos m't$ .

L'équation de la tension dans ce circuit est alors :

$$LC \frac{d^2v}{dt^2} + RC \frac{dv}{dt} + v = e^{-\alpha_1 t} E \cos m't,$$

ou en posant :

$$\frac{1}{LC} = m_2^2, \quad \frac{R}{L} = 2\alpha_2,$$

$$\frac{d^2v}{dt^2} + 2\alpha_2 \frac{dv}{dt} + m_2^2 v = m_2^2 e^{-\alpha_1 t} E \cos m't. \quad (39)$$

Posons :

$$v = e^{-\alpha_1 t} (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't). \quad (40)$$

Si l'on substitue cette valeur de  $v$  dans (39), on obtient, en égalant séparément les coefficients de  $\sin m't$  et  $\cos m't$ , deux équations qui permettent de déterminer  $A_1$  et  $B_1$ . Il en résulte que (40) est une solution particulière de (39). On aura donc l'intégrale générale de (39) en ajoutant à (40) l'intégrale générale de l'équation (39) privée de son second membre, c'est-à-dire de :

$$\frac{d^2v}{dt^2} + 2\alpha_2 \frac{dv}{dt} + m_2^2 v = 0.$$

Or on sait que l'intégrale de cette équation peut s'écrire :  $e^{-\alpha_2 t} (A_2 \sin m''t + B_2 \cos m''t)$ . En effet, on a une équation à coefficients constants qui admet comme intégrale générale :

$$v = A e^{\rho_1 t} + A' e^{\rho_2 t},$$

$\rho_1$  et  $\rho_2$  étant les racines de :

$$\rho^2 + 2\alpha_2 \rho + m_2^2 = 0,$$

d'où :

$$\rho = -\alpha_2 \pm \sqrt{\alpha_2^2 - m_2^2},$$

ou en posant  $m''^2 = m_2^2 - \alpha_2^2$

$$\rho_1 = -\alpha_2 + m'' \sqrt{-1}, \quad \rho_2 = -\alpha_2 - m'' \sqrt{-1}.$$

Ce qui donne pour  $v$  une expression qui ramenée à la forme réelle, comme nous l'avons déjà vu plusieurs fois, est de la forme indiquée ci-dessus.

On aura donc pour l'intégrale générale de (39) :

$$v = e^{-\alpha_1 t} (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't) \\ + e^{-\alpha_2 t} (A_2 \sin m''t + B_2 \cos m''t).$$

Pour calculer  $A_1$  et  $B_1$ , nous avons vu qu'il faut faire dans l'équation (39)

$$v = e^{-\alpha_1 t} (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't).$$

Ce qui donne :

$$(\alpha_1^2 - m'^2) (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't) - 2\alpha_1 m' (A_1 \cos m't - B_1 \sin m't) \\ - 2\alpha_1 \alpha_2 (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't) + 2\alpha_2 m' (A_1 \cos m't - B_1 \sin m't) \\ + m_2^2 (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't) = m_2^2 E \cos m't.$$

Ou en remarquant que  $m_2^2 = m''^2 + \alpha_2^2$  :

$$[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + m''^2 - m'^2] (A_1 \sin m't + B_1 \cos m't) \\ - 2m' (\alpha_1 - \alpha_2) (A_1 \cos m't - B_1 \sin m't) = m_2^2 E \cos m't.$$

Égalant les coefficients de  $\sin m't$  et  $\cos m't$ , on obtient les deux équations :

$$[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + m''^2 - m'^2] A_1 + 2 m' (\alpha_1 - \alpha_2) B_1 = 0,$$

$$[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + m''^2 - m'^2] B_1 - 2 m' (\alpha_1 - \alpha_2) A_1 = m_2^2 E,$$

d'où l'on tire pour les valeurs de  $A_1$  et  $B_1$  :

$$A_1 = - \frac{2 m' (\alpha_1 - \alpha_2) m_2^2 E}{[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + m''^2 - m'^2]^2 + 4 m'^2 (\alpha_1 - \alpha_2)^2},$$

$$B_1 = \frac{m_2^2 E [(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + m''^2 - m'^2]}{[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + m''^2 - m'^2]^2 + 4 m'^2 (\alpha_1 - \alpha_2)^2}.$$

Posons :

$$m' + m'' = 2 m, \quad m' - m'' = 2 n,$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 2 \alpha, \quad \alpha_1 - \alpha_2 = 2 \varepsilon.$$

Les valeurs ci-dessus deviennent :

$$A_1 = - \frac{m_2^2 E}{4} \cdot \frac{(m + n) \varepsilon}{(\varepsilon^2 - mn)^2 + \varepsilon^2 (m + n)^2},$$

$$B_1 = \frac{m_2^2 E}{4} \cdot \frac{\varepsilon^2 - mn}{(\varepsilon^2 - mn)^2 + \varepsilon^2 (m + n)^2}.$$

Dans la pratique, les différences  $n$  et  $\varepsilon$  sont toujours très faibles; nous les supposons assez petites par rapport à  $m$  pour que l'on puisse remplacer  $\varepsilon(m + n)$  par  $\varepsilon m$  et  $\varepsilon^2 - mn$  par  $-mn$ <sup>1</sup>. Les valeurs de  $A_1 B_1$  se réduisent alors à :

$$A_1 = - \frac{m_2^2 E \varepsilon}{4 m (n^2 + \varepsilon^2)}, \quad B_1 = - \frac{m_2^2 E n}{4 m (n^2 + \varepsilon^2)}.$$

1. On obtient alors des solutions approchées, suffisantes pour la pratique, ainsi que l'a montré Bjerkness, qui a fait une étude complète de l'amortissement (*Wied. ann.*, t. LV, 1895).

Voir aussi à ce sujet le mémoire de M. Tissot : *Étude de la résonance des systèmes d'antennes dans la télégraphie sans fil*. — Paris, Gauthier-Villars, 1906.

Pour avoir  $A_2$  et  $B_2$ , nous remarquerons que pour  $t = 0$  on a :

$$v = 0 \quad \frac{dv}{dt} = 0,$$

d'où l'on déduit :

$$B_1 + B_2 = 0, \quad m'A_1 + m''A_2 = 2 \epsilon B,$$

ce qui donne :

$$B_2 = \frac{m_2^2 E n}{4 m (n^2 + \epsilon^2)}, \quad A_2 = \frac{m_2^2 E \epsilon}{4 (n^2 + \epsilon^2) (m - n)}.$$

Si l'on conserve le même degré d'approximation que précédemment, la valeur de  $A_2$  se réduit à :

$$A_2 = \frac{m_2^2 E \epsilon}{4 m (n^2 + \epsilon^2)}.$$

En résumé, si l'on prend :

$$A = A_1 = - A_2 = - \frac{m_2^2 E \epsilon}{4 m (n^2 + \epsilon^2)},$$

$$B = B_1 = - B_2 = - \frac{m_2^2 E n}{4 m (n^2 + \epsilon^2)},$$

la valeur de  $v$  peut s'écrire :

$$v = e^{-\alpha_1 t} (A \sin m' t + B \cos m' t) \\ - e^{-\alpha_2 t} (A \sin m'' t + B \cos m'' t).$$

On voit que le circuit secondaire est le siège de deux oscillations : l'une  $m'$  dont la période est celle de la force électromotrice due à la décharge du condensateur  $C_1$  dans le primaire, et l'autre  $m''$  qui dépend des éléments du circuit secondaire.

Supposons maintenant que l'on fasse varier  $m'$  en faisant varier la capacité  $C_1$ , les autres éléments du primaire restant les mêmes, et pour étudier les effets de cette variation, plaçons dans le secondaire un appareil de mesure tel qu'un ampèremètre thermique.



Le courant  $i = -C \frac{dv}{dt}$ , qui traverse l'ampèremètre à un instant donné, est dû à la superposition des courants correspondant aux deux oscillations  $m'$  et  $m''$ . Ces courants étant amortis, on ne peut plus considérer les intensités efficaces qui n'ont plus de signification.

Mais on peut remarquer qu'à chaque décharge, les mêmes phénomènes se reproduisent périodiquement et comme l'instrument ne prend pas instantanément sa position d'équilibre, on peut admettre que ses indications sont proportionnelles à l'intégrale  $\int i^2 dt$  étendue à un train d'ondes. Si l'on admet en outre que la décharge est complète, on pourra considérer l'intégrale entre 0 et  $\infty$ .

Nous avons donc à calculer :

$$\int_0^\infty i^2 dt = C^2 \int_0^\infty \left( \frac{dv}{dt} \right)^2 dt.$$

Or, on a :

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} = & e^{-\alpha_1 t} [-\alpha_1 (A \sin m' t + B \cos m' t) + m' (A \cos m' t - B \sin m' t)] \\ & - e^{-\alpha_2 t} [-\alpha_2 (A \sin m'' t + B \cos m'' t) + m'' (A \cos m'' t - B \sin m'' t)]. \end{aligned}$$

En développant  $\left( \frac{dv}{dt} \right)^2$  et conservant le même degré d'approximation, c'est-à-dire en continuant à négliger les puissances de  $n$  et de  $\epsilon$ , ainsi que le produit  $n\epsilon$ , on obtient :

$$\left( \frac{dv}{dt} \right)^2 = (A^2 + B^2) \left[ \frac{m'^2}{2} e^{-2\alpha_1 t} + \frac{m''^2}{2} e^{-2\alpha_2 t} - m' m'' e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)t} \cos(m' - m'')t \right].$$

Or on sait que :

$$\int_0^\infty e^{-ax} dx = \frac{1}{a}, \quad \int_0^\infty e^{-ax} \cos bx dx = \frac{a}{a^2 + b^2}.$$

On aura donc en appliquant ces formules :

$$\int_0^\infty \left( \frac{dv}{dt} \right)^2 dt = (A^2 + B^2) \left[ \frac{m'^2}{4\alpha_1} + \frac{m''^2}{4\alpha_2} - m' m'' \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)}{(\alpha_1 + \alpha_2)^2 + (m' - m'')^2} \right].$$

On a d'ailleurs :

$$\frac{m'^2}{4\alpha_1} + \frac{m''^2}{4\alpha_2} = \frac{(m^2 + n^2 + 2mn)\alpha_2 + (m^2 + n^2 - 2mn)\alpha_1}{4\alpha_1\alpha_2},$$

qui se réduit à :

$$\frac{m^2(\alpha_1 + \alpha_2)}{4\alpha_1\alpha_2}.$$

De même :

$$m'm'' = m^2 - n^2,$$

se réduit à  $m^2$ .

Donc :

$$\int_0^\infty \left(\frac{dv}{dt}\right)^2 dt = (A^2 + B^2) \frac{m^2(\alpha_1 + \alpha_2)}{4} \left(\frac{1}{\alpha_1\alpha_2} - \frac{1}{\alpha^2 + n^2}\right);$$

Ou en remarquant que  $\alpha_1\alpha_2 = \alpha^2 - \varepsilon^2$

$$\int_0^\infty \left(\frac{dv}{dt}\right)^2 dt = (A^2 + B^2) \frac{m^2\alpha(n^2 + \varepsilon^2)}{2\alpha_1\alpha_2(\alpha^2 + n^2)}.$$

Ce qui donne enfin en remplaçant A et B par leurs valeurs :

$$\int_0^\infty i^2 dt = \frac{E^2}{16L^2} \cdot \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\alpha_1\alpha_2} \cdot \frac{1}{(\alpha_1 + \alpha_2)^2 + (m' - m'')^2}.$$

Lorsque  $m'$  varie, cette expression passe, pour  $m' = m''$ , par un maximum dont la valeur est :

$$\frac{E^2}{16L^2} \frac{1}{\alpha_1\alpha_2(\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

Si l'on désigne par  $y$  les indications de l'ampèremètre, qui sont proportionnelles à  $\int_0^\infty i^2 dt$ , et par  $Y$  celle qui correspond au maximum, on aura :

$$y = Y \frac{(\alpha_1 + \alpha_2)^2}{(\alpha_1 + \alpha_2)^2 + (m' - m'')^2},$$

ou :

$$y(m' - m'')^2 + (y - Y)(\alpha_1 + \alpha_2)^2 = 0.$$

Désignons par  $\gamma_1\gamma_2$  les décrets logarithmiques qui

correspondent respectivement aux amortissements  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ . Nous aurons :

$$\alpha_1 = \frac{m' \gamma_1}{2 \pi}, \quad \alpha_2 = \frac{m'' \gamma_2}{2 \pi},$$

d'où :

$$y (m' - m'')^2 + (y - Y) \frac{(m' \gamma_1 + m'' \gamma_2)^2}{4 \pi^2} = 0. \quad (41)$$

Ceci posé, portons comme abscisses les valeurs de  $\sqrt{C_1}$ , lesquelles sont inversement proportionnelles à  $m'$ , et comme ordonnées les valeurs correspondantes de  $y$ . Nous obtiendrons ainsi une courbe désignée par Bjerkness sous le nom de *courbe de résonance*.

L'équation de cette courbe s'obtiendra en remplaçant dans (41),  $m'$  par  $\frac{1}{x}$  et si l'on remplace en même temps  $m''$  par  $\frac{1}{X}$ ,  $X$  étant la valeur de  $x$  qui correspond au maximum  $Y$ , on a :

$$4 \pi^2 y (x - X)^2 + (y - Y) (\gamma_1 X + \gamma_2 x)^2 = 0.$$

On a d'ailleurs identiquement :

$$\gamma_1 X + \gamma_2 x = (\gamma_1 + \gamma_2) x + \gamma_2 (x - X).$$

Or nous avons admis précédemment que la différence  $m' - m''$  est faible, ce qui revient à ne considérer que la portion de la courbe qui est voisine du maximum. Dans ces conditions, on peut négliger vis-à-vis des autres, le terme  $(y - Y) \gamma_2^2 (x - X)^2$  et il reste pour l'équation de la courbe de résonance :

$$4 \pi^2 y (x - X)^2 + 2 (y - Y) \gamma_2 X (\gamma_1 + \gamma_2) (x - X) + (y - Y) (\gamma_1 + \gamma_2)^2 X^2 = 0. \quad (42)$$

En divisant tous les termes par  $(x - X)^2$ , on voit que l'équation est satisfaite pour  $x = \infty$   $y = 0$ , c'est-à-dire que la courbe est asymptote à l'axe des  $x$ . On voit de plus qu'elle passe par le point M, dont les coordonnées sont XY (fig. 78).

Si dans l'équation (42), on prend  $x = X$  comme variable, on a deux racines  $x' = X$  et  $x'' = X$  dont le produit est :

$$\frac{(y - Y)(\gamma_1 + \gamma_2)^2 X^2}{4\pi^2 y}.$$

Prenons maintenant une parallèle à l'axe des  $x$  qui

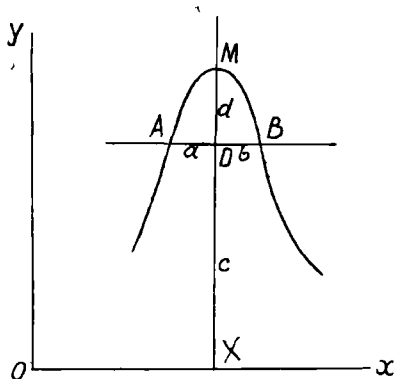


Fig. 78.

coupe la courbe en A et B et la droite  $x = X$  en D. Soient  $abcd$  les quatre segments ainsi déterminés, on a :

$$a = X - x', \quad b = x'' - X, \quad c = y, \quad d = Y - y,$$

d'où :

$$ab = \frac{d(\gamma_1 + \gamma_2)^2 X^2}{4\pi^2 c},$$

$$\gamma_1 + \gamma_2 = \frac{2\pi}{X} \sqrt{\frac{abc}{d}}.$$

La courbe de résonance nous permet donc d'obtenir la somme des décrets  $\gamma_1 + \gamma_2$ .

Faisons maintenant varier les éléments du circuit secondaire dont le décrement deviendra  $\gamma'_2$ . Nous pourrions construire une nouvelle courbe qui donnera :

$$\gamma_1 + \gamma'_2 = \frac{2\pi}{X} \sqrt{\frac{a'b'c'}{d'}}.$$

Pour avoir une troisième équation reportons-nous à la valeur de  $Y$  qui donne :

$$Y \alpha_1 \alpha_2 (\alpha_1 + \alpha_2) = \frac{E^2}{16 L^2}.$$

Dans le voisinage de la résonance, les décrets  $\gamma_1 \gamma_2$  sont sensiblement proportionnels à  $\alpha_1 \alpha_2$ ; on peut donc écrire :

$$Y \gamma_1 \gamma_2 (\gamma_1 + \gamma_2) = C''^2,$$

d'où en désignant par  $Y'$  l'indication de l'ampèremètre qui correspond, dans la deuxième expérience, à la valeur maximum de  $y$  :

$$Y \gamma_1 \gamma_2 (\gamma_1 + \gamma_2) = Y' \gamma_1 \gamma_2' (\gamma_1 + \gamma_2').$$

On aura ainsi trois équations d'où l'on pourra déduire  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_2'$  et en particulier la valeur cherchée  $\gamma_2$ .

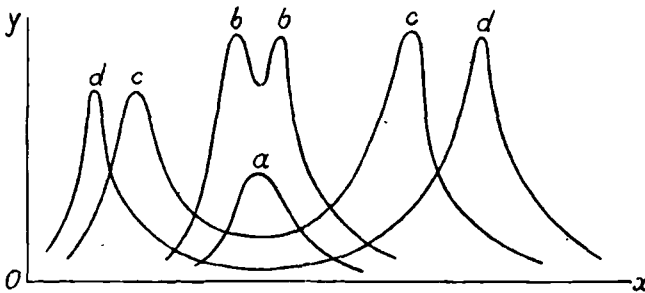


Fig. 79.

Les courbes de résonance que l'on obtient par la méthode de Bjerknæs, ne présentent qu'un seul maximum. Mais c'est parce que, dans ce cas, l'accouplement est assez faible pour que le circuit à étudier puisse être considéré comme oscillant seul. Si l'accouplement augmente, nous avons vu qu'il se produit dans chaque circuit deux oscillations amorties de périodes  $m' m''$ .

Or à chacune de ces oscillations correspond en réalité

un maximum de la courbe de résonance. Lorsque l'accouplement est très faible, les deux maximums se confondent en un seul, qui est d'autant plus accusé que l'amortissement est plus faible, ainsi qu'on le voit facilement sur l'équation de la courbe. Mais si l'accouplement augmente, les deux maximums se séparent et sont d'autant plus éloignés que l'accouplement est plus rapproché de l'unité.

La figure 79 représente des courbes de résonance entre deux circuits, tracées pour des valeurs différentes de l'accouplement. La courbe *a* qui n'a qu'un sommet correspond à l'accouplement très lâche. La courbe *b* correspond à  $x = 0,02$ . Pour  $x = 0,18$ , on a la courbe *c* et enfin la courbe *d*, dont les sommets sont les plus éloignés, correspond à un accouplement  $x = 0,25$ .

Il arrive fréquemment que les deux maximums d'une même courbe n'ont pas la même valeur, l'un d'eux est même souvent à peine sensible. Les valeurs relatives de ces maximums sont évidemment fonction des amortissements relatifs des deux circuits et de l'accouplement.

*Emploi de l'ondamètre.* — Dans la méthode de Bjerkness, les oscillations sont produites dans le circuit auxiliaire, qui joue le rôle de primaire, le secondaire étant constitué par le circuit à étudier. Lorsque ce dernier est disposé pour être lui-même le siège d'oscillations, comme cela a lieu, par exemple, pour une antenne de transmission, on peut utiliser ces oscillations pour l'établissement des courbes de résonance. C'est alors le circuit à étudier qui forme le primaire et dont on cherche le décrement  $\gamma_1$ , tandis que le secondaire est constitué par un circuit auxiliaire dont les éléments sont variables.

On peut prendre dans ce but le circuit d'un ondamètre de type quelconque. Mais comme il ne s'agit pas seulement de rechercher le maximum, il faut, pour tracer la courbe de résonance, que l'instrument comporte un appareil thermique.

L'ondamètre Fleming est disposé spécialement pour ce genre de mesures, qu'il permet d'effectuer avec facilité. Il est alors monté comme l'indique la figure 80, que l'on peut comparer à la figure 63 (page 124).

Entre les points *c* et *d* se trouve une partie mobile que l'on peut remplacer par un circuit contenant deux résistances *RR'*. Ces résistances sont formées de fil fin et enfermées dans des boîtes en ébonite. Dans l'une d'elles *R'* se trouve un élément thermo-électrique relié à un galvanomètre.

On commence par mettre la résistance *R* en court-

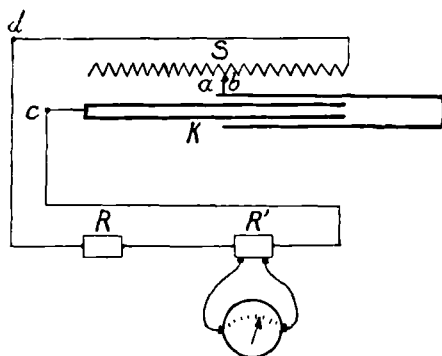


Fig. 80

circuit, de sorte que la résistance *R'* reste seule. En déplaçant le curseur *b* qui fait varier à la fois la capacité et la self, on peut, pour chaque position, noter la déviation *y* du galvanomètre. Quant à la valeur  $x = \frac{I}{m}$ , on l'obtient facilement, l'appareil portant une graduation qui donne immédiatement *m'*. On peut alors construire une première courbe qui donne  $\gamma_1 + \gamma_2$ .

On introduit alors la résistance *R*. Le décrément prend une nouvelle valeur  $\gamma'_2$  et on construit la courbe qui donne  $\gamma_1 + \gamma'_2$ , d'où l'on déduit  $\gamma_1$  comme dans la méthode précédente.

Le plus souvent, ce qui importe le plus en télégraphie sans fil, ce n'est pas tant de connaître le décrement en valeur absolue que de savoir comment il varie lorsqu'on modifie les éléments du circuit. On peut, dans ce cas, se contenter des indications fournies par un ampèremètre thermique placé sur le circuit à étudier.

L'équation du courant étant :

$$i = e^{-\alpha t} I \sin mt,$$

l'indication de l'ampèremètre est, comme nous l'avons vu plus haut, proportionnelle à :

$$\begin{aligned} RI^2 \int_0^{\infty} e^{-2\alpha t} \sin^2 mt dt &= RI^2 \int_0^{\infty} e^{-2\alpha t} \frac{(1 - \cos 2mt)}{2} dt \\ &= \frac{RI^2}{2} \left[ \frac{1}{2\alpha} - \frac{2\alpha}{4(\alpha^2 + m^2)} \right] = RI^2 \frac{1}{4\alpha \left( \frac{\alpha^2}{m^2} + 1 \right)}. \end{aligned}$$

Si l'amortissement est suffisamment faible, on peut négliger  $\frac{\alpha^2}{m^2}$  devant l'unité et il reste  $\frac{RI^2}{4\alpha}$ .

On voit que, si l'amortissement seul varie, les indications de l'ampèremètre sont en raison inverse de  $\alpha$  et permettent par suite d'opérer les réglages.

Les nombreuses recherches pratiques relatives à l'influence des divers éléments d'un circuit exciteur de télégraphie sans fil sur l'amortissement des ondes engendrées par ce circuit, peuvent être résumées ainsi qu'il suit (Zenneck).

Le décrement ne croît pas proportionnellement à la résistance ohmique du circuit, mais un peu plus vite que cette résistance. Il diminue quand la capacité intercalée dans le circuit augmente, mais cependant demeure sensiblement constant à partir d'une certaine valeur de la capacité, de l'ordre du millième de microfarad.

La self-induction du circuit a une influence sensiblement nulle.



En ce qui concerne l'étincelle, le décrément varie en raison inverse de sa longueur, lorsque celle-ci est courte, et passe par un minimum pour une longueur comprise entre 3 et 6 mm, suivant la capacité employée. Il augmente ensuite pour des étincelles plus longues, avec une rapidité d'autant plus grande que la capacité est plus faible.

Le diamètre des pôles de l'éclateur est sans influence sur le décrément pour des étincelles inférieures à 1 cm. Au-dessus, il augmente d'autant plus vite que le diamètre est plus grand.

Le décrément pour les circuits d'excitation des stations radio-télégraphiques ordinaires est de l'ordre de 0,1 en général. Dans des circuits de stations puissantes nous avons trouvé des valeurs inférieures, 0,05 et même 0,03.

En ce qui concerne l'amortissement par rayonnement, il est de 0,2 environ pour un fil de 100 m de longueur, et de 1 mm de diamètre; il augmente en même temps que le diamètre.

Le décrément par effet Joule dans le même fil étant de l'ordre de 0,01, on voit que l'amortissement par rayonnement joue le rôle prépondérant dans les antennes, lorsque la prise de terre présente une résistance très faible.

---

## CHAPITRE X

### PRODUCTION DES ONDES A LA TRANSMISSION SOURCES D'ÉNERGIE — APPAREILS EMPLOYÉS

---

Quel que soit le mode de montage adopté, les oscillations électriques ont toujours pour origine la décharge d'un condensateur qu'il est nécessaire de recharger au fur et à mesure. On ne peut songer à employer à cet usage les machines dites statiques, qui sont des appareils de laboratoire trop délicats et qui d'ailleurs ne fournissent qu'une faible quantité d'énergie.

Dès le début de la télégraphie sans fil, on a eu recours à la bobine de Ruhmkorff. Mais elle n'est plus guère en usage que pour les faibles et moyennes portées et, pour obtenir la quantité d'énergie nécessaire aux stations puissantes, on emploie des transformateurs analogues à ceux qui servent dans les applications industrielles de courants alternatifs.

*Emploi du courant continu.* — Dans les débuts, on a fait usage de bobines de tout modèle, qui devaient seulement pouvoir supporter la mise à la terre de l'un des pôles du circuit secondaire. On recherchait de préférence les bobines donnant entre leurs bornes secondaires les plus grandes longueurs d'étincelles. On ne tarda pas à reconnaître que ces conditions n'étaient pas toujours suffisantes, et que la longueur ainsi que la section du fil secondaire devaient être choisies d'après la valeur de la capacité placée aux bornes secondaires, dont

la décharge devait être utilisée pour la production des oscillations électriques.

A vrai dire, il n'existe pas de théorie complète du fonctionnement de la bobine d'induction, en particulier dans ces conditions. On a seulement reconnu qu'on devait réaliser une sorte de résonance entre les oscillations primaires dues au condensateur monté aux bornes de l'interrupteur, et les oscillations du circuit comprenant le secondaire et le condensateur monté à ses bornes. De plus, la section du fil secondaire doit être d'autant plus grande que le condensateur à charger a une capacité plus forte.

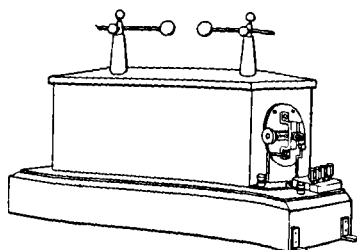


Fig. 81.

Nous n'entrerons pas dans le détail des diverses théories présentées, ni des descriptions des modèles variés de bobines, d'interrupteurs et d'organes accessoires. Nous renverrons pour cela à l'excellent ouvrage de M. Armagnat<sup>1</sup> et il nous paraît suffisant d'indiquer sommairement les divers types d'appareils de ce genre qui nous ont donné les meilleurs résultats.

La bobine Carpentier (fig. 81) est à secondaire cloisonné et à isolant solide ; l'interrupteur sec et le condensateur réglable du primaire font corps avec la bobine. L'interrupteur est basé sur le principe suivant. Contrai-

1. ARMAGNAT. *La Bobine d'induction*. — Paris, Gauthier-Villars.

rement à ce qui se passe dans les modèles ordinaires d'interrupteurs à marteau, ce n'est pas ce dernier qui coupe ou rétablit lui-même le circuit primaire. Ce rôle est rempli par une lame de cuivre *l* (fig. 82) qui s'appuie au repos, par un plot en platine, sur un butoir *c* également en platine.

Le marteau *p* est constitué par une palette horizontale mobile autour d'un axe *o*, maintenue contre un butoir en os *b*, au moyen d'un long ressort à boudin *r* réglable par un écrou *E*. La tension de ce ressort permet de régler à volonté la fréquence. L'interruption du courant se fait au moment où la palette vient heurter la lame flexible *l*; elle a donc lieu brusquement, la palette ayant déjà acquis

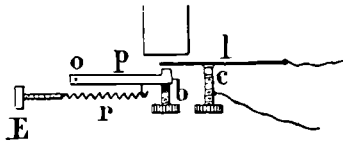


Fig. 82.

à ce moment une certaine vitesse. Les réglages à faire sont les suivants : réglage du butoir *b* de la palette, réglage du contact platiné *c* et réglage du ressort *r*; tous se font très facilement et sont très constants.

Ce système d'interrupteur, n'ayant sensiblement pas de fréquence propre, permet d'actionner la bobine avec du courant alternatif. Il peut être employé avec des bobines de 25, 30 et 35 cm d'étincelles.

Le dernier modèle de bobine Carpentier présente, pour le secondaire, un mode spécial d'enroulement à spirales échelonnées, système Klingelfuss, destiné à assurer l'isolement maximum correspondant à un encombrement déterminé. Pour cela, le fil secondaire est enroulé en spirale dans une série de plans perpendiculaires à l'axe, les spirales allant alternativement du centre vers la périphérie et de la périphérie vers le

centre. Chaque spirale est isolée de la suivante par une galette d'isolant armé (fig. 83) dont l'épaisseur croît avec la différence de potentiel qui existe entre les points correspondants des deux spirales. Ces isolants sont donc alternativement d'épaisseur croissante vers le centre ou vers la périphérie. Le secondaire ainsi construit avec ses isolants armés est ensuite imprégné d'isolant résineux et moulé de façon à ne former qu'un bloc.

Le primaire, pour les bobines puissantes, est généralement formé de lames de cuivre. La section du fer est

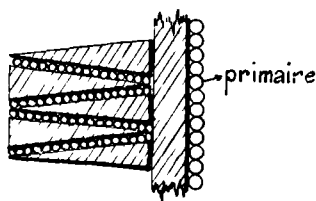


Fig. 83.

toujours très grande. On a obtenu ainsi des bobines donnant régulièrement 1,50 m d'étincelles.

En choisissant convenablement la longueur et la section du secondaire, on a pu, avec une bobine d'un type analogue comme dimensions à la bobine normale de 50 cm d'étincelle, obtenir 10 mm d'étincelle entre cylindres de 6 cm de diamètre sur une capacité de 0,1 microfarad. Le courant d'alimentation était à 120 volts et l'intensité moyenne de 30 ampères.

L'interrupteur associé à ce type de bobine est un interrupteur à turbine et à balai amalgamé fonctionnant dans le pétrole. La rupture du courant est faite par un jet de mercure lancé entre le balai et le cylindre sur lequel il frotte, au moment où le balai rencontrant une partie isolante, quitte le contact avec le cylindre métallique. L'intensité moyenne peut atteindre 40 ampères.

Le même type de bobine, à circuit magnétique ouvert

ou fermé, peut être employé comme transformateur à résonance avec du courant alternatif, comme on le verra plus loin.

La bobine Rochefort, dite *transformateur unipolaire* (fig. 84), comporte un primaire à grande self et un secondaire très court à gros fil, enroulé en une ou deux galettes seulement, n'occupant au milieu qu'une faible partie de la longueur du noyau. Le fil est enroulé de telle sorte qu'une des extrémités, la plus voisine du noyau,

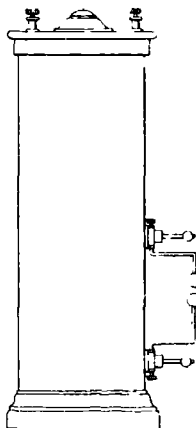


Fig. 84.

est à une tension très faible, l'autre extrémité étant au contraire à très haute tension. La bobine est plongée dans un isolant pâteux. L'extrémité à basse tension est mise à la terre, l'autre à l'antenne, quand on emploie le montage à excitation directe. Cette bobine, du type de 50 cm d'étincelle, nécessite un interrupteur à mercure. Son fonctionnement est très bon.

Elle est généralement employée avec un interrupteur genre Foucault, du type Rochefort, qui présente de grandes qualités de robustesse et de sécurité de fonctionnement. Moyennant un calcul convenable du secondaire,

elle peut aussi être avantageusement employée comme transformateur à résonance pour courant alternatif, comme il est indiqué plus loin.

Citons encore parmi les modèles d'interrupteurs celui de M. Gaiffe, du type turbine, qui est particulièrement simple et robuste (fig. 85). La turbine est constituée par une toupie en fonte I, mobile autour d'un axe vertical O

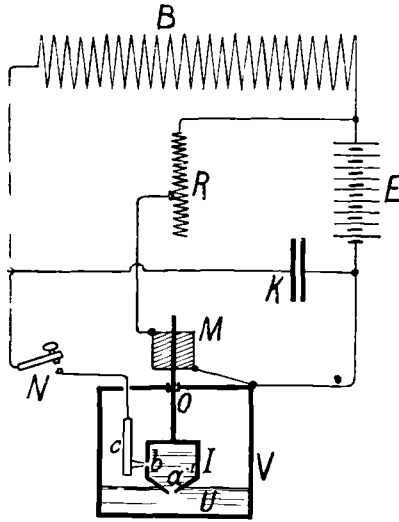


Fig. 85.

et percée, en principe, de deux trous : l'un *a* est pratiqué à la partie inférieure et sert à aspirer le mercure U contenu dans le vase en fonte V, l'autre *b* sert à projeter le mercure hors de la toupie en vertu de la force centrifuge.

Le jet de mercure ainsi formé tourne en même temps que la toupie et vient rencontrer une ou plusieurs lames C en cuivre, isolées du reste de l'appareil.

Un moteur électrique est monté sur l'axe O et entraîne la toupie avec une vitesse que l'on peut régler au moyen d'un rhéostat R.

Le vase V est rempli d'alcool ou de pétrole ou encore de gaz d'éclairage, pour éviter la formation d'arcs à la rupture du courant, qui s'opère entre le jet de mercure et les lames C.

La figure 85 représente les diverses connexions de l'appareil pour son emploi avec une bobine d'induction B et une source de courant continu E; K est un condensateur et N le manipulateur.

Le même appareil peut être employé pour charger, avec du courant alternatif, de petits accumulateurs tels que ceux que l'on emploie pour les appareils récepteurs.

Le petit moteur M est alors constitué de manière à pouvoir être employé comme moteur synchrone. On règle la phase de manière que le jet de mercure envoie le courant alternatif dans le circuit des accumulateurs, seulement quand il en est au sommet de l'alternance de sens convenable. Un dispositif spécial permet même d'utiliser les deux alternances<sup>1</sup>.

*Montage des bobines avec courant continu.* — Le courant nécessaire au fonctionnement d'une bobine de Ruhmkorff peut être fourni soit par des piles ou des accumulateurs, soit directement par une dynamo.

Dans le premier cas, les appareils sont montés suivant le schéma de la figure 86. Dans le circuit primaire P de la bobine sont intercalés : l'interrupteur I, le manipulateur M et la batterie B. Le condensateur de primaire K est relié au circuit de manière à être aux bornes de l'ensemble de l'interrupteur et du manipulateur. Le circuit secondaire est relié au circuit oscillant, soit aux bornes de l'éclateur, soit aux bornes du condensateur.

Lorsqu'on utilise directement le courant de la dynamo, il faut considérer deux cas. Si la puissance de la dynamo

---

1. M. Marie et M. Gunter ont pu, au moyen de cet interrupteur, réaliser de véritables résonances avec du courant continu alimentant un transformateur fermé sur un condensateur.



est très supérieure à celle qui est nécessaire pour le fonctionnement de la bobine (cas des stations installées à bord des navires), le montage est le même que dans le cas précédent, les bornes d'entrée de la bobine d'induction étant reliées à la canalisation électrique, au lieu de l'être à la batterie. Il est prudent toutefois de mettre en dérivation sur ces bornes, quelques lampes à incandescence jouant le rôle de shunt pour les extra-courants

### Circuit oscillant

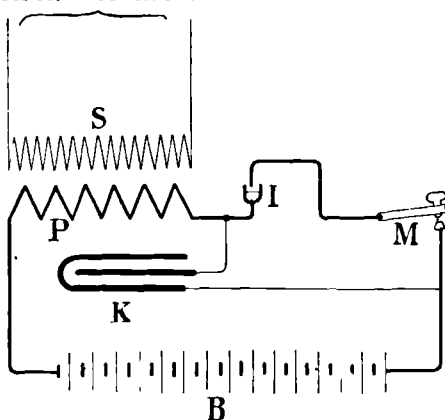


Fig. 86.

de la bobine qui pourraient détériorer la canalisation ou la dynamo elle-même.

Si au contraire la dynamo n'a que la puissance nécessaire au fonctionnement de la bobine ou une puissance peu supérieure, on ne peut plus employer le même montage ; car la dynamo n'étant en charge que pendant la production des signaux, lorsque le manipulateur est abaissé, il en résulterait des à-coups dans sa marche et dans celle du moteur qui l'actionne.

On peut avoir recours alors à deux sortes de montages. L'un d'eux, représenté par la figure 87, permet de maintenir constante la charge de la dynamo : pendant les

intervalles des signaux, le manipulateur laisse passer le courant de la dynamo dans un rhéostat  $R_1$ . En réglant convenablement les rhéostats  $R_1$  et  $R_2$ , on s'assure, au moyen de l'ampèremètre  $A$ , que l'intensité moyenne du courant qui traverse la bobine  $P$  pendant l'émission des signaux est égale à celle du courant qui traverse le rhéostat pendant les intervalles de ces signaux.

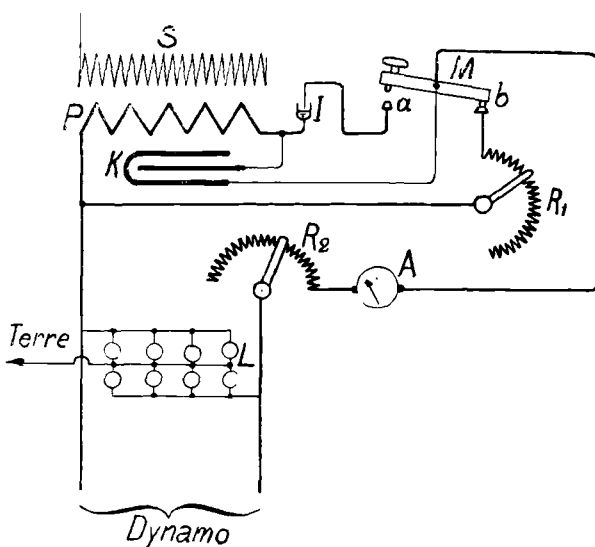


Fig. 87.

On peut aussi employer le montage de la figure 88, qui permet de réduire beaucoup la différence des charges de la dynamo pendant les signaux et pendant leurs intervalles, tout en réduisant le courant que doit couper le manipulateur, et en facilitant par suite notablement la manipulation. Le manipulateur est simplement monté en shunt sur un rhéostat  $R_1$  dont la résistance est réglée de telle sorte que l'intensité du courant auquel il donne

passage, quand le manipulateur est levé, soit tout juste assez faible pour que l'étincelle ne puisse pas jaillir au secondaire de la bobine. Le manipulateur n'a donc qu'à agir sur la différence entre cette intensité et celle qui permet de faire jaillir l'étincelle.

Dans tous les cas, des lampes L protègent l'isolement de la dynamo. Elles sont montées par deux en série avec

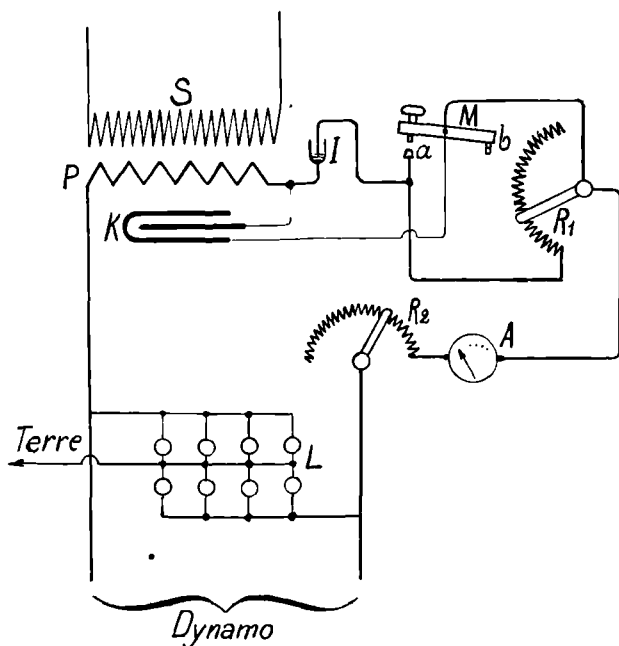


Fig. 88.

le point central à la terre. On protège également ainsi la dynamo contre les courants de haute fréquence qui peuvent être induits dans les canalisations électriques. Les lampes peuvent être remplacées par des clapets électrolytiques.

*Emploi du courant alternatif.* — Ainsi que nous l'avons dit plus haut, les bobines d'induction avec courant con-

tinu ne permettent pas de mettre en œuvre l'énergie, relativement considérable, qui est nécessaire aux stations à grande portée. Les transformateurs industriels, au contraire, permettent de réaliser sans difficulté la puissance nécessaire. De plus, comme leur primaire est alimenté par du courant alternatif provenant, soit directement d'une dynamo, soit d'un réseau de distribution, on supprime en même temps l'interrupteur, c'est-à-dire un organe délicat et d'un emploi peu commode dans la pratique, qui, de plus, limite la puissance utilisable.

L'ensemble du poste transmetteur est alors monté suivant le schéma de la figure 89.

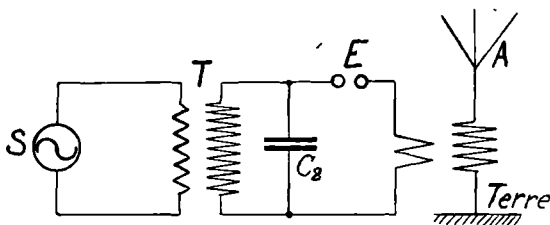


Fig. 89.

La source d'énergie  $S$  donnant une force électromotrice  $e = E_r \sin mt$ , est reliée au primaire d'un transformateur  $T$ , dont le secondaire est relié à un condensateur  $C_2$ . Des bornes de  $C_2$  part un deuxième circuit contenant un éclateur  $E$  et les spires qui agissent sur l'antenne  $A$  par induction ou par dérivation.

Pour transmettre un signal, on ferme le circuit primaire de  $T$ ; le condensateur  $C_2$  se charge et lorsque la tension à ses bornes a atteint une valeur suffisamment élevée, la décharge oscillante se produit en  $E$  en transmettant les oscillations à l'antenne.

Nous avons vu dans le chapitre VIII, à propos de l'étude de l'accouplement, quels sont les réglages à

opérer sur les circuits de l'éclateur et de l'antenne. Mais on peut conclure des mêmes considérations que les conditions de fonctionnement du transformateur T pourront être très différentes, suivant la valeur donnée aux éléments de chacun de ses circuits. Du reste, avant même que la question n'eût été étudiée au point de vue théorique, l'expérience avait montré, dès le début, la possibilité d'obtenir un maximum d'effet en opérant certains réglages.

Lorsqu'on veut traiter la question par le calcul, on rencontre de très grandes difficultés qui résultent de la complexité des phénomènes, le régime étant constamment variable.

Considérons en effet les deux circuits du transformateur, que nous supposerons contenir des capacités  $C_1, C_2$ . Soient  $R_1, R_2$  leurs résistances,  $L_1, L_2$  leurs coefficients de self-induction et  $M$  leur coefficient d'induction mutuelle. En désignant par  $v_1, v_2$  les tensions aux bornes des condensateurs, les intensités des courants seront :

$$i_1 = -C_1 \frac{dv_1}{dt}, \quad i_2 = -C_2 \frac{dv_2}{dt},$$

et l'on aura pour les équations de ces courants :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 + v_1 = E_1 \sin mt,$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 + v_2 = 0,$$

d'où l'on déduit :

$$L_1 C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{dv_1}{dt} + v_1 = E_1 \sin mt,$$

$$L_2 C_2 \frac{d^2 v_2}{dt^2} + M C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + R_2 C_2 \frac{dv_2}{dt} + v_2 = 0.$$

Différentions deux fois; nous obtiendrons six équations

tions, entre lesquelles nous pourrions éliminer  $v_2$  et ses quatre dérivées. Si l'on pose alors :

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{2L_1}, \quad \alpha_2 = \frac{R_2}{2L_2}, \quad m_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}, \quad m_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}, \quad \frac{M^2}{L_1 L_2} = x,$$

on obtient une équation de la forme :

$$(1 - x^2) \frac{d^4 v_1}{dt^4} + 2(\alpha_1 + \alpha_2) \frac{d^3 v_1}{dt^3} + (m_1^2 m_2^2 + 4\alpha_1 \alpha_2) \frac{d^2 v_1}{dt^2} + 2(\alpha_1 m_2^2 + \alpha_2 m_1^2) \frac{dv_1}{dt} + m_1^2 m_2^2 v_1 = P \sin mt + Q \cos mt. \quad (43)$$

Cette équation admet une solution particulière de la forme :

$$v = A \sin mt + B \cos mt.$$

Car, si on remplace  $v_1$  par cette valeur  $v$ , on pourra identifier en égalant les coefficients de  $\sin mt$  et de  $\cos mt$ , ce qui donnera deux équations pour déterminer A et B.

Il en résulte que l'intégrale générale de (4.3) se compose de la solution  $v$  augmentée de l'intégrale générale de l'équation sans second membre. C'est l'équation que nous avons déjà obtenue (page 162), laquelle conduit à deux oscillations dont les périodes  $m' m''$  dépendent des périodes propres  $m_1 m_2$  des deux circuits.

On obtiendrait le même résultat pour le potentiel  $v_2$  dans le circuit secondaire, c'est-à-dire qu'en résumé il faut faire intervenir trois vibrations : l'une  $m$  dont la période est celle de la source, les deux autres  $m' m''$  dont les périodes sont des fonctions de  $m_1$  et  $m_2$ . Mais il faut remarquer que les vibrations  $m' m''$  sont amorties ; il en résulte que si l'on considère seulement le régime permanent, les oscillations  $m' m''$  ont disparu et il ne reste que l'oscillation  $m$  synchronisée avec la source.

Cette période variable est en réalité très courte, de sorte que, dans les applications ordinaires, on peut la négliger et ne tenir compte que du régime permanent. Mais en télégraphie sans fil, où la manipulation se fait

par la fermeture du primaire, la période variable se représente à chaque signal et l'on ne peut plus *a priori* s'autoriser à la négliger.

C'est ce qui a conduit plusieurs savants et ingénieurs<sup>1</sup> à entreprendre l'étude de cette question. Mais jusqu'à présent, aucun d'eux n'a donné de solution complète et c'est seulement le degré d'approximation qui varie suivant les auteurs. Ces études n'en ont pas moins leur utilité, car outre qu'elles sont un acheminement vers la solution définitive, elles permettent de se rendre compte, au moins d'une manière qualitative, d'une grande partie des phénomènes.

Mais en ce qui concerne la pratique, nous ne pouvons que répéter ici ce que nous disions au début du chapitre IV, c'est qu'en télégraphie sans fil, il n'y a pas de théorie assez précise pour qu'on puisse se dispenser de terminer les réglages en opérant par tâtonnement.

Dans ces conditions, le degré d'approximation de la théorie a moins d'importance, et sans aborder la complication des calculs auxquels conduit l'étude du régime variable, nous nous contenterons d'examiner le régime permanent qui, comme on le verra, conduit déjà à certains résultats intéressants.

Considérons donc le transformateur alimenté par une source de force électromotrice  $e = E_1 \sin mt$ ; nous conserverons les mêmes notations que ci-dessus, sauf en ce qui concerne les selfs et nous désignerons par  $L_1, L_2$  les selfs *totales* en y comprenant les capacités, c'est-à-dire que si  $l_1$  est la self de la partie du circuit primaire extérieure au transformateur,  $l'_1$  la self du primaire du transformateur, et si ce circuit contient une capacité  $C_1$ , on a :

$$L_1 = l_1 + l'_1 - \frac{1}{C_1 m^2}.$$

1. SEIBT, *Electrotechnische Zeitschrift*, 7 avril 1904.

BLONDEL, *Bulletin de la Société française de Physique*, 1907.

BETHENOD, *Éclairage électrique*, t. LIII, 1907.

Nous prendrons de même pour le secondaire :

$$L_2 = l_2 + l'_2 - \frac{I}{C_2 m^2}.$$

Dans ces conditions, les équations des courants deviennent :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 = e,$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 = 0.$$

Puisque nous ne considérons que le régime permanent,  $i_1, i_2$  sont des fonctions périodiques simples et l'on a :

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} = -m^2 i_1, \quad \frac{d^2 i_2}{dt^2} = -m^2 i_2.$$

Or en différentiant la première équation, on a :

$$\frac{de}{dt} + m^2 L_1 i_1 + m^2 M i_2 - R_1 \frac{di_1}{dt} = 0.$$

L'élimination de  $i_1$  et  $\frac{di_1}{dt}$  entre les trois relations ci-dessus donne :

$$\left( m^2 L_1 e + R_1 \frac{de}{dt} \right) \frac{M}{R_1^2 + m^2 L_1^2} + \left( L_2 - \frac{M^2 m^2}{R_1^2 + m^2 L_1^2} L_1 \right) \frac{di_2}{dt} + \left( R_2 + \frac{M^2 m^2}{R_1^2 + m^2 L_1^2} R_1 \right) i_2 = 0.$$

Or on a :

$$m^2 L_1 e + R_1 \frac{de}{dt} = m^2 L_1 E_1 \sin mt + m R_1 E_1 \cos mt.$$

On peut donc poser :

$$\left( m^2 L_1 e + R_1 \frac{de}{dt} \right) \frac{M}{R_1^2 + m^2 L_1^2} = E_2 \sin (mt - \varphi),$$

avec :

$$E_2 = E_1 \frac{M m}{\sqrt{R_1^2 + m^2 L_1^2}}, \quad \text{tg } \varphi = -\frac{R_1}{m L_1}.$$



Si maintenant on opère sur  $i_1$  comme sur  $i_2$  et si l'on pose :

$$\lambda_1 = L_1 - \frac{M^2 m^2}{R_2^2 + m^2 L_2^2} L_2, \quad \rho_1 = R_1 + \frac{M^2 m^2}{R_2^2 + m^2 L_2^2} R_2,$$

$$\lambda_2 = L_2 - \frac{M^2 m^2}{R_1^2 + m^2 L_1^2} L_1, \quad \rho_2 = R_2 + \frac{M^2 m^2}{R_1^2 + m^2 L_1^2} R_1,$$

on aura finalement :

$$\rho_1 i_1 + \lambda_1 \frac{di_1}{dt} = E_1 \sin mt,$$

$$\rho_2 i_2 + \lambda_2 \frac{di_2}{dt} = E_2 \sin (mt - \varphi),$$

et si l'on écrit  $i_1 i_2$  sous la forme :

$$i_1 = A_1 \sin (mt - \varphi_1), \quad i_2 = A_2 \sin (mt - \varphi_2),$$

on aura :

$$A_1 = \frac{E_1}{\sqrt{\rho_1^2 + m^2 \lambda_1^2}}, \quad \text{tg } \varphi_1 = \frac{m \lambda_1}{\rho_1},$$

$$A_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\rho_2^2 + m^2 \lambda_2^2}}, \quad \text{tg } \varphi_2 = \frac{m \lambda_2}{\rho_2}.$$

Enfin on trouve, toutes réductions faites :

$$A_2 = A_1 \frac{M m}{\sqrt{R_2^2 + m^2 L_2^2}}.$$

L'angle  $\varphi$  représente le décalage de la force électromotrice secondaire sur la force électromotrice primaire. Le décalage du courant secondaire sur le courant primaire serait  $\varphi_2 - \varphi_1$ . Or on trouve :

$$\text{tg } (\varphi_2 - \varphi_1) = - \frac{R_2}{m L_2}.$$

Il en résulte que si la fréquence est élevée, les décalages  $\varphi$  et  $\varphi_2 - \varphi_1$  sont voisins de  $\pi$ .

Plaçons maintenant un éclateur aux bornes du conden-

sateur  $C_2$  et soit  $U_2$  la tension à laquelle jaillit l'étincelle de décharge. L'amplitude de la tension  $v_2$  ne pourra pas dépasser la valeur  $U_2$ , laquelle dépend de l'écartement des boules de l'éclateur. Or on a :

$$\frac{di_2}{dt} = -C_2 \frac{d^2v_2}{dt^2} = m^2 C_2 v_2,$$

d'où :

$$v_2 = \frac{1}{m^2 C_2} \cdot \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{m C_2} A_2 \cos(mt - \varphi),$$

et si l'écartement des boules a été réglé de telle sorte que la distance explosive corresponde à la plus grande valeur que puisse atteindre  $v_2$ , en raison des dimensions du condensateur  $C_2$ , on aura :

$$U_2 = \frac{A_2}{m C_2}.$$

Le problème que nous nous proposons de résoudre consiste alors à régler les éléments des circuits de manière qu'avec une force électromotrice d'alimentation donnée  $e$  et un transformateur donné, la valeur de  $U_2$  soit la plus grande possible. On peut d'ailleurs admettre qu'un seul des circuits est variable, l'autre restant constant, de sorte que nous aurons à considérer deux cas, suivant que le réglage s'opérera par le primaire ou par le secondaire.

Si l'on se reporte aux valeurs trouvées ci-dessus pour  $A_1 A_2 E_2$ , on voit que la valeur de  $U_2$  peut s'écrire de deux façons différentes :

$$U_2 = E_1 \frac{M}{C_2 \sqrt{(R_2^2 + m^2 L_2^2) (\rho_1^2 + m^2 \lambda_1^2)}},$$

ou bien :

$$U_2 = E_1 \frac{M}{C_2 \sqrt{(R_1^2 + m^2 L_1^2) (\rho_2^2 + m^2 \lambda_2^2)}}.$$

Si l'on veut régler par le primaire, on agira sur la self  $l_1$  extérieure au transformateur. La première des

valeurs de  $U_2$  montre que,  $\lambda_1$  étant le seul terme qui contienne  $l_1$ , on aura le maximum de  $U_2$  en faisant  $\lambda_1 = 0$ .

Si au contraire on veut régler par le secondaire, on prendra la deuxième valeur et le maximum de  $U_2$  correspondra à  $\lambda_2 = 0$ .

Lorsque la valeur de  $U_2$  est maximum, on dit qu'il y a *résonance* entre les deux circuits.

*Réglage par le primaire.* — La condition de résonance par le primaire est donc :

$$L_1 = \frac{M^2 m^2}{R_2^2 + m^2 L_2^2} L_2,$$

et la valeur correspondante de  $U_2$  est :

$$U_2 = E_1 \frac{M}{C_2 \rho_1 \sqrt{R_2^2 + m^2 L_2^2}}.$$

Si l'on pose :

$$\frac{A_2}{\Lambda_1} = \frac{M m}{\sqrt{R_2^2 + m^2 L_2^2}} = \frac{1}{a},$$

on aura :

$$U_2 = E_1 \frac{1}{m C_2 \left( \frac{R_2}{a} + a R_1 \right)}.$$

La résonance dépend donc des valeurs des résistances  $R_1 R_2$  et plus ces résistances seront faibles, plus la valeur de  $U_2$  sera grande. Elle pourra donc surpasser de beaucoup la tension d'alimentation et l'on dit alors qu'il y a *surtension* aux bornes du condensateur  $C_2$ . Si les résistances  $R_1 R_2$  pouvaient être nulles, la surtension serait infinie.

Dans la pratique, lorsque la résonance est établie par le primaire, on peut admettre que le circuit primaire seul contient une self additionnelle en dehors du transformateur et que le circuit secondaire seul contient une capacité. On alors :

$$L_1 = l_1 + l'_1, \quad L_2 = l'_2 - \frac{1}{m^2 C_2}.$$

C'est alors la self  $l_1$  que l'on fait varier pour obtenir la résonance. Dans ce cas, la condition de résonance donne :

$$l_1 + l'_1 = \frac{1}{a^2} \left( l'_2 - \frac{1}{m^2 C_2} \right).$$

Le rapport  $a$  est le rapport de transformation du transformateur. Dans la pratique, on peut admettre qu'il est égal au rapport des nombres de tours des deux circuits de sorte que  $a = \frac{\sqrt{l'_2}}{\sqrt{l'_1}}$ , ce qui donne pour la valeur à attribuer à la self de réglage :

$$l_1 = - \frac{1}{m^2 a^2 C_2}.$$

On voit qu'elle équivaudrait à un condensateur de capacité  $a^2 C_2$ .

On peut d'ailleurs remarquer que si l'on désigne par  $U_1$  la tension aux bornes du primaire, on a  $U_2 = a U_1$ , d'où :

$$U_1 = \frac{A_2}{m a C_2} = \frac{A_1}{m a^2 C_2}.$$

On pourrait donc remplacer l'ensemble du transformateur et du condensateur  $C_2$  par un condensateur de capacité  $a^2 C_2$ , sans changer les conditions de fonctionnement du circuit primaire.

On a pour la tension aux bornes du primaire du transformateur :

$$U_1 = \frac{U_2}{a} = \frac{E_1}{m C_2 (R_2 + a^2 R_1)}.$$

Il y a donc également surtension aux bornes du primaire et le transformateur doit être construit en conséquence.

Le calcul qui précède permet de se rendre compte de l'ordre de grandeur de la self de réglage  $l_1$ ; mais le réglage définitif ne peut se faire que par tâtonnement. Il est d'ailleurs facile, car, si l'on se reporte à la valeur de  $A_1$ , on voit que la condition de résonance  $\lambda = 0$ , qui donne le maximum de  $U_2$ , correspond aussi au maxi-

num  $A_1$ . Il suffit donc de suivre avec un ampèremètre la valeur de  $A_1$ , lorsqu'on fait varier  $l_1$ , pour régler la résonance <sup>1</sup>.

*Réglage par le secondaire.* — La condition de résonance est alors :

$$\lambda_2 = 0,$$

où

$$L_2 = \frac{M^2 m^2}{R_1^2 + m^2 L_1^2} L_1.$$

Si l'on pose :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{M m}{\sqrt{R_1^2 + m^2 L_1^2}} = a',$$

on aura :

$$U_2 = \frac{E_1 a'}{m C_2 (R_2 + a'^2 R_1)}.$$

Il y a encore surtension aux bornes du condensateur et, comme dans le cas précédent, cette surtension dépend des résistances  $R_1$ ,  $R_2$ .

Lorsque la résonance est établie par le secondaire, on peut admettre que la source est reliée directement au transformateur, de sorte que la self primaire se réduit à  $l'_1$ . Quant à la self secondaire, elle devra comprendre une self de réglage  $l_2$  extérieure au transformateur.

La condition de résonance devient alors :

$$l_2 + l'_2 - \frac{1}{m^2 C_2} = a'^2 l'_1.$$

On peut encore admettre que  $a'$  étant le rapport de transformation, on a  $l'_2 = a'^2 l_2$ , de sorte qu'il reste :

$$l_2 = \frac{1}{m \cdot C_2}.$$

La source étant reliée au transformateur sans inter-

<sup>1</sup>. Voir page 258 la description des ampèremètres thermiques.

médiaire, la tension aux bornes du primaire du transformateur est égale à  $E_1$  et tout se passe comme si le circuit secondaire était seul avec une force électromotrice  $a'E_1$ .

Par conséquent, lorsqu'on règle la résonance par le secondaire, la surtension se produit entre le transformateur et le condensateur. Le transformateur fonctionne dans les conditions ordinaires et n'a plus besoin d'un isolement spécial, mais la difficulté d'isolement se trouve reportée sur la self de réglage.

D'autre part, la résonance correspond au maximum de  $A_2$ . C'est donc par l'observation de l'intensité secondaire que l'on devrait régler la résonance. Cette intensité étant beaucoup plus faible que l'intensité primaire, ses variations sont plus difficiles à suivre. Aussi, dans la pratique, on emploie de préférence le réglage par le primaire, en prenant des précautions particulières pour assurer l'isolement du transformateur.

*Transformateur avec fuites.* — Cela revient à supposer que l'accouplement des deux circuits du transformateur n'est plus rigide, ce qu'on peut représenter en admettant que si  $L_1 = l_1 + l'_1$ , la self  $l_1$  comprend non seulement la self extérieure, mais une partie de celle du primaire. De même avec  $L_2 = l_2 + l'_2 - \frac{1}{m^2 C_2} l_2$  comprend une partie de la self du secondaire.

Dans ce cas, les deux circuits devant contenir une self indépendante de la partie accouplée rigidement, on devra avoir à la fois pour la résonance :

$$\lambda_1 = \lambda_2 = 0,$$

ou :

$$L_1 = \frac{M^2 m^2}{R_2^2 + m^2 L_2^2} L_2, \quad L_2 = \frac{M^2 m^2}{R_1^2 + m^2 L_1^2} L_1.$$

On peut remplacer l'une ou l'autre de ces conditions par la suivante qui en est déduite :

$$(R_1^2 + m^2 L_1^2) (R_2^2 + m^2 L_2^2) = M^4 m^4.$$

Lorsque les résistances peuvent être négligées devant  $mL_1$  et  $mL_2$ , les deux conditions se réduisent à une seule :

$$M^2 - L_1 L_2 = 0.$$

Si on désigne par  $x$  l'accouplement, on a :

$$M^2 = x^2 (l_1 + l'_1) (l_2 + l'_2).$$

La condition de résonance est alors :

$$x^2 (l_1 + l'_1) (l_2 + l'_2) = (l_1 + l'_1) \left( l_2 + l'_2 - \frac{1}{m^2 C_2} \right),$$

ou :

$$(l_2 + l'_2) (1 - x^2) = \frac{1}{m^2 C_2},$$

c'est-à-dire que la résonance dépend uniquement du circuit secondaire.

Lorsque les fuites sont considérables, comme cela a lieu dans un transformateur à noyau droit, une bobine de Ruhmkorff par exemple, cela revient à supposer l'accouplement très lâche et, si l'on néglige  $x^2$  devant l'unité, on peut prendre pour la condition de résonance :

$$(l_2 + l'_2) m^2 C_2 = 1,$$

$l_2 + l'_2$  représentant alors la self du secondaire.

*Calcul pratique d'un transformateur.* — La théorie des transformateurs à résonance que nous venons d'exposer permet de se rendre compte des conditions de fonctionnement dans les différents cas. Elle montre en particulier que les surtensions réalisables dépendent des résistances ohmiques des circuits. Mais nous n'avons considéré que le régime permanent et, en réalité, les étincelles de décharge du condensateur créent un régime variable difficilement accessible au calcul.

Aussi, lorsqu'on arrive à la réalisation pratique, c'est-à-dire lorsqu'il s'agit de donner au constructeur les élé-

ments nécessaires pour établir, avec le maximum de rendement, un transformateur destiné à une station radio-télégraphique déterminée, on constate une fois de plus que la théorie est insuffisante et qu'il faut avoir recours à l'empirisme, c'est-à-dire, aux résultats expérimentaux fournis par la pratique.

Dans ces conditions, il n'est plus nécessaire pour les applications de serrer la théorie d'aussi près et l'on peut, pour appuyer les nombres fournis par l'expérience, se contenter de formules approchées et de théories simplifiées.

Nous choisirons comme exemple la détermination

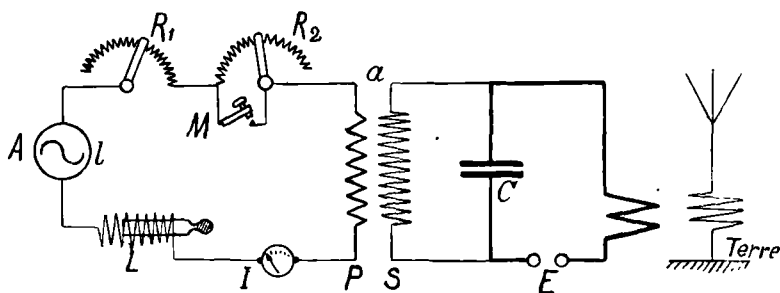


Fig. 90.

d'un transformateur sans fuites, avec les appareils qui font partie du circuit d'alimentation, en reprenant, sous une forme moins rigoureuse, mais plus simple, quelques-unes des considérations déjà exposées.

Soit A (fig. 90) un alternateur de self propre  $l$ , débitant un courant de pulsation  $m$  dans le primaire P d'un transformateur sans fuites. Dans le circuit primaire sont intercalés la self de réglage  $L$  qui permet d'obtenir la résonance, un rhéostat  $R_1$  destiné à limiter la puissance utilisée par le transformateur et un rhéostat  $R_2$  aux bornes duquel est monté le manipulateur M. Soient  $a$  le rapport de transformation,  $C$  la capacité placée aux



bornes du secondaire, dont la décharge par l'éclateur E donne naissance aux oscillations.

Appelons  $I_1$  le courant efficace débité par l'alternateur,  $U_1$  la tension efficace aux bornes du primaire du transformateur,  $I_2 U_2$  le courant et la tension secondaire.

On a approximativement, quand il n'y a pas d'étincelle :

$$U_1 I_1 = U_2 I_2,$$

et :

$$U_2 = a U_1,$$

ainsi que :

$$I_2 = m C U_2,$$

on déduit de ces trois équations :

$$I_1 = m C a^2 U_1.$$

Tout se passe donc, ainsi que nous l'avions déjà démontré plus haut, comme si le transformateur et la capacité C

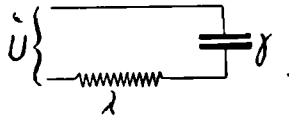


Fig. 91.

étaient remplacés par un condensateur  $C a^2$  placé directement dans le circuit de l'alternateur.

Pour que le rendement soit maximum, il faut que la tension aux bornes du condensateur soit la plus grande possible.

Considérons un circuit contenant une self  $\lambda$  et une capacité  $\gamma$  (fig. 91), alimenté par un courant  $I$  de pulsation  $m$ ,  $U$  étant la tension constante aux bornes de l'ensemble et  $R$  la résistance ohmique apparente du circuit. La tension  $U'$  aux bornes du condensateur est :

$$U' = \frac{I}{m \gamma},$$

or :

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(m\lambda - \frac{1}{m\gamma}\right)^2}},$$

d'où :

$$U' = \frac{U}{\sqrt{m^2 R^2 \gamma^2 + (m^2 \lambda \gamma - 1)^2}};$$

le maximum de  $U'$  est évidemment obtenu pour :

$$m^2 \lambda \gamma = 1,$$

c'est-à-dire quand il y a résonance, et ce maximum est égal à  $\frac{U}{m\gamma R}$ .

La surtension obtenue est donc d'autant plus grande que  $R$  est plus petit.

La tension aux bornes de la self  $\lambda$  est égale à  $m\lambda I$  et comme il y a résonance, on a :

$$U = IR.$$

La tension aux bornes de la self est donc  $\frac{m\lambda R}{U}$ .

Si l'on observe que  $m^2 \lambda \gamma = 1$ , on voit que la tension aux bornes de la self est égale à celle qui est aux bornes du condensateur, quand il y a résonance.

Lorsqu'un transformateur est interposé dans le circuit avant la capacité, comme dans le cas de la figure 90, la tension aux bornes du condensateur devient :

$$\frac{U}{mCa^2R},$$

puisque l'ensemble de la capacité et du transformateur est équivalent à une capacité  $Ca^2$ .

Cette surtension n'est donc limitée que par la résistance  $R$ . Nous avons reconnu pratiquement que l'on obtient très facilement une surtension égale à quatre

fois la tension réalisée sans résonance, quand le régime permanent est établi sans étincelles, et que l'intensité est aisément doublée. Si on laisse jaillir les étincelles, il s'établit un régime constamment variable et le calcul ne s'applique plus. Cependant la pratique nous a montré qu'en ne laissant se produire qu'une étincelle toutes les quatre ou cinq périodes, la tension et l'intensité efficaces pendant le régime variable sont sensiblement égales à la moitié des tensions et intensités correspondant au régime permanent. Ce réglage du nombre d'étincelles s'opère ordinairement en écartant plus ou moins les pôles de l'éclateur et l'on constate que, dans ces conditions, la longueur d'étincelle correspond à un voltage quatre fois plus élevé que si la résonance n'existait pas.

Il est facile de calculer les résistances additionnelles à mettre en circuit pour limiter la puissance utilisée à une valeur quelconque, qui reste constante pendant la production des étincelles et pendant les intervalles des signaux.

Soit  $\rho$  la résistance apparente de l'ensemble des appareils non compris les résistances additionnelles  $R_1, R_2$  (fig. 90),  $I$  l'intensité du courant soit pendant la production des étincelles, soit quand le manipulateur est relevé,  $U$  le voltage de la machine supposé constant,  $P$  la puissance que l'on veut utiliser.

Quand on appuie sur le manipulateur, si on évitait la production des étincelles, on aurait, d'après ce que nous avons dit plus haut, un courant deux fois plus intense que pendant le jaillissement des étincelles. On aurait donc :

$$U = (\rho + R_1) 2I,$$

or :

$$P = UI,$$

donc :

$$\rho + R_1 = \frac{U^2}{2P};$$

quand le manipulateur est relevé, on a :

$$\rho + R_1 + R_2 = \frac{U}{I} = \frac{U^2}{P},$$

d'où l'on déduit :

$$R_2 = \frac{U^2}{2P}, \quad R_1 = \frac{U^2}{2P} - \rho.$$

Prenons maintenant un exemple numérique et proposons-nous de calculer les divers éléments des machines nécessaires pour utiliser une puissance de 35 kilowatts à la production d'oscillations dans un circuit contenant une capacité de 0,5 microfarad.

Supposons que l'alternateur donne 220 volts, avec 42 périodes. Le courant normal pour  $\cos \varphi = 1$  est de 160 ampères environ. Si on laissait le régime de résonance s'établir, l'intensité atteindrait, comme nous l'avons vu plus haut, deux fois cette valeur, c'est-à-dire 320 ampères, mais le jaillissement des étincelles la ramène à 160 ampères.

La résistance apparente totale, pour une intensité de 320 ampères, est évidemment :

$$R = \frac{220}{320} = 0,68 \text{ ohm.}$$

En admettant que la surtension obtenue soit 4, on a :

$$\frac{m(L+l)}{R} = 4,$$

d'où :

$$L+l = 0,01 \text{ henry ;}$$

d'autre part, puisqu'il y a résonance, on a :

$$m^2(L+l)Ca^2 = 1,$$

d'où :

$$a = \frac{1}{m\sqrt{(L+l)C}},$$

et

$$a = 54.$$

La tension au secondaire, puisqu'il y a surtension de 4, est égale à :

$$LaU = 4 \times 54 \times 220 = 47\ 500 \text{ volts efficaces.}$$

La tension maximum, celle pour laquelle les condensateurs doivent être prévus, est donc :

$$47\ 500 \sqrt{2} = 65\ 000 \text{ volts environ.}$$

On a vu que la self totale devait être égale à 0,01 henry. Supposons que l'alternateur ait été calculé de manière que le courant de court circuit soit égal au triple du courant normal, cela revient à dire que sa self propre est égale à :

$$\frac{U}{m \times 3I} = \frac{220}{2\pi \times 42 \times 3 \times 160} = 0,002 \text{ henry.}$$

La self de réglage est donc :

$$0,01 - 0,002 = 0,008 \text{ henry.}$$

D'autre part, nous avons admis que le courant avait, pendant le jaillissement des étincelles, une intensité moitié de celle qu'il atteindrait sans étincelles. On peut admettre aussi que la tension aux bornes de la self sera, pendant les étincelles, moitié de celle qu'elle atteindrait sans étincelles. Celle-ci étant supposée égale à quatre fois la tension d'alimentation, la tension pendant les étincelles sera deux fois la tension d'alimentation, c'est-à-dire 440 volts.

Cette tension se répartit entre la self de l'alternateur et la self de réglage, proportionnellement à leurs valeurs. On aura donc environ 350 volts aux bornes de la self de réglage. La puissance apparente de celle-ci sera, par suite :

$$160 \times 350 = 62 \text{ kilovolt-ampères.}$$

La puissance apparente fournie au transformateur sera, pendant la production des étincelles,  $160 \times 440$ ,

soit 70 kilovolt-ampères, puisque la tension aux bornes de l'ensemble transformateur-condensateur est égale à la tension aux bornes de la self.

La résistance apparente  $\rho_i$  du transformateur est facile à calculer si on suppose égales les pertes dans le fer et dans le cuivre. On a,  $r$  étant le rendement,  $P$  la puissance :

$$\rho_i I^2 = (1 - r) P.$$

Dans le cas présent, si  $r = 0,95$ , on a :

$$\rho_i = 0,14 \text{ ohm.}$$

La résistance apparente de la self peut être rendue très faible en employant des fers finement feuilletés. Supposons qu'elle soit de 0,1 ohm, et celle de l'alternateur 0,05 ohm, valeurs qui peuvent être facilement réalisées.

Calculons maintenant la résistance totale que l'on doit avoir dans tout le circuit pendant le jaillissement des étincelles. On a vu plus haut que :

$$R_1 + \rho = \frac{U^2}{2P},$$

$$\rho = 0,14 + 0,1 + 0,05 = 0,3 \text{ ohm environ.}$$

La résistance du rhéostat  $R_1$  à intercaler dans le circuit est donc :

$$R_1 = \frac{U^2}{2P} - 0,3 = 0,4 \text{ ohm;}$$

quant à la résistance à mettre en shunt sur le manipulateur, elle doit être égale à :

$$R_2 = \frac{U^2}{2P} = 0,7 \text{ ohm.}$$

On a donc une marge très suffisante pour parer à des pertes imprévues, puisqu'il faut mettre en circuit une résistance morte de 0,4 ohm pour limiter à 4 la sur-

tension. Il est d'ailleurs possible, quand on est certain d'avoir des appareils bien construits, de faire les calculs pour une surtension de 6 et même 10.

Les calculs qui précèdent et qui ont permis de déterminer les éléments électriques des divers appareils ne sont qu'approchés, mais les nombreuses stations que nous avons établies d'après eux ont toujours eu au moins le rendement attendu.

Il est indispensable toutefois de prévoir une certaine marge dans les appareils pour permettre de terminer les réglages au moment de la mise en service. C'est ainsi qu'il faut prévoir que la self additionnelle n'aura pas une valeur fixe de 0,008 henry, mais pourra être réglée entre 0,006 et 0,01. De même, il est bon de prévoir que le rapport de transformation ne sera pas immuable à 54, mais pourra être de 50, 54, 58, 62, moyennant des prises convenables sur le secondaire ou sur le primaire. Cette faculté de changer le rapport de transformation permet de fonctionner encore dans de bonnes conditions s'il survient une avarie à une partie du condensateur; on rétablit la résonance primaire en agissant à la fois sur le rapport de transformation et sur la self additionnelle.

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  devront aussi pouvoir être réglées par variations de l'ordre du  $\frac{1}{10}$  de leur valeur totale.

Il est bon d'autre part de ne pas prévoir de self trop grande, car son isolement deviendrait difficile. Tous les isolements doivent être établis avec un coefficient de sécurité très grand, car il se produit parfois, indépendamment d'inductions accidentelles de courants de haute fréquence, des surtensions considérables, et non encore expliquées, pendant la manipulation. Pour l'exemple étudié plus haut, il est prudent de prévoir un isolement de 3000 volts pour l'alternateur, les appareils de tableau,

les canalisations, la self et le primaire du transformateur, et de 100 000 volts pour le secondaire de ce dernier.

*Alternateurs.* — Les alternateurs peuvent être d'un type quelconque, pourvu qu'ils satisfassent aux conditions suivantes : la self propre doit être très faible et l'isolement à la masse très fort. Ils doivent de plus satisfaire, bien entendu, aux conditions normales de rendement. Il y a intérêt, au moins pour les grandes puissances, à faire usage de types à induit fixe et inducteur tournant, en raison des plus grandes facilités d'isolement.

La fréquence peut être quelconque, il semble cependant qu'il y ait intérêt à choisir la fréquence d'autant plus grande que la capacité à charger est plus petite. Depuis quelques années, on emploie beaucoup des alternateurs dits à fréquence musicale, de l'ordre de 1 000, sans mettre en résonance le circuit primaire d'alimentation. La puissance dépensée pour chaque étincelle est évidemment réduite aussi, toutes choses égales d'ailleurs, mais on a en revanche une réception auditive bien meilleure. L'oreille est en effet constituée de manière à percevoir plus facilement les sons dont la fréquence est de l'ordre de 1 000, et, de plus, les téléphones normalement employés ont eux-mêmes une période propre voisine de 1 000.

Par contre, il est assez difficile avec ces grandes fréquences d'empêcher la formation d'arcs. Au total, l'emploi d'étincelles rares, obtenues par les transformateurs à résonance, est plus avantageux au point de vue du rendement en portée, à puissances dépensées égales, sauf toutefois le cas où les perturbations, dues par exemple à des phénomènes électriques naturels, sont intenses à la réception. Nous reviendrons d'ailleurs sur cette question à propos de la réception.

L'*alternateur Villard* permet d'obtenir, avec un transformateur quelconque sans résonance, les mêmes avan-



tages des étincelles rares que l'on réalise avec des alternateurs ordinaires et des transformateurs à résonance.

Les périodes successives de cet alternateur sont séparées les unes des autres par des silences et composées chacune non pas de deux, mais de trois alternances d'égale durée. L'une de celles-ci a nécessairement une amplitude double de celle des deux autres<sup>1</sup> et peut seule donner une étincelle. Chaque période complètement séparée de la pré-

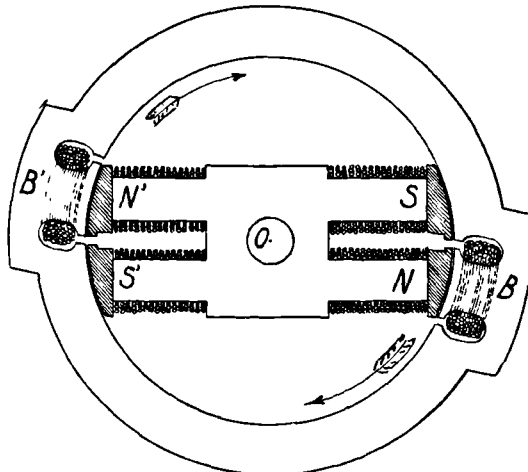


Fig. 92.

cédente et de la suivante peut ainsi avoir une fréquence propre aussi élevée qu'il est nécessaire pour faciliter la transformation, et néanmoins les étincelles, réduites à une seule par période, ne peuvent donner naissance à un arc.

L'inducteur mobile, en forme d'H (fig. 92), présente quatre pôles alternés deux à deux, très voisins, et tourne à l'intérieur d'un induit pourvu seulement de deux bobines qui sont disposées aux extrémités d'un diamètre.

1. L'intégrale  $\int_0^T T dt$ , étendue à toute la période, autrement dit l'aire totale de la courbe  $I = f(t)$ , doit en effet être nulle.

On voit immédiatement que si l'arrivée d'un pôle nord devant une bobine produit une force électromotrice  $+ E$ , la substitution du pôle sud au pôle nord renverse le flux (ce qui double sa variation) et la force électromotrice produite sera  $- 2 E$ . Enfin, le départ du pôle sud donnera  $+ E$ , comme l'arrivée du pôle nord. La machine restera ensuite inactive pendant un demi-tour, puis de

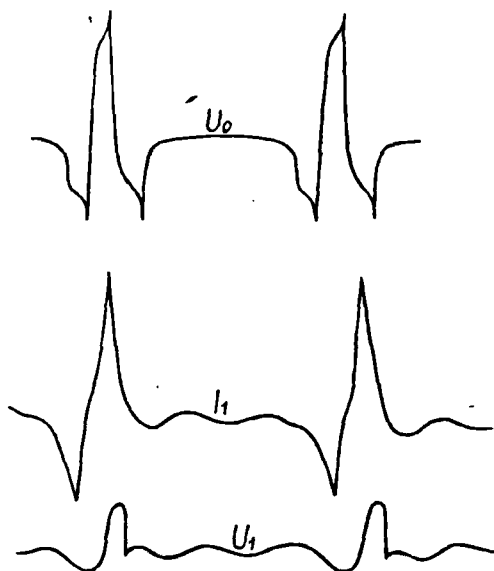


Fig. 93.

nouveau les mêmes phénomènes se reproduiront dans le même ordre.

La figure 93, calquée sur les oscillogrammes relevés par l'un de nous, représente la courbe de la force électromotrice ainsi obtenue, le courant et la tension dans les conditions normales d'utilisation. Cette figure montre aussi que les étincelles successives sont, comme il était facile de le prévoir, de polarité constante. Comme il s'en produit deux par tour de la machine, leur fréquence à la

vitesse normale de 700 à 800 tours est de 23 à 26 par seconde.

Voici à titre d'exemple quelques résultats obtenus avec ce type d'alternateur dont nous avons fait un très large usage pour les stations à faible et moyenne portée :

1° 50 volts efficaces sont appliqués aux bornes primaires d'un transformateur dont le coefficient de transformation est voisin de 100 et servent à charger  $\frac{5}{100}$  de microfarad. L'étincelle entre électrodes cylindriques atteint 6 à 7 mm, ce qui correspond à plus de 15 000 volts maxima. Avec un courant sinusoïdal ordinaire on aurait eu environ la moitié (7 000 volts). En élevant un peu la vitesse de la machine, on arrive facilement à 9 mm d'étincelle et en doublant la capacité ( $\frac{1}{10}$  de *mf*) on obtient encore 5 mm ;

2° Avec le même voltage primaire et un coefficient de transformation égal à 200, l'étincelle sur capacité nulle atteint 6 cm. L'addition d'une antenne excitée directement produit, sans raréfier davantage l'étincelle, une surtension voisine de 2 et la distance explosive peut être portée à 12 cm ;

3° Une magnéto de 120 watts, construite d'après le même principe, mais avec induit mobile et inducteur bipolaire fixe, a été utilisée pour charger en excitation directe une antenne normale de quatre fils de 60 m environ de longueur et de 1 m d'écartement. Le coefficient du transformateur était égal à 200 et le voltage primaire de 30 volts seulement. Dans ces conditions, avec 20 étincelles par seconde, la distance explosive a pu être portée à 65 mm et le courant dans l'antenne atteignait la valeur de 1 ampère efficace.

*Tableaux de distribution.* — Les tableaux de distribution et les appareils qu'ils comportent doivent être également très fortement isolés, de 1 500 à 3 000 volts

suivant la puissance. Ils doivent comporter deux bornes spéciales intercalées sur le circuit d'excitation de l'alternateur, de manière à permettre d'installer sur la table de réception un dispositif de sécurité fait de telle sorte qu'on ne puisse transmettre quand les récepteurs sont en service. Ce dispositif peut être quelconque et varie suivant la puissance.

Des lampes de protection sont disposées, à l'arrivée des canalisations sur le tableau, comme cela est indiqué sur la figure 88.

Les canalisations doivent être également isolées avec le plus grand soin et placées partout sur taquets en porcelaine.

*Transformateurs.* — Les transformateurs sans fuites doivent être calculés, comme nous l'avons vu plus haut,

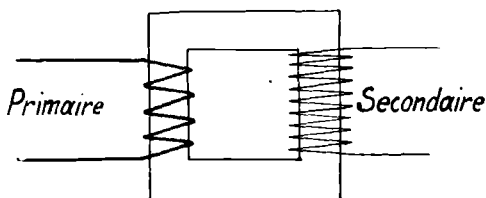


Fig. 94.

pour un voltage primaire double du voltage d'alimentation, et les isolements des circuits prévus avec un large coefficient de sécurité. Au demeurant, leur construction ne présente rien de spécial et tous les types employés dans l'industrie pour divers usages peuvent être utilisés pour la télégraphie sans fil.

Parmi les transformateurs à fuites, citons en particulier celui de M. GaiFFE, à circuit magnétique fermé (fig. 94) : le circuit primaire est enroulé sur une partie du circuit magnétique, et le secondaire sur l'autre partie. On a donc un accouplement lâche des deux circuits et un

isolement plus facile. La résonance est établie par le circuit secondaire, comme on l'a vu page 194, sans que le primaire ait une influence considérable. Cependant il est bon de prévoir aussi avec ces transformateurs une self intercalée dans le circuit d'alimentation pour raréfier à volonté les étincelles et améliorer un peu la résonance, qui n'est pas très précise quand on la fait uniquement par le secondaire. Ce fait est d'ailleurs souvent avantageux, en particulier quand le moteur mécanique qui commande l'alternateur, n'a pas une marche bien régulière et que la fréquence du courant a par suite de petites variations.

Il existe un grand nombre de modèles de transformateurs à noyau droit. Les meilleurs sont évidemment ceux dans lesquels les poids de fer et de cuivre ainsi que les isollements sont le plus largement calculés. Nous avons décrit, pages 175 et 178, deux modèles de ces appareils. Signalons aussi le modèle établi par la Compagnie Générale Radiotélégraphique pour la marine et dans lequel le secondaire est divisé en deux parties pouvant être groupées en série ou en parallèle suivant les capacités à charger.

*Bobines de self.* — Les bobines de self que l'on emploie pour le réglage des résonances du courant primaire dans les transformateurs consistent le plus souvent en bobines creuses avec noyau mobile en fer feuilleté. On fait quelquefois usage de bobines à noyau fixe et divisées en sections que l'on peut mettre à volonté en circuit.

Il en est de même des selfs variables que l'on place parfois dans le circuit secondaire pour rechercher les résonances.

Il est bon, dans tous les cas, de prévoir deux selfs de réglage, l'une à noyau fixe et enroulement sectionné, l'autre à noyau mobile et faible self pour parfaire le réglage entre deux sections de la self à noyau fixe.

La construction de ces selfs doit être faite avec autant

de soins que celle des transformateurs. L'isolement entre deux couches successives de fil, et à la masse, doit être très largement calculé, pour plusieurs milliers de volts, car il arrive très fréquemment des ruptures d'isolement par suite de surtensions accidentelles.

Citons en particulier le modèle établi par la Société « Éclairage électrique » dans lequel le conducteur est de forme plate, enroulé de champ sur le noyau, et qui ne comporte qu'une seule couche de conducteur.

*Manipulateurs.* — Étant donnée la forte intensité des courants que doit interrompre et rétablir le manipulateur

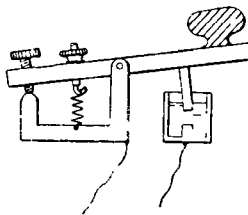


Fig. 95.

dans le circuit primaire de la bobine ou du transformateur, il est nécessaire de le munir de contacts larges et très conducteurs. Dans le cas d'emploi du courant continu, si la rupture du circuit par le manipulateur se fait au moment où l'interrupteur est au contact, l'étincelle de rupture se produit au manipulateur, et elle est très forte, n'étant plus shuntée par le condensateur de la bobine. Pour la diminuer, il est bon de la faire éclater dans le pétrole.

Dans le même but, M. Rochefort met le condensateur de la bobine non plus en dérivation sur l'interrupteur, mais sur l'ensemble du manipulateur et de l'interrupteur.

Nous employons avec succès un manipulateur ayant la forme des manipulateurs ordinaires. Une vis-butoir permet de régler la course du levier (fig. 95) et un écrou

permet de tendre à volonté le ressort de rappel. Le contact se fait entre deux tiges de cuivre dans un godet contenant du pétrole. Le levier est muni d'une forte poignée en ébonite, pour éviter tout contact accidentel désagréable de la main avec le circuit.

M. Marconi emploie, pour les faibles puissances, des manipulateurs à contact sec, platine sur platine, protégé parfois par un condensateur spécial logé dans le socle (fig. 96).

Lorsque le manipulateur doit être à double effet, comme dans les montages analogues à celui de la

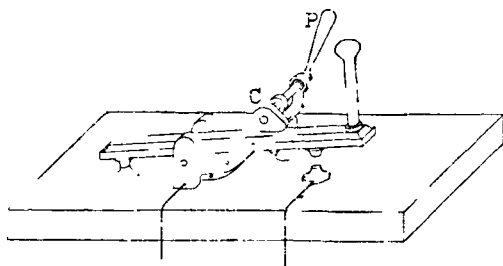


Fig. 96.

figure 87, on peut employer avec avantage un manipulateur tel que celui de la figure 95, mais dans lequel la vis arrière est à large section et donne aussi un contact cuivre sur cuivre dans un godet rempli de pétrole, comme celui de l'avant.

On peut, avec ce type de manipulateur, couper des intensités allant jusqu'à 50 ampères, sans qu'il soit nécessaire de changer trop souvent les contacts, changements qui n'entraînent d'ailleurs que des dépenses minimales. En cas de service très chargé, on peut monter deux manipulateurs côte à côte et passer de l'un à l'autre, au moyen d'un commutateur, lorsque les contacts de l'un sont usés, pour permettre leur remplacement par un aide.

Quand les intensités à couper deviennent trop fortes, on emploie parfois un manipulateur à électro-aimant. L'une des dispositions employées est la suivante.

Le levier L du manipulateur (fig. 97) est indépendant du circuit à couper. Celui-ci arrive à une lame flexible A, formant ressort ou munie d'un ressort antagoniste, et garnie d'une palette en fer doux P et d'un contact réglable *a*. En face de cette palette se trouve un électro-aimant E, dont l'enroulement à faible résistance est relié d'une part à l'autre extrémité du circuit et d'autre part à un contact *b* placé en face de *a*. Quand on appuie sur le levier, le circuit est fermé ; si l'on abandonne le levier,

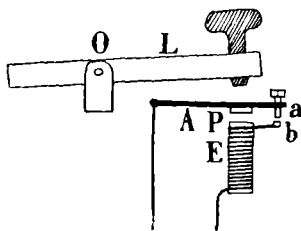


Fig. 97.

celui-ci se relève, mais le contact *a* n'abandonne *b*, c'est-à-dire ne coupe le circuit, que quand l'attraction de la palette P par le noyau de E est assez faible pour permettre à la lame A de se relever. On règle ressorts et contacts de manière que la rupture du contact se produise au moment où l'intensité est nulle ou à peu près.

On peut aussi opérer cette rupture à la phase 0 au moyen d'un relais avec pile locale, coupant automatiquement le circuit quand l'intensité est nulle.

L'un de nous a établi, pour les stations puissantes, un type de manipulateur à relais dans lequel les interruptions de courant se font entre un jet de mercure et une surface de cuivre amalgamé tournant dans du pétrole. Le jet est abaissé ou remonté au moyen d'un



levier qui agit sur le tube par lequel jaillit le mercure. Ce levier est commandé par un électro-aimant dans le circuit duquel est intercalé un petit manipulateur ordinaire.

L'ensemble de l'appareil est analogue aux interrupteurs à jets de mercure dont il a été parlé page 179.

On a aussi essayé, dans certains cas, de manipuler en faisant varier l'excitation de la dynamo ou de l'alternateur, mais ce procédé est peu commode.

Il est également possible de ne pas toucher au circuit primaire et de manipuler ou bien sur le circuit oscillant,

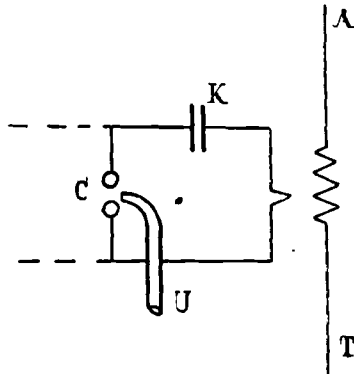


Fig. 98.

ou bien sur l'antenne elle-même, soit en la coupant, soit en la désaccordant. Dans le cas où l'on manipule sur le circuit oscillant, on peut court-circuiter la self primaire du transformateur Tesla ou Oudin, en laissant jaillir l'étincelle en permanence, ou bien écarter et rapprocher les pôles de l'éclateur de manière à couper ou laisser jaillir l'étincelle.

M. Marconi a proposé de laisser débiter en permanence le transformateur sur la capacité et de supprimer les étincelles au moyen d'un violent courant d'air amené par une tuyère U placée en regard de l'oscillateur

(fig. 98). La manipulation se fait alors en agissant sur le courant d'air.

Enfin, un autre procédé consiste à intercaler, dans le circuit de l'alternateur, le primaire  $P'$  d'un deuxième transformateur  $R'$  (fig. 99) dont le secondaire  $S'$  est fermé sur des résistances liquides  $W$ ,  $W_1$ , et sur la clef  $M$ .

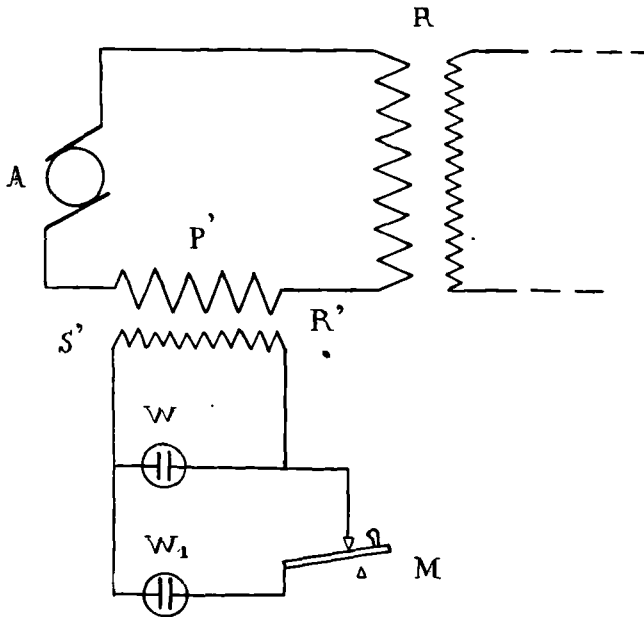


Fig. 99.

Le transformateur  $R'$  fonctionne en sens inverse du transformateur principal  $R$ , c'est-à-dire qu'il abaisse la tension du courant fourni par l'alternateur. Lorsque la clef  $M$  est relevée, les deux résistances  $W$  et  $W_1$  sont fermées en quantité sur  $S'$ . La quantité d'énergie absorbée par  $R'$  est alors assez grande pour empêcher le fonctionnement de l'oscillateur. Si, au contraire, on abaisse la clef, la résistance  $W$  est seule intercalée sur

S' et, l'énergie absorbée par R' diminuant, les étincelles peuvent se produire.

*Oscillateurs ou éclateurs.* — Dans le cas où l'on emploie de faibles énergies, tous les modèles d'oscillateurs employés pour l'étude des ondes hertziennes dans les laboratoires peuvent être employés en télégraphie sans fil. Toutefois, l'expérience a montré qu'il était plus commode de se servir du simple oscillateur de Hertz, constitué par deux sphères, dans l'air, reliées aux deux pôles de la bobine d'induction. L'emploi d'oscillateurs plongés dans des diélectriques liquides, comme l'oscillateur Righi, présente l'inconvénient suivant : au bout d'une certaine durée de fonctionnement, le diélectrique, pétrole par exemple, est partiellement décomposé, de petites parcelles de carbone sont mises en liberté et le pouvoir inducteur spécifique du diélectrique diminue.

La nature du métal qui constitue les boules de l'oscillateur n'a qu'une importance secondaire ; si l'on emploie du cuivre, la couche d'oxyde noir dont elles se recouvrent rapidement ne gêne nullement le fonctionnement. Cependant, on a reconnu que le métal le plus avantageux était le zinc.

Quand on fait usage de courant continu et que l'oscillateur est placé directement entre l'antenne et la terre, l'expérience a montré qu'il était préférable de connecter l'antenne au pôle négatif du secondaire de la bobine. Il est souvent commode d'employer, pour être assuré du sens de cette connexion, un oscillateur formé d'un plateau de 6 ou 8 cm et d'une tige arrondie à son extrémité ; l'antenne étant reliée au plateau et la terre à la tige, l'étincelle obtenue doit être absolument rectiligne, très blanche et claquante, et aller de l'extrémité de la tige au centre du plateau.

Quant aux oscillateurs genre Hewitt et de Valbreuze, constitués par des lampes à mercure, il semble que leur

usage n'ait pas donné de résultats excellents, en raison des variations du degré de vide dans la lampe à mercure et de son échauffement.

L'oscillateur Fessenden est formé d'une pointe *a* (fig. 100) qui pénètre dans une boîte métallique *R* à travers un bouchon isolant *N*, et d'un plateau métallique *b* en communication avec la boîte. Celle-ci est remplie d'air comprimé au moyen d'un tuyau.

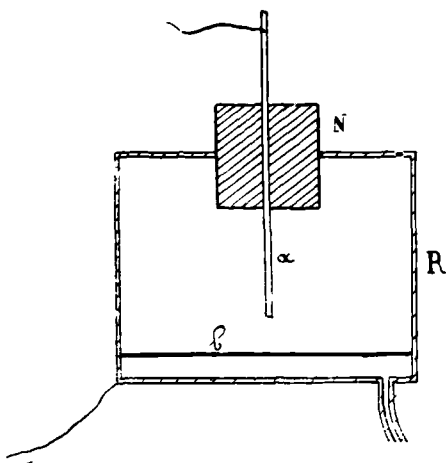


Fig. 100.

Cette disposition aurait, sur l'oscillateur ordinaire, l'avantage de permettre l'emploi d'étincelles plus longues, sans qu'elles cessent d'être oscillantes.

L'expérience a montré que les oscillateurs en vase clos, que l'on emploie souvent aussi pour éviter le bruit violent des étincelles, ne donnent en général que de mauvais résultats. Il se forme de l'ozone et des vapeurs nitreuses qui diminuent le pouvoir diélectrique de l'air et abaissent par conséquent la tension correspondant à l'écart des pôles de l'éclateur à l'air libre. On a cherché à obvier à cet inconvénient en installant un ventilateur

dans le vase clos, mais cela entraîne une complication souvent hors de proportion avec le résultat obtenu.

Dans les stations puissantes, pour éviter un échauffement trop rapide des pôles de l'éclateur, on constitue celui-ci soit au moyen de gros cylindres métalliques, soit au moyen de tores parallèles. L'étincelle peut alors se déplacer dans l'intervalle qui sépare les deux pôles, et l'on répartit ainsi l'échauffement sur une plus grosse masse, avec une grande surface de refroidissement. On peut compléter cette disposition en projetant un jet d'air comprimé ou d'acide carbonique provenant d'acide carbonique liquide. On peut aussi faire tourner les cylindres sur eux-mêmes au moyen d'un mouvement d'horlogerie.

Il est possible d'obtenir, avec un courant d'alimentation de fréquence quelconque, plusieurs centaines d'étincelles par seconde, produisant un son musical. Il suffit pour cela d'employer, par exemple, un éclateur constitué de la manière suivante. Entre les deux pôles fixes de l'éclateur est placée une roue métallique munie de dents montées deux à deux sur un même diamètre. Au passage de chaque dent il se produit une étincelle et, en général, l'entraînement d'air causé par la rotation rapide suffit pour empêcher la formation d'un arc.

Avec un éclateur ordinaire alimenté par un transformateur à résonance, le nombre d'étincelles à la seconde est évidemment fonction de l'écartement des pôles. Mais on peut agir sur ce nombre en modifiant les éléments du circuit d'alimentation, self, résistance, ainsi que l'excitation de l'alternateur. En général, on emploie de huit à quinze étincelles à la seconde.

Dans tous les cas, il faut considérer que l'éclateur joue un rôle très important, et il importe de l'établir avec le plus grand soin.

Quelle que soit la forme donnée à l'éclateur (sphères, cylindres, lentilles, tores, etc.), il y a intérêt à proportionner ses dimensions à la puissance de la station dont

il fait partie. Il importe en effet non seulement d'éviter un échauffement considérable, mais aussi de tenir compte de l'influence du rayon de courbure sur la valeur du potentiel explosif correspondant à un écartement déterminé des deux pôles. Bien qu'il n'existe pas, à notre connaissance, de travaux complets sur les relations qui peuvent exister entre la longueur de l'étincelle, l'intensité des oscillations qui la traversent et l'amortissement qui en résulte, il semble qu'il y ait intérêt à employer des étincelles aussi courtes que possible, pour un potentiel explosif déterminé.

D'après les renseignements contenus dans le *Traité d'Électricité* de Mascart, le potentiel explosif pour une distance constante des deux pôles, quand le rayon de courbure varie, ne suit pas une loi uniforme : à partir des plans, c'est-à-dire d'un rayon de courbure infini, le potentiel explosif croît d'abord pour diminuer ensuite. D'autre part, le diamètre critique, c'est-à-dire celui pour lequel la courbe change de sens, varie avec la tension.

Quand on fait varier la distance des deux pôles d'un éclateur, le potentiel explosif croît moins vite que la distance, cependant on peut admettre que la dérivée du potentiel explosif est sensiblement constante à partir de  $\frac{7}{10}$  de millimètre.

Quand les étincelles jaillissent dans des gaz autres que l'air, le rapport des potentiels explosifs à celui dans l'air est d'autant plus faible, toutes choses égales d'ailleurs, que les gaz ou vapeurs sont à structure moléculaire plus simple.

La température agit sur le potentiel explosif par suite de son action sur la pression électrostatique. L'influence de la pression est déterminée par une loi assez complexe ; cependant, entre 1 et 5 atmosphères le potentiel explosif croît proportionnellement à la pression.

Il a été publié un certain nombre de tableaux donnant

les valeurs des potentiels explosifs pour divers écartements des pôles de diamètres variés, mais ces tableaux ne sont pas concordants. Aussi nous paraît-il préférable de n'en donner aucun. Il est d'ailleurs facile de mesurer la tension qui existe à l'éclateur au moment où jaillit l'étincelle.

On peut employer pour cela un des procédés suivants :

Monter un voltmètre électrostatique en dérivation sur l'éclateur, suivre l'aiguille des yeux et noter la valeur indiquée au moment où jaillit l'étincelle ;

Mesurer la tension aux bornes du circuit primaire du transformateur (supposé sans fuites) au moment où jaillit l'étincelle et multiplier cette valeur par le rapport de transformation ;

Mesurer, avec un ampèremètre thermique, le courant secondaire dans les mêmes conditions et en déduire la tension par la formule :

$$E = \frac{I}{mc}, \quad .$$

$m$  étant la pulsation du courant et  $c$  la capacité.

Les valeurs trouvées par ces divers procédés ne sont pas toujours bien concordantes, mais leur approximation est suffisante dans la pratique courante.

*Condensateurs.* — Les condensateurs employés dans les stations de télégraphie sans fil appartiennent généralement à l'un des deux types suivants :

Condensateurs à lames de verre planes ;

Condensateurs du genre bouteilles de Leyde.

Parmi les modèles de condensateurs à lames de verre planes nous citerons en particulier le modèle Gaiffe (Compagnie Générale Radiotélégraphique), dont nous avons fait un très large usage et qui a donné toute satisfaction.

Les électrodes sont en aluminium et l'ensemble des lames de verre et d'aluminium, groupées en paquets

serrés avec des lanières, est noyé dans du pétrole lourd pour éviter les pertes par aigrettes et ionisation de l'air. Leur particularité principale, en dehors de la qualité

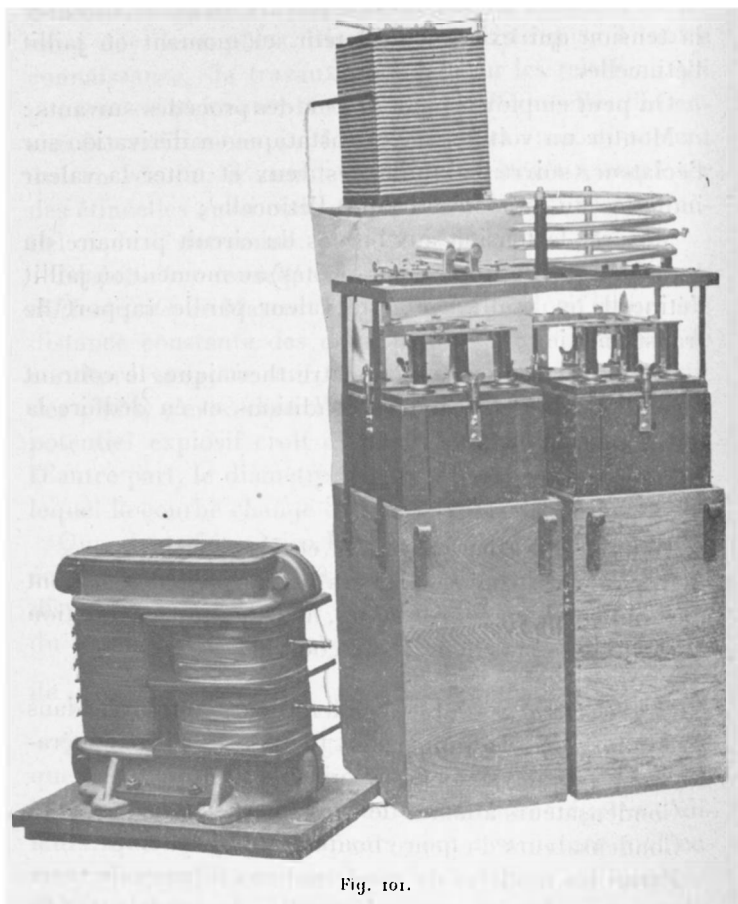


Fig. 101.

du verre employé, réside dans le montage spécial de l'armature et du diélectrique : pour éviter l'usure progressive du verre qui se produit sur les bords des électrodes métalliques, sous l'effet des surtensions existant en ces points, la tranche des électrodes est séparée du



verre par une mince épaisseur du diélectrique liquide. Pour cela, une cale conductrice ou isolante, d'épaisseur convenable et de dimensions légèrement supérieures aux dimensions de l'armature, est introduite entre celle-ci et la lame de verre.

Ces condensateurs sont enfermés dans des bacs en matière isolante et étanche au pétrole. Leur emploi est particulièrement indiqué pour les stations humides, car il est très facile d'essuyer les traces d'humidité qui peuvent se déposer sur la plaque supérieure du bac, autour des lames connectées avec les deux armatures.

La figure 101 montre la disposition de ces condensateurs dans les stations radiotélégraphiques, à longueur d'onde variable, des bâtiments de guerre de la marine française.

Le deuxième type (bouteille de Leyde) est très usité également. Dans les stations à faible puissance, on emploie souvent des bouteilles de Leyde ordinaires. Toutes les stations commerciales de la compagnie Marconi sont en particulier munies de bouteilles de Leyde ordinaires.

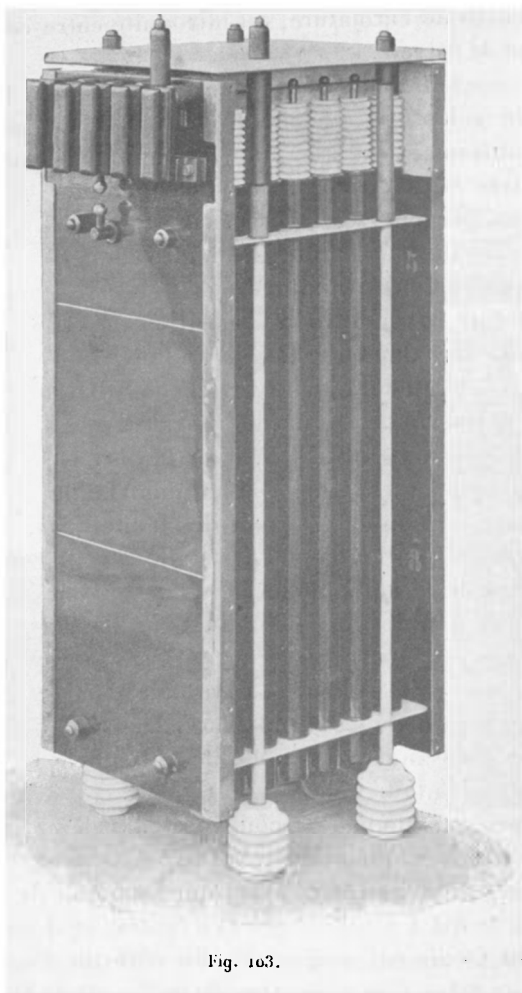
La compagnie Telefunken emploie également ce genre de condensateurs. Dans les stations puissantes, les bouteilles atteignent 1,50 m de hauteur.

Le meilleur modèle de condensateurs de cette espèce paraît être le modèle Mosicki (fig. 102). Il se compose d'un large tube de verre, ayant une longueur de 60 cm à 1,50 m, fermé à l'une de ses extrémités, et dont l'épaisseur est fortement augmentée du côté de l'ouverture. Les deux faces sont argentées et recouvertes d'un dépôt de cuivre électrolytique. Le contact avec l'armature intérieure est pris au moyen d'une pièce de cuivre fixée dans un bouchon de porcelaine; l'armature extérieure est



Fig. 102.

protégée par un tube de cuivre qui la recouvre et qui est en contact avec elle. Le tout est rempli d'eau glycinée.



Un tel condensateur peut résister à de fortes tensions, bien que les tubes soient très minces, grâce au surépaississement du verre entre les bords des armatures,

car c'est entre ces bords que se produisent toujours les ruptures du diélectrique.

La figure 103 représente un condensateur Mosicki avec ses accessoires, employé dans une station de grande portée et d'une puissance de plusieurs kilowatts.

Lorsqu'on effectue les essais d'une batterie de condensateurs destinée à une station radiotélégraphique, il est indispensable de faire d'abord des essais de longue durée, car l'échauffement est un facteur important dans la rigidité des condensateurs, et ensuite de faire ces essais dans les conditions de travail de la batterie. En particulier, il est tout à fait insuffisant de faire l'essai successivement sur tous les éléments de la batterie en les soumettant à la tension prévue. Nous avons eu de nombreux exemples de condensateurs dont les éléments avaient parfaitement résisté à des essais de 50 000 volts, même avec étincelle, et qui, une fois montés et mis en service dans une station radiotélégraphique, étaient crevés peu de temps après.

Les ruptures se font toujours au droit des arêtes vives des armatures. C'est en effet en ces points que la pression électrostatique est la plus grande.

Rappelons que cette pression, exprimée en unités électrostatiques, a pour valeur :

$$p = \frac{1}{8\pi} \left( \frac{U_1 - U_2}{e} \right)^2,$$

$U_1 - U_2$  étant la différence de potentiel et  $e$  l'épaisseur.

Signalons, enfin, que M. Marconi a abandonné les condensateurs à verre pour ses stations puissantes et emploie dans ce cas des condensateurs à air.

*Transformateurs Oudin et Tesla.* — Les transformateurs Oudin, ainsi que les primaires des transformateurs Tesla, sont généralement construits au moyen de tuyaux de cuivre enroulés en hélice rigide de diamètre plus ou moins grand suivant la puissance et la longueur

d'onde de la station auxquels ils sont destinés. Le pas de l'hélice est également fonction de la puissance ; il doit évidemment être suffisant pour qu'il n'y ait pas risque de jaillissement d'étincelles entre deux spires consécutives.

Le diamètre de l'hélice est généralement compris entre 25 et 60 cm. L'expérience ayant montré qu'il est avantageux d'avoir à peu près une spire dans le circuit d'excitation, le diamètre de celle-ci doit être choisi de telle sorte que l'accouplement du circuit excitateur et de l'antenne reste dans les limites convenables, c'est-à-dire de l'ordre de 0,1. Cette condition s'applique surtout aux transformateurs Oudin, car, dans les transformateurs Tesla, l'accouplement peut être réglé par écartement du primaire et du secondaire.

Le diamètre du tuyau de cuivre doit être calculé d'après l'intensité efficace des oscillations du circuit excitateur.

Cette intensité est donnée approximativement par la formule :

$$I = \pi UC \sqrt{\frac{N}{\gamma T}},$$

dans laquelle U est le potentiel de décharge du condensateur C,  $\gamma$  le décrement logarithmique, T la période et N le nombre de trains d'onde par seconde.

Les oscillations ne pénétrant qu'à une faible profondeur dans le métal, on serait conduit à donner au conducteur une dimension exagérée pour que le nombre d'ampères par millimètre carré reste dans les limites ordinaires. Mais comme toute la masse du conducteur intervient pour empêcher un échauffement exagéré et que, d'autre part, la résistance du conducteur est très faible à côté de celle de l'étincelle, on maintient le diamètre du tuyau dans des limites acceptables. En général, ce diamètre est choisi entre le  $\frac{1}{10}$  et le  $\frac{1}{6}$  du diamètre moyen de l'hélice du résonateur, et le pas de l'hélice égal au diamètre du tuyau.

Pour éviter les courants de Foucault, il est bon, lorsque ce diamètre dépasse 3 ou 4 cm, de fendre le tuyau longitudinalement, suivant une de ses génératrices.

La forme circulaire adoptée en général pour la section du tuyau, bien que n'étant pas la plus avantageuse au point de vue de la diminution de résistance par rapport à l'augmentation des dimensions, présente l'avantage de permettre d'établir des hélices suffisamment rigides pour être employées sans châssis ni cadre. L'isolement est

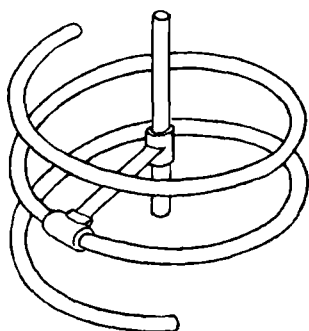


Fig. 104.

ainsi plus facile à réaliser. La figure 101 représente un groupe d'appareils parmi lesquels se trouve un transformateur Oudin de ce genre. La longueur d'hélice intercalée dans le circuit primaire est réglée au moyen d'un collier avec vis de serrage qui coulisse tout le long de l'hélice, et est réuni à l'une des armatures du condensateur par une lame flexible fixée à un deuxième collier glissant le long d'une colonne métallique placée suivant l'axe de l'hélice (fig. 104).

Le nombre total de spires de l'hélice est en général de 3 à 5.

Le primaire des transformateurs Tesla est constitué de la même manière; quant au secondaire il est le plus souvent fait en conducteur de diamètre plus faible, 1 ou

2 cm, et placé à l'extérieur du primaire. Un dispositif quelconque permet de le soulever pour diminuer à volonté son accouplement avec le primaire.

Comme nous l'avons déjà indiqué, ce dernier modèle de transformateur est très peu employé ; on préfère dans la grande majorité des cas faire usage de transformateurs Oudin, en raison de sa plus grande simplicité et de sa facilité de réglage, quoiqu'il se prête moins aux variations d'accouplement.

Il est très important, pour avoir le meilleur rendement possible, de réduire au minimum de longueur les connexions entre les diverses parties du circuit excitateur : condensateur, éclateur, transformateur. La surface de ces connexions doit être largement calculée en tenant compte de l'intensité donnée par la formule de la page 224. Elles sont généralement constituées par des lames larges et minces, surtout dans les stations puissantes.

*Condensateur et self d'antenne.* — Pour raccourcir ou allonger la longueur d'onde propre d'une antenne, il est nécessaire, comme on l'a vu précédemment, d'intercaler dans l'antenne un condensateur ou une self.

Le condensateur peut être d'un type quelconque, dont la capacité et la rigidité sont calculées d'après la longueur d'onde à obtenir et la puissance employée.

Quant à la self d'antenne, elle est généralement constituée par un conducteur nu enroulé en hélice sur un châssis isolant. Une pince permet de prendre sur cette hélice le nombre convenable de spires pour obtenir l'augmentation de longueur d'onde cherchée. Sur la figure 101, est représentée, à la partie supérieure, un modèle de self d'antenne.

*Isolateurs.* — Il importe de prendre de très grandes précautions pour assurer un isolement aussi parfait que possible du circuit excitateur et de l'antenne.

Pour le circuit excitateur, cet isolement est facile à

réaliser ; mais il n'en est pas de même pour l'antenne. A sa sortie du poste il est bon d'entourer celle-ci de plusieurs centimètres de caoutchouc ou d'un isolant analogue, surtout si elle contient une self notable, car la tension à l'extrémité de cette self peut être déjà très considérable.

Pour les sommets des brins de l'antenne et les attaches des cordages de retenue, on emploie souvent comme isolateurs des bâtons d'ébonite plus ou moins épais suivant les circonstances. Quand les antennes sont longues et lourdes et que l'effet du vent donne une traction considérable, on peut employer des bandes de toile ou de soie en plusieurs épaisseurs caoutchoutées et fixées les unes aux autres de manière à constituer quelque chose d'analogue à certains modèles de courroies de transmission pour moteurs. Les extrémités sont fixées à de larges poulies de porcelaine ou de bois. En cas de nécessité, on peut très bien employer comme isolateurs de simples pièces de bois huilées. Ce sont des isolateurs en frêne qui sont employés à la station radiotélégraphique provisoire de la tour Eiffel.

*Prises de terre.* — Les prises de terre jouant un rôle très important dans l'amortissement des antennes, il est nécessaire de les effectuer avec le plus grand soin. On peut employer de larges surfaces métalliques soudées entre elles et percées de trous pour assurer l'écoulement de l'eau, enterrées à une profondeur suffisante pour que le sol au contact soit toujours humide.

On préfère parfois remplacer les plaques de large surface par un grand nombre de fils rayonnants enterrés à une profondeur convenable.

-----

## CHAPITRE XI

### DÉTECTEURS D'ONDES

---

Les appareils et l'antenne d'émission ayant été disposés de telle sorte que les ondes rayonnées viennent engendrer, dans l'antenne de réception, des oscillations aussi intenses que possible, il s'agit ensuite de rendre ces oscillations perceptibles à nos sens, de manière à permettre la traduction des séries d'oscillations longues ou brèves qui forment les signaux télégraphiques. Les appareils employés dans ce but sont les *détecteurs d'ondes*, dont le premier type a été le cohéreur de M. Branly.

Comme nous l'avons dit précédemment, il existe un grand nombre de procédés permettant de déceler la présence des ondes. Nous ne parlerons ici que de ceux qui ont été imaginés en vue de la télégraphie sans fil.

Au point de vue du fonctionnement, on distingue deux sortes de détecteurs :

1° Les détecteurs dont l'indication dépend de la valeur maximum que peut atteindre l'amplitude des oscillations dans le circuit considéré. A cette catégorie appartiennent les cohéreurs et le détecteur magnétique ;

2° Les détecteurs qui totalisent les effets élémentaires d'une série de trains d'ondes, comme le font les appareils thermiques, les détecteurs à gaz, et peut-être les détecteurs à cristaux.

A ces deux catégories, il faudrait en joindre une troisième comprenant les appareils qui ne totalisent que les effets des oscillations d'un seul train d'ondes, comme le fait le détecteur électrolytique.



### Cohéreurs

*Historique.* — Bien que quelques physiciens, tels que Varley et Calzecchi-Onesti, aient pressenti certaines propriétés électriques des limailles métalliques, c'est à M. Branly que revient incontestablement l'honneur d'avoir mis en lumière, en 1890, l'influence des ondes hertziennes, à distance, sur la conductibilité des limailles métalliques. L'idée d'appliquer ces propriétés à l'étude des perturbations électriques de l'atmosphère et à la réception de signaux hertziens à petite distance est due à MM. Lodge et Popoff. Enfin, c'est M. Marconi qui parvint le premier à les appliquer à la réception de signaux télégraphiques à grande distance.

L'étude détaillée des divers phénomènes présentés par les contacts imparfaits de corps conducteurs, et en particulier de limailles métalliques, est due principalement à MM. Branly, Blondel, Tommasina, Bose, etc. Cette étude a conduit à établir une classification de ces phénomènes.

*Principe et classification.* — Lorsqu'on rapproche deux corps conducteurs intercalés dans un circuit électrique contenant une certaine force électromotrice et un instrument de mesure, on constate qu'il existe une ou plusieurs positions des corps conducteurs, intermédiaires entre le contact absolu et l'isolement. Cela revient à dire que le contact peut être imparfait et présenter une résistance qui n'est ni nulle ni infinie. Si l'on soumet un contact imparfait à une perturbation électrique quelconque, ondes hertziennes, augmentation de la force électromotrice du circuit, etc., il peut se produire quatre phénomènes différents :

1° La résistance du contact diminue et conserve sa nouvelle valeur ; toutefois, un choc, une élévation de température, la ramènent à sa valeur primitive. Les corps

conducteurs dont le contact jouit de cette propriété sont les *cohérents ordinaires*, appelés *radioconducteurs* par M. Branly ;

2° La résistance du contact diminue, mais reprend sa valeur primitive dès que celui-ci est soustrait à l'action de la perturbation électrique. L'instrument est appelé dans ce cas *cohérent autodécohérent* ;

3° La résistance du contact augmente et conserve sa nouvelle valeur, mais elle reprend sa valeur primitive sous l'action d'un choc ou d'une élévation de température : on a alors affaire aux *anticohérents* ;

4° La résistance du contact augmente, mais reprend sa valeur primitive dès que l'instrument n'est plus soumis à l'effet de la perturbation électrique : c'est un *anticohérent autodécohérent*.

Nous n'étudierons en détail que les deux premières catégories de cohérents qui seuls ont reçu des applications pratiques.

*Cohérents ordinaires. Expérience fondamentale de M. Branly.* — Les contacts présentant le phénomène de la cohérence ordinaire sont ceux que l'on rencontre le plus fréquemment. Ce sont les premiers étudiés par M. Branly. Il paraît intéressant d'indiquer quelle fut l'expérience fondamentale de ce physicien.

« Si l'on forme un circuit comprenant un élément Daniell, un galvanomètre à long fil et un tube à limaille (formé d'un tube en verre ou en ébonite contenant une certaine quantité de limaille métallique comprise entre deux cylindres métalliques), il ne passe le plus souvent qu'un courant insignifiant ; mais il y a une brusque diminution de résistance, accusée par une forte déviation du galvanomètre, quand on vient à produire, dans le voisinage du circuit, une ou plusieurs décharges électriques. L'action peut être constatée à plus de 20 m, à travers des cloisons et des murs. Les variations de résistance sont

considérables ; elles sont, par exemple, de plusieurs millions d'ohms à 2 000 ou même à 100, etc. La diminution n'est pas passagère. »

M. Branly répéta cette expérience avec toutes sortes de corps conducteurs et dans des conditions variées ; il constata qu'elle pouvait être réalisée, avec plus ou moins de facilité, en employant toutes les limailles et grenailles métalliques, des métaux réduits et porphyrisés, des mélanges de poudres métalliques et de poudres isolantes, des poudres de quelques oxydes et sulfures métalliques, des plaques d'ébonite métallisées, des crayons solides formés de poudres métalliques agglomérées par la fusion d'une substance isolante, etc., etc.

Les mêmes résultats furent obtenus avec des colonnes de billes ou de disques métalliques ayant plusieurs centimètres de diamètre, et avec deux corps conducteurs de forme quelconque posés l'un sur l'autre.

En exerçant sur la limaille, les grenailles ou les billes une pression à l'aide de poids graduellement croissants, on arrive souvent assez vite au point où l'influence électrique peut s'exercer et l'on constate que, dans certaines limites, cette influence croît avec la pression.

Il en résulte que, dans un même cohéreur, les différentes couches horizontales de limaille ont des sensibilités différentes. Donc, lorsqu'on soumet un cohéreur à une même étincelle produite à des distances variables, une plus ou moins grande quantité de limaille sera actionnée et la résistance diminuera par suite plus ou moins. On constate, en effet, avec des tubes contenant une très petite quantité de limaille, que la conductibilité acquise par l'effet d'une étincelle est à peu près indépendante, dans les limites d'action, de la distance au tube.

En résumé, les diverses expériences faites ont mis en évidence que la sensibilité de l'instrument était fonction de la nature des conducteurs, de l'état des surfaces en contact, du diélectrique interposé, de la pression des

conducteurs, etc., enfin, de la différence de potentiel produite normalement entre les corps en contact imparfait par le circuit dans lequel ils sont intercalés. On a reconnu que, pour chaque contact imparfait, il existait une valeur-limite de cette différence de potentiel au-dessus de laquelle le contact n'est plus actionné régulièrement et même ne présente plus de position intermédiaire entre le contact absolu et l'isolement. M. Blondel l'a dénommée *tension critique de cohérence*. Cette tension varie avec la nature des conducteurs en contact, l'état de leur surface, etc. Ce n'est pas une quantité physique précise à proprement parler, mais une notion empirique utile et répondant aux conditions pratiques d'emploi.

*Cohéreurs autodécohérents.* — Lorsqu'un ou les deux conducteurs en contact imparfait sont en charbon, on constate que l'instrument reprend sa résistance primitive dès que l'action perturbatrice a cessé. On retrouve également cette propriété avec certains oxydes métalliques et même accidentellement avec des limailles métalliques. Toutefois, on remarque que la résistance offerte au repos par ces contacts est notablement moins grande que pour les cohéreurs ordinaires et, de plus, instable. Il existe généralement plusieurs positions, c'est-à-dire plusieurs valeurs de la résistance du contact, donnant un fonctionnement analogue de l'instrument. La valeur de la tension critique de cohérence n'est jamais bien nette.

On observe aussi fréquemment, dans le voisinage de la limite, des phénomènes de cohérence persistante. Ceux-ci peuvent aussi être produits par des actions électriques perturbatrices énergiques.

*Théories*<sup>1</sup>. — Un assez grand nombre de théories ont

---

1. Nous citerons pour mémoire une théorie très originale de M. Chunder-Bose, d'après laquelle le fonctionnement des cohéreurs de toute espèce serait dû à une déformation moléculaire des corps en contact. Le phénomène serait absolument analogue à l'effet d'une excitation électrique sur un muscle. (*Congrès international de physique de 1900.*)

été émises pour expliquer ces différents phénomènes. Pour M. Branly, le fonctionnement des cohéreurs ordinaires est dû à ce que l'isolant interposé entre les conducteurs est rendu conducteur sous l'influence passagère du courant de haut potentiel, lorsque son épaisseur est suffisamment faible. Les oscillations produiraient une action qui équivaldrait à une diminution d'épaisseur du diélectrique, lequel pourrait alors devenir conducteur. Comme le fait observer M. Turpain, cette explication rend bien compte du fonctionnement des cohéreurs auto-décohérents, mais est insuffisante pour expliquer celui des cohéreurs ordinaires. On pourrait, il est vrai, ajouter à cette hypothèse, comme plusieurs l'ont proposé, celle que les ondes électriques produisent une sorte de polarisation du diélectrique qui persiste après que l'action a cessé. Mais alors on ne voit pas pourquoi le même fait ne se produirait pas avec les cohéreurs autodécohérents. De plus, quelle serait aussi la cause des chaînes de limaille constatées en particulier par M. Tommasina ? Enfin, elle est impuissante pour les antiohéreurs.

L'hypothèse de M. Lodge, prévue d'ailleurs auparavant par M. Branly, rend au contraire bien compte de ce dernier phénomène : sous l'action d'ondes électriques, il jaillit entre les conducteurs en contact imparfait de petites étincelles qui entraînent un peu de matière, produisent une petite soudure et assurent ainsi le contact. Un choc aura donc pour effet de rompre ces soudures et de ramener les contacts dans leur situation primitive. Cette explication rend parfaitement compte du fonctionnement des cohéreurs ordinaires, et elle est confirmée par l'observation des chaînes formées dans les cohéreurs à limailles. Elle peut aussi rendre compte de ce qui se passe dans les cohéreurs à diélectrique solide et dans certains cohéreurs autodécohérents. Dans ce dernier cas, il suffirait d'admettre que les ponts conducteurs formés par la matière sont détruits instantanément, en raison de

la nature même des corps conducteurs, charbon, eau acidulée, par exemple. Mais, dans le cas de corps métalliques tels qu'un fragment de mousse de platine compris entre deux électrodes métalliques, on ne voit pas pourquoi la soudure ne serait pas stable, et pourtant nous sommes arrivés, bien qu'avec une certaine difficulté, à obtenir par ce moyen un cohéreur autodécohérent très sensible. Les instruments de Popoff, fragments d'acier oxydé compris entre électrodes de platine, sont dans le même cas.

M. Righi a fait, en outre, une seconde hypothèse : les grains de limaille sont orientés et amenés au contact, sous l'action des ondes électriques. Plusieurs physiciens ont appuyé cette hypothèse par l'observation de réels mouvements de limaille sous l'action d'ondes extrêmement puissantes. Mais il semble que ce fait soit produit par une action secondaire<sup>1</sup>, qui ne se présente pas dans le cas d'ondes de très faible énergie. Nombre d'expérimentateurs ont constaté l'absence absolue de mouvement dans ce dernier cas. Cette hypothèse, qui est d'ailleurs en défaut dans le cas de cohéreurs à billes ou de cohéreurs à diélectrique solide et de cohéreurs autodécohérents, ne rend compte d'aucun phénomène, et elle paraît absolument inutile.

En laissant de côté l'hypothèse, inutile et contredite par certaines expériences, du mouvement des corps en contact imparfait, il semble que toutes les théories exposées plus haut peuvent se concilier de la manière suivante.

Il convient de faire ressortir, tout d'abord, qu'il n'y a pas lieu de faire intervenir directement, dans la

---

1. Cette action peut être la suivante : lorsque des étincelles nombreuses et puissantes jaillissent entre les grains de limaille, le diélectrique compris entre ceux-ci occupe, pendant la production des étincelles, un volume moindre ; il est donc comprimé et par conséquent peut produire en se détendant un mouvement des limailles.

théorie, l'action des ondes hertziennes, car on obtient des effets identiques en faisant varier, par un moyen quelconque, la différence de potentiel aux extrémités du contact imparfait, par exemple en modifiant la force électromotrice de la pile du circuit dans lequel il est intercalé.

Pour simplifier l'exposition, supposons que l'on emploie un contact unique, c'est-à-dire formé de deux conducteurs seulement. Le contact imparfait étant plongé dans un diélectrique, si l'on établit une différence de potentiel déterminée entre les deux corps conducteurs, et qu'on les rapproche peu à peu, le diélectrique sera réduit en couche de plus en plus mince entre les deux surfaces en regard. Le petit condensateur ainsi formé augmentera peu à peu de capacité et l'on conçoit qu'à un moment déterminé, il ait la charge maximum qu'il peut supporter, étant données la différence de potentiel établie entre ses armatures et l'épaisseur du diélectrique. Si l'on augmente, à ce moment, cette différence de potentiel par un moyen quelconque, le condensateur crève et il se produit une soudure entre les deux conducteurs, grâce à un entraînement de matière : c'est le cas des cohéreurs ordinaires. A la vérité, la résistance n'est pas toujours ou pratiquement infinie ou pratiquement nulle ; elle prend parfois une valeur mesurable, bien que très grande, lorsqu'on rapproche convenablement les conducteurs. On peut admettre que, sous une couche très mince, l'on atteint la limite de cohésion diélectrique de M. Bouty, pour cette épaisseur et la différence de potentiel existante ; avant de livrer passage à l'étincelle, le diélectrique se laisse traverser par un effluve qui est la cause de la conductibilité constatée<sup>1</sup>, et l'étincelle ne jaillit que lorsque la différence de potentiel est suffisamment aug-

---

1. M. Villard a vérifié que l'effluve des tubes à vide est conducteur, en plongeant dans cet effluve deux électrodes mises en circuit avec un galvanomètre et une force électromotrice de 1 volt.

mentée pour chasser le diélectrique<sup>1</sup> [ce fait a été observé souvent avec des distances explosives notables et de hauts potentiels]. Suivant l'adhérence du diélectrique aux conducteurs, cet effluve peut être plus ou moins renforcé, à mesure que l'on augmente la différence de potentiel, avant de livrer passage à l'étincelle.

Lorsque cette limite est suffisamment étendue, en raison de la nature des corps employés, une augmentation faible de potentiel sera suivie d'une augmentation de l'effluve et, par suite, de la conductibilité du contact avec retour à l'état initial, grâce à l'élasticité du diélectrique, lorsque la différence de potentiel sera ramenée à sa valeur primitive ; c'est le cas des cohéreurs autodécohérents<sup>2</sup>.

1. L'expérience suivante, due à M. Rochefort, donne une nouvelle force à cette théorie : si l'on soumet un cohéreur à électrodes et limaille de fer, à l'action d'ondes hertziennes de faible intensité, il se comporte comme un autodécohérent, c'est-à-dire qu'il reprend sa résistance primitive sans qu'il soit nécessaire de lui donner un choc. Si, au contraire, les ondes sont énergiques, la chute de résistance produite est persistante, et il faut un choc pour ramener cette résistance à sa valeur initiale.

2. La conductibilité du diélectrique, dans ces conditions, paraît être démontrée par l'expérience ci-après, déjà signalée par l'un de nous au Congrès des électriciens de 1900 :

Une rondelle de charbon très dur, parfaitement polie, est fixée sur une petite planchette légère, en même temps qu'une potence en cuivre dont l'extrémité, filetée, livre passage à une vis micrométrique ; sur la tête de cette vis est fixée horizontalement une longue tige métallique, et sa partie inférieure est munie d'un fragment de métal inoxydable, argent ou or. On intercale la potence et la rondelle dans un circuit comprenant un élément de pile, un milliampèremètre et une petite bobine d'induction de poste microphonique. Le secondaire de celle-ci est fermé sur un écouteur téléphonique ordinaire, posé sur la même table et à petite distance de la planchette ci-dessus. En rapprochant, au moyen de légers coups donnés sur la tige horizontale, le fragment d'or de la rondelle de charbon, on constate qu'à un moment donné le téléphone rend un son musical très fort et très net qui persiste pendant longtemps sans que l'on touche à aucune partie du dispositif. Le son varie parfois de hauteur et d'intensité suivant la position du téléphone sur la table et la nature du métal constituant le contact imparfait. Mais le son ne se produit pas lorsque le téléphone n'est pas posé sur la table. Il est donc dû à la transmission des vibrations du téléphone au contact imparfait. Nous avons intercalé dans le circuit un oscillographe Blondel et constaté que l'intensité du courant n'était jamais nulle et que la courbe inscrite était une sinusoïde régulière à grande amplitude, mais dont les minimums étaient parfois à une distance très grande de la ligne des 0. Quelque-



A l'appui de cette manière de voir sur l'influence de l'adhérence du diélectrique avec les conducteurs, nous citerons l'expérience qui consiste à réaliser un cohéreur au moyen d'un fragment de mousse de platine compris entre deux électrodes métalliques : le cohéreur obtenu est autodécohérent, alors qu'on obtient toujours un cohéreur ordinaire avec un fragment de platine fondu. De plus, sauf dans certains cas où le phénomène a un caractère fugace, les cohéreurs autodécohérents sont obtenus au moyen de corps ayant une porosité considérable, le charbon par exemple, c'est-à-dire de corps dont les surfaces pénètrent, en quelque sorte, le diélectrique.

Citons enfin la théorie de M. Jégou, qui est basée sur les faits suivants. On sait que sous l'effet de la charge, un condensateur augmente de volume. Le cohéreur pouvant être assimilé à un ensemble de condensateurs en série, il en résulte que les ondes produisent un accroissement de pression qui soude les grains de limaille et permet au courant de passer.

*Construction des cohéreurs ordinaires pour la télégraphie sans fil.* — Un grand nombre de types de cohéreurs ordinaires ont été proposés et expérimentés de tous côtés : cohéreurs à limaille, cohéreurs à billes, cohéreurs à contact unique, etc. Ce sont les cohéreurs à limaille qui ont toujours donné les meilleurs résultats.

Les conditions auxquelles doit satisfaire un cohéreur pour la télégraphie sans fil sont la sensibilité et la régularité, c'est-à-dire qu'il doit présenter une chute maximum de résistance pour une augmentation minimum de diffé-

---

fois, ces minimums sont eux-mêmes situés sur une sinusoïde à fréquence beaucoup plus faible, mais parfaitement régulière.

Ce phénomène paraît pouvoir s'expliquer par la variation d'épaisseur du diélectrique interposé, variation causée par les vibrations transmises ; le diélectrique, sous ces faibles épaisseurs, se comporte alors comme un conducteur, grâce à la production permanente d'un effluve entre les deux corps en contact imparfait.

rence de potentiel, avec un retour régulier et certain à sa résistance primitive, au moindre choc. Ces deux conditions sont difficiles à réunir simultanément. Nous allons examiner les causes qui influent sur chacune d'elles.

La forme de cohéreur le plus généralement employée est celle qu'avait choisie tout d'abord M. Branly (fig. 105). Dans un tube en verre sont ajustées deux électrodes métalliques placées à une distance comprise entre 0,5 mm et 1 mm ; de la limaille métallique fine et régulière est placée entre ces deux électrodes. Tout d'abord l'expérience montre que la sensibilité de l'instrument ne dépend pas de ses dimensions et très peu de l'écartement des électrodes, dans certaines limites cependant. Ce dernier

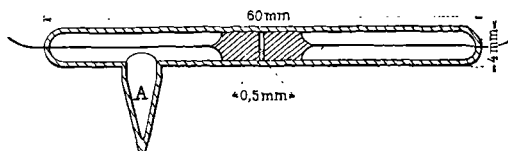


Fig. 105.

fait tend à prouver que les contacts utiles sont ceux des limailles avec les électrodes et non des grains de limaille entre eux. En revanche, la sensibilité dépend tout d'abord de la nature des métaux en contact, de leur degré d'oxydation et de la finesse des limailles ; cette finesse ne doit pas cependant dépasser certaines limites, car, avec des poussières, les résultats sont très irréguliers. L'influence de la nature des métaux constituant les limailles et les électrodes est considérable. Il est nécessaire et suffisant, pour un usage pratique, que l'un des deux soit légèrement oxydable, sans quoi les tensions critiques seraient trop faibles. On emploie généralement une limaille inoxydable et des électrodes légèrement oxydables. Quand les deux électrodes sont identiques, on a en réalité deux contacts imparfaits en série. Si l'on constitue une des électrodes en métal identique à la limaille, seule l'autre

électrode forme contact imparfait avec celle-ci. La tension critique est alors abaissée.

La pression exercée par la limaille sur les électrodes a également une grande importance : si la pression est trop faible, l'instrument est peu sensible ; si elle est trop forte, il est conducteur en permanence. Cette pression peut être réglée, soit par la quantité de limaille, soit par l'effet d'un champ magnétique, lorsque la limaille et les électrodes sont faites de métaux magnétiques (Tissot).

Enfin, la différence de potentiel normalement établie entre les électrodes, par le circuit dans lequel est intercalé l'instrument, influe également sur sa sensibilité, surtout si l'on fait varier en même temps la quantité de limaille (Blondel).

La sensibilité la plus grande est obtenue, pour les différences de potentiel minimum, avec la pression la plus grande que l'on peut donner aux limailles, c'est-à-dire pour la différence de potentiel la plus voisine de la tension critique de cohérence.

La régularité de fonctionnement des cohéreurs dépend des mêmes causes que la sensibilité, mais en sens inverse, en ce qui concerne le retour certain à la résistance primitive par le moindre choc. On conçoit en effet qu'un cohéreur est d'autant plus sensible qu'il est placé, au repos, dans des conditions où il lui faudra la variation la plus faible du potentiel pour l'actionner ; mais après cette action, le choc, toujours brutal, destiné à le ramener au repos peut augmenter, par exemple, le tassement des limailles, de telle sorte que l'appareil est de nouveau rendu conducteur quand celles-ci ont repris l'immobilité. Cependant, une des conditions qui influe sur la sensibilité influe dans le même sens sur la régularité : c'est la différence de potentiel établie normalement entre les bornes des électrodes. En effet, plus cette différence sera faible, moins grande sera la force électromotrice de self-induc-

tion  $L \frac{di}{dt}$  qui prend naissance dans le circuit, lorsque le choc du marteau rompt le courant, puisque l'intensité de ce dernier sera d'autant plus faible. Cette force électromotrice de self-induction a souvent une valeur suffisante pour dépasser la tension critique du cohéreur et, par suite, pour l'actionner de nouveau et lui faire *trainer* les signaux. Nous verrons plus loin que l'on peut, dans un récepteur de télégraphie sans fil, soustraire le cohéreur à l'influence de cette force électromotrice de self-induction.

Enfin, un cohéreur de télégraphie sans fil doit avoir la plus longue durée possible; il est nécessaire pour cela qu'il ne contienne pas du tout de vapeur d'eau, qui oxyderait les métaux et diminuerait notablement sa sensibilité. Il est aussi préférable de faire le vide, ou de remplir le cohéreur d'un gaz inerte pour soustraire les métaux à l'action de l'oxygène. Pourtant, l'expérience nous a montré que cette précaution n'est pas indispensable lorsque l'air contenu dans le cohéreur est parfaitement sec. De plus, le cohéreur ne doit pas être traversé par des courants de trop forte intensité, dont l'action est de modifier le degré d'oxydation des métaux. L'emploi de faibles différences de potentiel permet encore de satisfaire à cette condition.

La difficulté d'obtenir des cohéreurs à la fois très sensibles et réguliers a conduit la plupart des expérimentateurs à se contenter de peu de sensibilité. M. Marconi emploie des cohéreurs à limaille de nickel comprise entre électrodes de maillechort (fig. 105). Le vide est fait à l'intérieur de ces instruments, qui sont employés sous 1,5 volt; mais le récepteur est constitué de telle sorte qu'il ne passe jamais dans l'instrument qu'une très faible intensité, un dixième de milliampère environ. M. Slaby emploie des cohéreurs à vide et à limaille d'argent ou de nickel sous 1,5 volt également. M. Tissot préconise l'emploi des cohéreurs à vide et à limaille de fer comprise

entre électrodes de fer ; la pression de la limaille est réglée par un petit aimant, dont les lignes de force sont parallèles à l'axe du tube. Les électrodes sont taillées en biseau.

M. Ducretet construit des cohéreurs démontables, dans lesquels la pression de la limaille peut être réglée par le déplacement de l'une des électrodes.

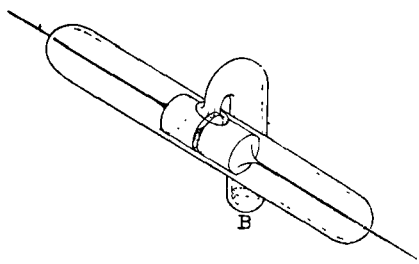


Fig. 106.

M. Rochefort emploie, avec le montage décrit page 291, des cohéreurs à trois électrodes, celle du milieu étant constituée par un disque métallique.

M. Blondel a construit des cohéreurs à vide munis

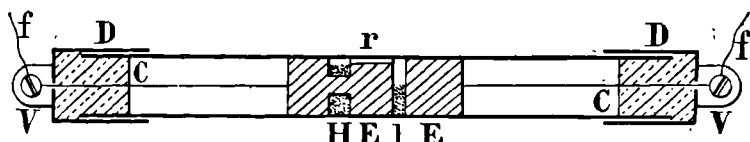


Fig. 107.

d'une poche en verre contenant de la limaille. On peut ainsi faire varier à volonté la quantité de limaille comprise entre les électrodes, et la retirer lorsque l'instrument n'est pas employé (fig. 106).

Nous avons légèrement modifié la forme de ce cohéreur (fig. 107) en en conservant le principe, de manière à le rendre moins fragile et plus commode à fixer. La ré-

serve de limaille est contenue dans un évidement H pratiqué dans l'une des électrodes, et une encoche  $r$  ménagée suivant une génératrice permet de faire passer la limaille pour l'introduire dans l'espace utile  $l$ . Tube, électrodes et limaille sont parfaitement séchés et le tube fermé à la cire; les deux extrémités sont protégées par des douilles métalliques munies de petites bornes V, auxquelles viennent s'attacher les fils des électrodes, et permettent d'intercaler facilement l'instrument dans un circuit.

Suivant la sensibilité à atteindre, nous employons des limailles d'or ou d'argent alliés de cuivre en proportion variable, d'or ou d'argent vierges, comprises entre électrodes de maillechort ou d'acier. L'or vierge donne les cohérences les plus sensibles. Pour augmenter la sensibilité, il y a intérêt à dorer une des électrodes, de manière à n'avoir plus qu'un seul contact imparfait, celui de l'autre électrode.

Ces instruments sont employés sous le voltage de 0,2 volt à 1 volt, suivant leur construction. Un potentiomètre spécial très simple est toujours intercalé dans le circuit et permet de faire varier le voltage aux bornes du cohéreur, de manière à lui donner une valeur aussi voisine que possible de la tension critique de cohérence. On peut donc, en faisant varier la quantité de limaille et le voltage, faire varier la sensibilité du cohéreur. On dispose, par suite, d'un moyen de mesurer approximativement l'énergie à laquelle est soumis le cohéreur, en jugeant de la sensibilité qu'il faut lui donner pour qu'il soit actionné.

*Retour des cohérences à leur résistance initiale.* — On emploie généralement un choc pour ramener les cohérences à leur résistance initiale. Ce choc est produit le plus souvent par le marteau d'un trembleur électrique commandé par le relais, comme on le verra tout à l'heure.

M. Tommasina a essayé de remplacer, pour un cohéreur

à limaille d'acier, fer, nickel, cobalt, le frappeur par un électro-aimant en dérivation, qui est aimanté dès que le cohéreur est actionné et, par suite, attire aussitôt la limaille et la décohere. Mais nous avons constaté que ce dispositif présente un inconvénient, comme le dispositif Tissot décrit plus haut : la limaille s'aimante au bout d'un certain temps, sa tension critique s'abaisse fortement et il n'est plus possible de la décoherer sous les voltages employés pratiquement.

Plusieurs physiciens ont eu l'idée de provoquer la décohérence du tube en le fixant à la membrane d'un télé-

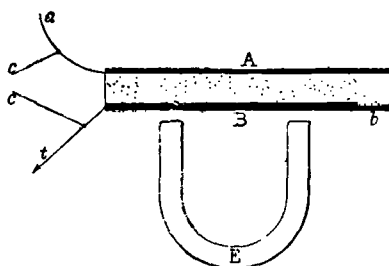


Fig. 108.

phone, actionné soit par le courant du circuit local du cohéreur, soit par un courant commandé par le relais. Les résultats n'ont pas été très bons.

MM. Lodge et Muirhead avaient déjà, dans un brevet accepté le 16 juillet 1898, préconisé l'emploi de cohéreur à décohésion magnétique. Dans leur appareil (fig. 108), la limaille est maintenue entre deux lames métalliques, dont l'une B est recouverte d'une couche de vernis isolant, sauf sur une bande étroite *b*. Le tout est placé au-dessus et près d'un aimant E.

Quand ces limailles sont cohérées sous l'action d'oscillations, le courant du circuit du relais traverse la lame inférieure, qui est alors attirée par l'aimant. Ce mouvement suffirait à décoherer la limaille.

Les mêmes physiiciens ont aussi recommandé l'emploi de cohéreurs à contact unique. Ce type d'appareil (fig. 109) se compose d'une languette *l* en aluminium ou en acier, pincée dans une mâchoire *M* et sur laquelle s'appuie une pointe d'acier *p*. Une roue dentée *R*, mue par un mouvement d'horlogerie, fait vibrer la languette et décohere son contact avec la pointe *p*.

*M.* Branly a imaginé un cohéreur à contact unique formé d'un trépied d'aiguilles d'acier, reposant sur un plan métallique poli. Le contact utile est celui des aiguilles avec le plan. L'instrument est placé sur l'appareil Morse, et les trépidations causées par le mouvement d'horlogerie suffisent à le décoherer.

*M.* Lodge préconise l'emploi d'un cohéreur constitué

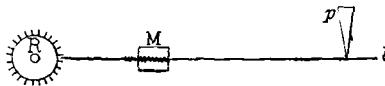


Fig. 109.

de la manière suivante. Le contact imparfait est obtenu au moyen d'un disque mobile en acier et d'une colonne de mercure, le tout plongé dans l'huile. Le mouvement du disque rend inutile l'emploi du teneur. On aurait ainsi un instrument d'une sensibilité et d'une régularité parfaites.

*Construction et emploi de cohéreurs autodécohérents pour la télégraphie sans fil.* — L'expérience montre que les contacts de ce genre qui donnent les meilleurs résultats pratiques sont ceux qui comprennent au moins un conducteur en charbon, ou alliage de charbon, acier par exemple.

On peut, comme Popoff, disposer, dans un tube recouvert intérieurement de deux bandes de platine très voisines, des grains d'acier produits par le broiement de



perles d'acier. Deux éléments de pile peuvent être mis en circuit dans ce cas.

M. Tommasina emploie des grains de charbon compris entre électrodes de maillechort.

M. Ducretet construit des instruments dont le contact imparfait est constitué au moyen d'aiguilles d'acier et de blocs de charbon.

Nous avons obtenu d'excellents résultats, en particu-

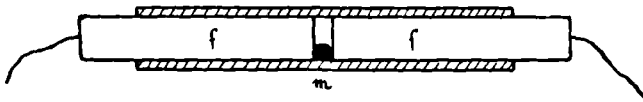


Fig. 110.

lier, avec des grains de charbon très dur compris entre électrodes de zinc, le tout étant plongé dans le pétrole ou la paraffine. Le zinc peut aussi être remplacé par l'acier ou le fer : on peut alors régler la pression au moyen d'un

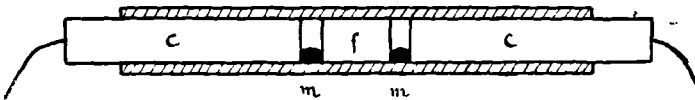


Fig. 111.

aimant. La résistance d'un pareil contact doit être de 4 000 ou 5 000 ohms. Mais tous ces instruments, comme on l'a déjà vu, se dérèglent assez rapidement ; il est nécessaire de les retoucher fréquemment pour qu'ils présentent au repos la conductibilité indispensable à leur fonctionnement. Il est commode de placer un dix-milliampèremètre en circuit avec le cohéreur et le téléphone, pour juger à chaque instant de l'état de la conductibilité du contact. Pour ramener cette dernière à la valeur qui correspond à un bon fonctionnement et qui dépend de la nature des corps mis en contact, on peut rendre une des électrodes

mobile et régler la pression au moyen d'un aimant ou d'une vis ou simplement par inclinaison du tube.

M. Castelli a obtenu un excellent cohéreur autodécohérent en enfermant dans un tube de verre une goutte de mercure entre deux électrodes de fer *f* (fig. 110). Un second dispositif consiste à placer dans le tube, de part et d'autre d'un petit cylindre de fer *f* (fig. 111), deux gouttes de mercure *m* maintenues par deux cylindres de charbon *c*. Il est avantageux de donner aux gouttes de mercure un diamètre de 2 mm environ, dans un tube de 3 à 4 mm de diamètre intérieur.

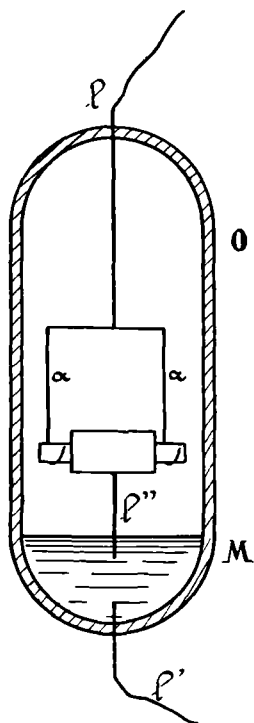


Fig. 112.

Le cohéreur Michin est constitué par un cylindre de charbon de 1 cm de longueur, dont les extrémités sont appuyées sur deux crochets en aluminium *a* (fig. 112). Les points de suspension constituent le contact imparfait. L'aluminium est suspendu par un fil de platine *l* dans un tube de verre *O*, fermé à la lampe, contenant un peu de mercure *M* dans le fond et rempli de vapeurs mercurielles par ébullition. Le circuit est complété par un fil *l'* traversant le verre jusqu'au mercure, et un fil *l''* relié au charbon et plongeant dans le mercure.

Nous citerons encore le détecteur au tantale imaginé par M. Walter. Dans une ampoule de verre *G* contenant du mercure *M* (fig. 113) est soudé un fil de platine *F*<sub>1</sub>, terminé par un filament de tantale *t*. Ce fil de tantale,

qui a environ 4,5 mm de longueur et 0,05 mm de diamètre, affleure la surface du mercure et est relié au pôle positif d'un potentiomètre dont le pôle négatif est relié à la masse du mercure par un deuxième fil de platine F. Pour régler l'appareil, on verse du mercure par l'orifice N, jusqu'à ce que le tantale affleure la surface du mercure, ce que l'on reconnaît au son produit dans un téléphone mis en circuit avec le potentiomètre.

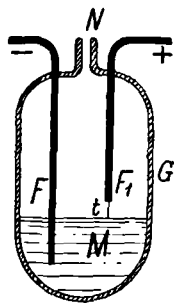


Fig. 113.

Ce détecteur fonctionne sous une force électromotrice de 0,2 à 0,4 volts et sa résistance, comprise entre 1 200 à 1 800 ohms, tombe à une valeur comprise entre 50 et 270 ohms, sous l'influence des ondes hertziennes.

### Détecteurs magnétiques

Le principe des détecteurs magnétiques est basé sur un phénomène signalé par lord Rayleigh et étudié par Rutherford et miss Brooks. Si l'on place une aiguille d'acier aimantée dans une bobine parcourue par des oscillations électriques, cette aiguille subit une désaimantation partielle. Rutherford a reconnu, en dissolvant progressivement l'aiguille dans l'acide azotique, l'existence de deux couches aimantées en sens inverses dans une aiguille soumise à l'action d'oscillations amorties.

M. Tissot a montré que, pour une même énergie mise en jeu pour la production d'oscillations d'amortissements différents, les plus amorties étaient les plus efficaces. On peut donc admettre que l'effet des oscillations sur l'aimantation d'un noyau est en rapport avec l'intensité maximum.

M. Marconi, et après lui un assez grand nombre de physiciens, ont songé à utiliser cette propriété pour

constituer un détecteur d'ondes utilisable en télégraphie sans fil. Les dispositifs proposés sont nombreux ; nous décrivons ci-après celui auquel M. Marconi s'est arrêté en dernier lieu et qui est employé dans toutes les stations de la compagnie Marconi.

Un noyau magnétique est constitué par une sorte de corde sans fin M (fig. 114), faite de fils de fer fins, isolés à la soie. Cette corde est montée sur deux poulies à gorge a, dont l'une est entraînée par un mouvement d'horlogerie avec une vitesse quelconque, de l'ordre de 5 à 10 cm à la seconde. Sur un tube de verre ou d'ébo-

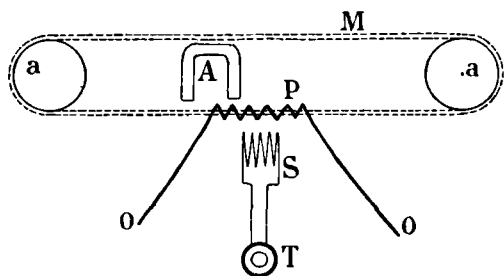


Fig. 114.

nite, dans lequel passe le noyau mobile, sont enroulés deux circuits. L'un P est formé d'une seule couche de fil ayant au total 3 à 4 m de longueur, et relié au circuit OO parcouru par les oscillations ; l'autre S est enroulé sur une bobine plate et plus large, placée au milieu du premier enroulement. Le circuit S comprend un grand nombre de spires de fil fin (100 ohms environ) et est fermé sur un téléphone T. Enfin, un aimant A est placé en regard de l'ensemble.

La corde M étant mise en mouvement, si des oscillations parcourent le circuit OO, chaque train d'ondes est traduit par un son dans le téléphone. Lorsque la corde M est immobile, les oscillations sont sans effet appréciable ; toutefois, si on arrête la corde pendant une série continue

de groupes d'oscillations énergiques, on perçoit encore des sons pendant un certain temps après l'arrêt ; mais ce temps est très court et les sons s'éteignent rapidement.

Il y a intérêt, pour augmenter la sensibilité de l'appareil, à employer deux aimants dont les pôles nord, par exemple, sont tous deux en face du centre de la bobine, les pôles sud étant au voisinage de l'entrée et de la sortie. On règle l'intensité du champ magnétique traversé par le noyau mobile en faisant varier la distance des aimants à la bobine.

Lorsqu'on n'emploie qu'un seul aimant, on constate

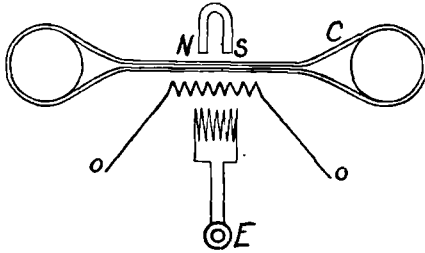


Fig. 115.

qu'il y a avantage à le placer du côté de la sortie de la corde, ce qui semble indiquer que l'action des ondes est plus grande quand l'aimantation du noyau est croissante que dans le cas contraire.

La nature du métal employé pour la fabrication de la corde a une grande importance. Le fer doit être très doux et en fils très fins. Il y a intérêt à pouvoir faire varier la tension de la corde.

Cet appareil a une très grande sensibilité, à peu près équivalente à celle du cohéreur et du détecteur électrolytique. Il est d'un usage très commode en raison de sa simplicité.

On obtient encore de très bons résultats, comme l'a indiqué l'un de nous, en faisant aussi passer le deuxième

brin de la corde sans fin C dans la bobine (fig. 115). Toutefois, alors que la sensibilité la plus grande était obtenue dans le premier cas en plaçant deux pôles de même nom aux deux extrémités de la bobine, il faut au contraire avec le nouveau dispositif employer deux pôles de noms contraires, et les placer tout près du milieu de la bobine.

Pour expliquer le fonctionnement de l'appareil dans les deux cas, il suffit de s'appuyer sur la propriété des oscillations électriques découvertes par Rutherford : elles détruisent ou diminuent l'hystérésis du fer.

Dans le premier cas (fig. 116), le mouvement de la

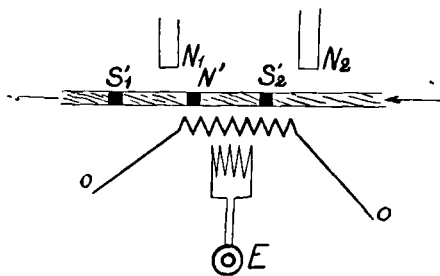


Fig. 116.

corde C a pour effet, en raison de l'hystérésis du fer, de déplacer en  $S_1'$  et  $S_2'$  les pôles qui tendent à se former sur la corde sous l'influence des pôles fixes  $N_1, N_2$  et qui seraient placés en face de ceux-ci si la corde était immobile. Le pôle  $N'$ , qui se forme évidemment aussi sur la corde entre les pôles  $S_1'$  et  $S_2'$ , n'est donc pas au milieu de la bobine reliée au téléphone. Quand les oscillations électriques arrivent par le circuit OO, l'hystérésis est détruite et le pôle  $N'$  est brusquement ramené au milieu de la bobine. Il en résulte une variation brusque du nombre de lignes de force coupées par celle-ci et par suite la création d'un courant induit qui agit sur le téléphone.

Dans le deuxième cas (fig. 117), il se forme, sous l'influence des aimants  $N$  et  $S$ , des pôles  $N'N''S'S''$  sur

les deux cordes, les uns déplacés par le mouvement des cordes vers l'intérieur de la bobine, les autres vers l'extérieur. La suppression de l'hystérésis par les oscillations traversant le circuit OO, a pour effet de ramener ces pôles en face de N et S. Le mouvement des pôles S'N", se faisant à l'extérieur de la bobine reliée au téléphone, peut être considéré comme sans action sur celle-ci. Les pôles N'S" sont au contraire situés à l'intérieur de la bobine, et l'éloignement de chacun d'eux produit une variation du nombre de lignes de force coupées par la

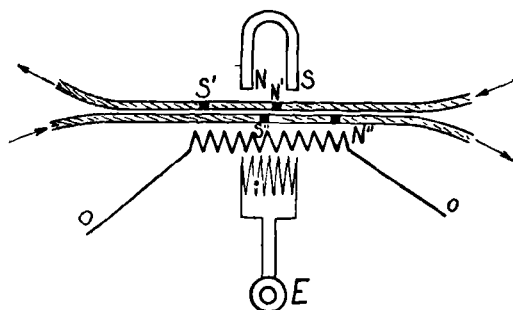


Fig. 117.

bobine, en créant dans celle-ci des courants induits, de même sens pour les deux pôles, qui agissent sur le téléphone.

Une explication analogue permet de rendre compte du fonctionnement d'un autre genre de détecteur magnétique, imaginé également par l'un de nous, et qui est constitué de la manière suivante : un disque plat et mince D (fig. 118), en fils de fer fins et isolés, collés avec de la gomme laque, tourne autour de son centre C, à l'intérieur de deux bobines plates BB'. La bobine B est constituée par une seule couche de fil reliée au circuit des oscillations. La bobine B' comporte au contraire un grand nombre de tours de fil et se ferme sur un télé-

phone E. Des aimants N et S sont disposés en face de la bobine B.

La rotation du disque a pour effet de déplacer en N'S' la ligne des pôles de l'aimant créée par l'influence de NS dans le disque. Les oscillations électriques venant par OO détruisent l'hystérésis et ramènent les pôles N' et S' en face de N et de S. Ces mouvements des pôles N'S' créent dans la bobine B' des courants induits qui s'ajoutent et agissent sur le téléphone.

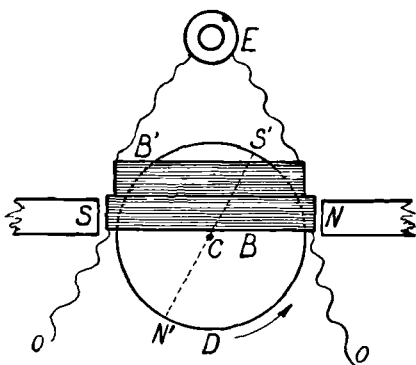


Fig. 118.

Dans la pratique, on place de l'autre côté du centre C deux autres bobines identiques à B et B' et placées symétriquement par rapport au centre.

### Détecteurs thermiques

*Bolomètre.* — Le bolomètre est basé sur le principe suivant qui a été indiqué par Langley.

Deux fils métalliques fins sont intercalés respectivement dans les branches d'un pont de Wheatstone ; les variations de température de l'un des fils causent des variations de résistance, qui sont accusées par le galvanomètre du pont préalablement équilibré.



Si l'un des fils fins est parcouru par des oscillations électriques, il s'échauffe et le galvanomètre permet, comme on le verra plus loin, d'évaluer l'énergie des oscillations.

Cet emploi du bolomètre a été indiqué par Rubens, Tietz, Fessenden, etc. La figure 119 indique la disposition employée par Fessenden; *a* est un fil fin enfermé dans une double enveloppe pour empêcher le rayonnement. Mais le peu de sensibilité relative de cet instrument n'a pas permis de l'employer à la réception des signaux de télégraphie sans fil, dans les conditions normales.

En revanche le bolomètre est un détecteur très précieux pour les études théoriques. Nous nous bornerons à indiquer sommairement la manière de constituer et d'utiliser cet instrument d'après M. Tissot.

Les fils employés doivent être en platine très pur, et leur diamètre compris entre 10 et 20 microns. Il importe de les mettre à l'abri des variations thermiques extérieures; le procédé le plus simple consiste à les enfermer dans un vase de verre argenté, à double paroi et vide d'air.

Ces fils peuvent être montés dans un pont de Wheatstone suivant deux schémas différents.

Dans le premier de ces montages, chacune des branches du bolomètre est constituée par quatre fils absolument identiques et disposés en forme de losanges  $mnpq$ ,  $m'n'p'q'$  (fig. 120). On s'assure que la différence de résistance de ces deux losanges est très faible, et on la mesure. On prend alors deux bobines de maillechort B et B', ayant respectivement la même résistance que chacun des losanges  $mnpq$ ,  $m'n'p'q'$ . Ces bobines sont placées dans

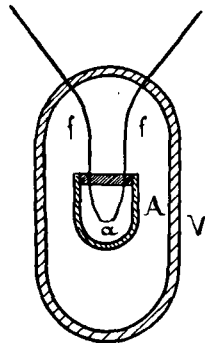


Fig. 119.

une même cuve pleine de pétrole. On parfait ensuite l'équilibre du pont au moyen d'un curseur  $c$  se déplaçant le long d'un fil de maillechort MN.

Les oscillations que l'on veut étudier agissent sur le

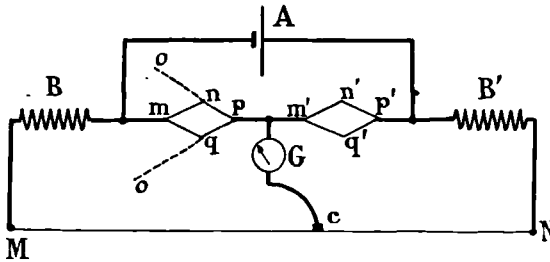


Fig. 120.

pont par les fils  $OO$  et on note la déviation correspondante du galvanomètre  $G$ .

Pour étalonner l'appareil, on relie les fils  $OO$  à une source de courant continu, auquel on donne une intensité telle que la déviation du galvanomètre  $G$  soit la même

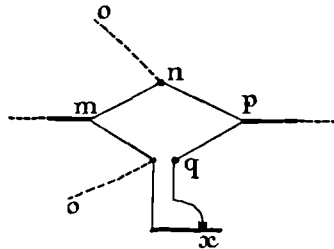


Fig. 121.

que celle obtenue sous l'action des oscillations étudiées. Il faut que cette déviation de  $G$  soit uniquement due à l'effet du courant continu auxiliaire sur le losange  $mnpq$ , qui sert dans ce cas de pont auxiliaire. Pour réaliser cette condition, on dédouble la borne  $q$  (fig. 121) et on intercale entre les deux une résistance variable consistant en

un fil de maillechort  $x$  sur lequel se déplace un curseur muni d'une vis micrométrique. On reconnaît que la condition cherchée est satisfaite en inversant le courant auxiliaire ; le galvanomètre doit indiquer une déviation égale et de signe contraire.

Pour réaliser un bolomètre plus sensible, on peut opérer de la manière suivante.

Le pont est constitué suivant le schéma de la figure 122, qui présente avec le précédent les différences suivantes.

Les branches bolométriques  $mn$  et  $m'n'$  ne comprennent chacune qu'un seul fil.

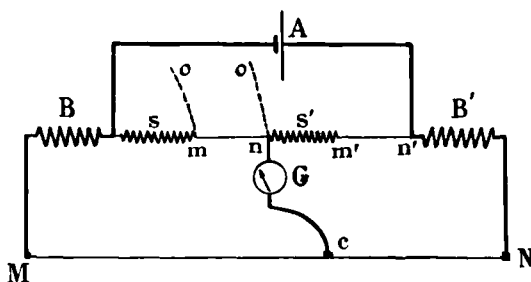


Fig. 122.

Pour localiser les oscillations que l'on fait agir sur  $mn$  par l'intermédiaire des fils  $oo$ , on place de part et d'autre de  $mn$  deux selfs  $s$  et  $s'$  déterminées de manière à arrêter complètement les oscillations considérées, et cela avec le minimum de spires. Ces selfs sont déterminées empiriquement.

Les bobines  $BB'$  ainsi que les selfs  $s$  et  $s'$  sont placées dans une même cuve à pétrole. Les deux fils  $mn$  et  $m'n'$  sont montés, très près l'un de l'autre, dans la même enceinte.

Le réglage et l'étalonnage se font sans difficultés comme dans le cas précédent.

La sensibilité de l'instrument est telle qu'un courant d'une intensité efficace de 100 microampères donne une

déviations d'une dizaine de divisions de l'échelle d'un galvanomètre Broca-Carpentier.

On peut admettre que les déviations enregistrées par le galvanomètre, sous l'action d'oscillations, sont proportionnelles au carré de l'intensité efficace, celle-ci étant l'intensité du courant continu dont l'action sur le bolomètre donne la même déviation du galvanomètre.

Le bolomètre permet de vérifier la loi de répartition de l'intensité des ondes stationnaires créées dans une antenne de réception placée à plusieurs kilomètres de l'émission. On peut aussi, grâce à lui, établir dans les mêmes conditions les résonances des antennes de réception sur les ondes transmises, en faisant agir les oscillations reçues sur un circuit auxiliaire contenant le bolomètre, et déterminer l'influence des harmoniques dans la mise en résonance d'antennes de formes différentes.

Le bolomètre peut également être employé comme indicateur de courant, dans des ondamètres très faiblement accouplés avec le circuit oscillant à étudier, ainsi que pour les mesures d'amortissement. Dans ce cas, il convient de ne pas l'intercaler dans les circuits à étudier, car sa résistance étant comprise entre 15 et 50 ohms, il augmenterait notablement l'amortissement et masquerait les résonances.

Enfin, le bolomètre est employé avantageusement dans la pratique courante pour mesurer l'énergie rayonnée par les stations radiotélégraphiques, ce qui permet de se rendre compte de la valeur des divers dispositifs d'émission, d'effectuer les réglages, etc.

*Thermo-éléments.* — Au lieu d'employer les oscillations électriques que l'on veut étudier à chauffer un fil fin dont on apprécie la variation de résistance au moyen d'un pont, on peut les faire passer dans un couple thermo-électrique dont le courant sert alors à évaluer l'énergie de ces oscillations.

En 1903, M. Blondel a indiqué un détecteur formé par un ou plusieurs couples fer-constantan. Les fils employés avaient moins de  $\frac{1}{100}$  de millimètre de diamètre et étaient placés dans le vide pour réduire les pertes par rayonnement.

D'autres formes de thermo-éléments ont été imaginées par Lebedew, Schäffer, Klemencic, etc.

Le thermo-élément de Klemencic est constitué de la manière suivante. Deux fils de constantan et de fer, ayant un diamètre de 20 microns, sont disposés en forme de croix de manière à être en contact au point de croisement. Les quatre sommets de la croix sont soutenus, au centre d'un ballon de verre, par des fils de platine qui traversent la paroi du ballon. Celui-ci est amené à un degré de vide égal à celui d'un tube de Crookes, après avoir été chauffé pendant quelques heures à 180° pour chasser l'eau et l'air adhérents aux parois.

La résistance de cet instrument est de 4 ohms environ. Sa sensibilité est du même ordre que celle du bolomètre et il peut être employé à des usages semblables.

*Thermogalvanomètre.* — Le thermogalvanomètre de Duddell est constitué, en quelque sorte, par la combinaison d'un bolomètre et d'un thermo-élément. Les oscillations à étudier traversent un fil fin dont l'échauffement agit sur un couple thermo-électrique, placé tout près de lui et fermé sur lui-même par une boucle de fil de platine. Cette boucle, de forme allongée, est suspendue dans le champ d'un aimant puissant. Lorsque la chaleur développée dans le fil fin a actionné le couple thermo-électrique, le courant produit par celui-ci circule dans la boucle, qui tourne d'un certain angle. On mesure ces déplacements par la méthode ordinaire du spot lumineux.

La sensibilité de l'instrument peut être modifiée par un changement de la résistance du fil chauffant, ou bien

en faisant varier la distance entre ce fil et le thermo-élément.

On obtient aisément des sensibilités du même ordre que celles du bolomètre et l'appareil peut être employé aux mêmes usages. M. Duddell a pu l'utiliser pour l'exécution d'expériences et d'études très complètes sur le fonctionnement des antennes et sur les lois de la propagation des ondes engendrées en télégraphie sans fil.

Nous renvoyons, pour l'exposé détaillé des résultats obtenus, aux mémoires de l'auteur présentés à l'*Institute of Electrical Engineers* dans les premiers mois de 1906. Nous nous bornerons à indiquer quelques-uns de ces résultats.

Avec des antennes de 15 m de hauteur, placées à une distance de 400 m environ, la transmission étant faite par excitation directe avec une étincelle de 7 mm, le voltage maximum induit dans l'antenne de réception est de l'ordre de 7 volts.

Des mesures faites au thermogalvanomètre jusqu'à une distance de 60 milles, entre deux stations maritimes normales de télégraphie sans fil, dont l'une était à bord du *Monarch*, il a pu être déduit que le courant reçu par l'antenne réceptrice est inversement proportionnel à la distance. Mais aux faibles distances, la réflexion des ondes sur les mouvements de terrain agit sur l'énergie reçue et fausse les résultats. Il faut aussi tenir compte de l'action due à la résistance de l'instrument de mesure.

*Ampèremètres thermiques*<sup>1</sup>. — Nous avons vu que pour les réglages de transmission, les mesures d'amortissement, etc., on fait usage d'ampèremètres thermiques semblables à ceux que l'on emploie pour les

---

1. Bien que les ampèremètres thermiques ne soient pas en réalité employés comme détecteurs d'ondes, nous plaçons ici leur description, afin de réunir dans un même chapitre tous les appareils thermiques usités en télégraphie sans fil.

courants alternatifs. Dans ces appareils, on utilise la dilatation d'un fil métallique parcouru par le courant à mesurer. L'influence des variations de la température ambiante est compensée à l'aide d'un deuxième fil non parcouru par le courant.

Dans le modèle Carpentier, deux fils identiques AB et AC sont enroulés sur un petit treuil A (fig. 123), qu'ils tendent à faire tourner en sens inverses. L'axe du treuil est articulé et un ressort le maintient de manière à assurer la tension des fils qui sont fixés en B et C. Un système de leviers amplifie les mouvements du treuil et les transmet à l'aiguille indicatrice.

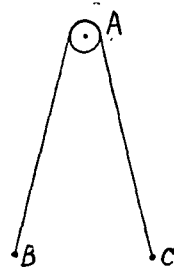


Fig. 123.

Si la température extérieure s'élève, les deux fils s'allongent également et l'aiguille reste immobile. Mais si un courant parcourt un des fils, AB par exemple, le treuil tourne et le déplacement de l'aiguille peut servir à mesurer l'intensité du courant.

On peut construire, d'après ce principe, soit des ampèremètres, soit des voltmètres, mais on ne peut en déduire la puissance qu'à la condition de connaître l'autre facteur. M. Carpentier a construit un wattmètre thermique qui donne directement la puissance et dont le principe est le suivant.

Supposons qu'il s'agisse d'un circuit d'éclairage alimenté par une source S (fig. 124). L'appareil de mesure comprend deux fils *ac* et *bc*, disposés comme ci-dessus, de manière à agir simultanément sur l'aiguille indicatrice, dont la déviation est proportionnelle à la différence de leurs allongements.

Les extrémités fixes *a* et *b* sont reliées à deux points AB du circuit convenablement shuntés et le point *c*, au circuit d'utilisation, en C.

Désignons par  $i$  le courant produit à un instant  $t$  dans  $ac$  par la différence de potentiel  $AB$ ; soit de même  $e$  le courant dû à la différence de potentiel  $BC$  dans  $bc$ . Il est facile de vérifier que le courant sera  $i + e$  dans  $ac$  et  $i - e$  dans  $bc$ . Si l'on désigne par  $r$  la résistance de chaque fil, on voit que les allongements sont proportionnels à  $f r (i + e)^2 dt$  et  $f r (i - e)^2 dt$ . Par conséquent, leur différence  $4 f r e i dt$  est proportionnelle à la puissance.

L'appareil peut d'ailleurs fonctionner comme ampère-

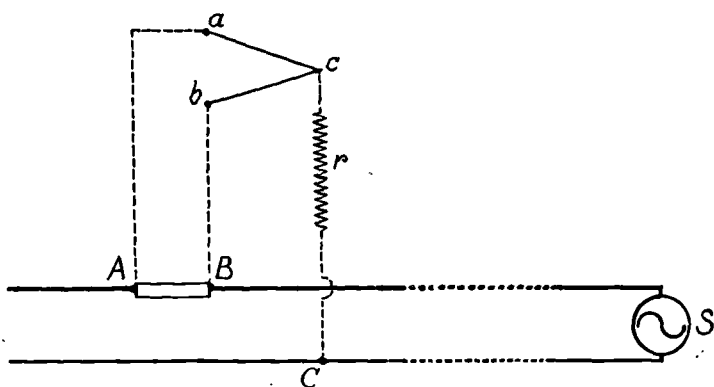


Fig. 124.

mètre ou comme voltmètre. Il suffit, dans le premier cas, de relier seulement les bornes  $a$  et  $b$  à  $A$  et  $B$  et, dans le deuxième cas, les bornes  $a$  et  $c$  à  $A$  et  $C$ .

### Détecteurs à gaz

L'usage des détecteurs à gaz, limité d'abord aux expériences de laboratoire, est entré dans la pratique courante, depuis la mise au point de la valve de Fleming. Néanmoins ces détecteurs, qui sont intégrateurs, ne sont guère utilisés que pour la réception des ondes entretenues.



Pour étudier les oscillations électriques dans les laboratoires, on employait ordinairement les tubes à vide dits « tubes de Warbourg ». Pour augmenter leur sensibilité, M. Dorn les a remplacés par des tubes contenant soit de l'hélium, soit du néon ou de l'argon. Il a ainsi constitué des détecteurs sensibles à la tension efficace, pouvant être avantageusement employés soit dans les laboratoires, soit même dans les stations de télégraphie sans fil, pour l'étude des résonances et des ondes stationnaires d'oscillations assez énergiques.

Les tubes à hélium, en particulier, peuvent être construits de quatre manières différentes :

1° Forme du tube de Plücker (tube capillaire avec prolongements élargis), avec deux électrodes. La pression intérieure doit être de 3 à 5 mm ;

2° Même forme, mais avec une seule électrode. Même pression ;

3° Même forme, mais sans électrodes ;

4° Tubes cylindriques de 20 cm de longueur et 11 mm de diamètre avec une seule électrode. Gaz assez raréfié.

Cette dernière forme est la meilleure au point de vue de la sensibilité. La lumière de ces tubes est gris blanchâtre, entre le gris rose et le gris lilas.

M. Fleming, au cours d'études sur les lampes à incandescence, a trouvé en 1904 un dispositif constituant un détecteur d'ondes très sensible.

Le filament F d'une lampe à incandescence A (fig. 125) est entouré d'un cylindre métallique C relié à un fil B qui sort de l'ampoule. Lorsque ce filament est porté à l'incandescence, l'espace compris entre lui et le cylindre C devient conducteur, mais pour un seul sens de courant, c'est-à-dire que l'électricité négative pourra passer de F à C, mais serait arrêtée en sens inverse. L'appareil joue donc le rôle d'une soupape.

Si l'on réunit le fil B au point N par un circuit contenant un appareil de mesure ou un téléphone G, on cons-

tate en G l'existence d'un courant, lorsque des oscillations sont produites dans le circuit BN. Ce courant est constitué par les alternances négatives des oscillations allant de F à C.

L'auteur a reconnu récemment qu'il est avantageux d'employer un filament de tungstène avec un cylindre de cuivre. En outre, il ajoute une force électromotrice auxiliaire, laquelle peut être prise sur la source qui alimente la lampe.

M. de Forest a construit un détecteur auquel il a donné

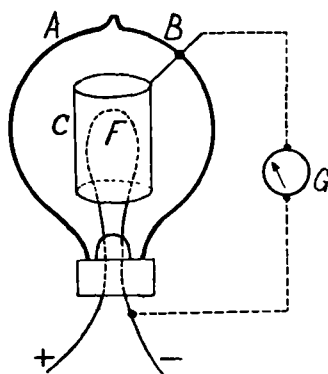


Fig. 125.

le nom d'*audion* et qui est analogue au précédent. Le principe en est le suivant <sup>1</sup>.

Un filament de carbone recouvert de composés de potassium ou de sodium, est placé dans une ampoule vide d'air, comme le filament d'une lampe, et porté au rouge par un courant électrique. L'ampoule contient également une plaque de platine placée dans le voisinage du filament et munie d'une électrode. Si l'on relie, par un circuit

1. Conférence faite à l'*American Institute of Electrical Engineers*, octobre 1906.

contenant un appareil de mesure, le pôle positif du filament avec la plaque de platine, on constate dans ce circuit l'existence d'un courant assez intense. En ajoutant dans le circuit une pile de 5 à 25 volts dont le pôle positif est relié à la plaque de platine, on obtient un courant à la fois plus régulier et plus intense, qui peut atteindre jusqu'à 1 à 5 milliampères par centimètre carré de surface du filament.

On observe en même temps la formation d'un faisceau

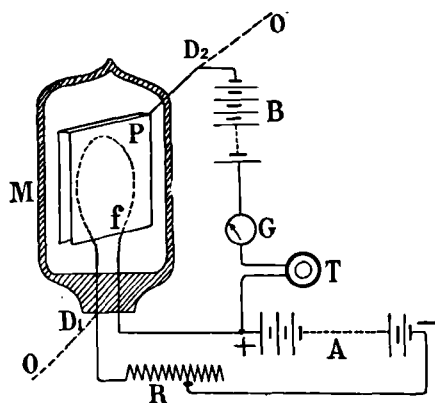


Fig. 126.

de lumière bleuâtre allant de l'extrémité négative du filament à la plaque de platine. Ce faisceau obéit à l'action d'un aimant et, si l'on intercale un téléphone dans le circuit, chaque mouvement du faisceau lumineux est traduit par un son intense dans le téléphone.

Les oscillations électriques agissant également sur l'appareil, celui-ci peut être employé comme détecteur. A cet effet, M. de Forest emploie plusieurs dispositifs.

L'un d'eux consiste à placer de part et d'autre du filament  $f$  (fig. 126) deux plaques de platine parallèles  $P$  contenues également dans l'ampoule à vide  $M$ . Leur distance est d'environ 4 mm. Les forces électromotrices sont

disposées comme on l'a dit plus haut. L'appareil est mis en circuit comme un détecteur ordinaire ayant ses bornes en  $D_1$  et  $D_2$ .

Dans une autre disposition, l'ampoule renferme seulement le filament de charbon, et la lame de platine est enroulée à l'extérieur. On peut aussi donner à l'ampoule une forme plate et la placer entre deux lames de métal. Enfin les oscillations peuvent être envoyées dans un solénoïde enroulé sur l'ampoule.

Le modèle le plus récent comporte une plaque de platine ou de nickel placée d'un côté du filament et une spirale de même métal placée de l'autre côté. Les extrémités du circuit oscillant sont reliées respectivement à la plaque et à la spirale.

Quelle que soit la disposition, la sensibilité de l'appareil est réglée en agissant, d'une part sur le voltage de la pile B, par exemple au moyen d'un potentiomètre, et d'autre part sur l'intensité du courant qui traverse le filament, à l'aide d'un rhéostat R.

D'après M. de Forest, le réglage dépendrait de la fréquence des étincelles qui produisent les oscillations à la transmission, de sorte que l'on disposerait ainsi d'un moyen de sélectionner des signaux transmis par deux stations différentes, avec la même énergie et la même longueur d'onde, mais avec des fréquences d'étincelles différentes.

Lorsque l'appareil permet de faire varier la distance de la plaque de platine au filament (au moyen d'une masse de fer et d'un aimant), on constate que, pour des ondes de longueurs différentes, le maximum de sensibilité correspond à des valeurs différentes de cette distance, qui doit être d'autant plus grande que la longueur d'onde est elle-même plus grande.

Les perturbations électriques naturelles auraient une très faible action sur l'audion, en raison de leur grand amortissement. Enfin, la durée de l'appareil est égale à

celle d'une lampe à incandescence ordinaire, et il n'est pas nécessaire de le protéger contre les actions très énergiques, qui ne lui font subir aucune altération.

D'après l'étude faite par M. Villard, le dégagement d'ions négatifs, c'est-à-dire la sensibilité de l'appareil qui fonctionne comme une soupape, serait d'autant plus intense que le vide est plus poussé.

Nous indiquerons plus loin les montages à employer avec cette sorte de détecteurs.

### Détecteur électrolytique

Le principe du détecteur électrolytique a été indiqué par l'un de nous au Congrès international d'électricité en 1900. C'est une sorte de cohéreur à contact unique, dont une des électrodes est constituée par un électrolyte. Il comprend essentiellement une pointe très fine en platine  $f$  (fig. 127), qui affleure la surface d'un liquide

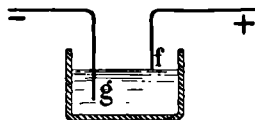


Fig. 127.

contenu dans un vase en verre. Dans ce liquide plonge un fil de platine  $g$ , de section quelconque.

Une première propriété de cet appareil est la suivante. Si on l'intercale dans un circuit parcouru par des courants variables de faible intensité, des oscillations en particulier, on constate qu'il produit un effet de soupape et que seules les alternances positives peuvent franchir le contact imparfait de la pointe avec le liquide. On le démontre en plaçant aux bornes de l'appareil un instrument de mesure suffisamment sensible ou mieux, un

téléphone. Chaque train d'ondes est traduit par un son dans le téléphone, alors que celui-ci reste muet si l'on supprime du circuit le contact imparfait.

Considérons un circuit (fig. 128) contenant le détecteur  $D$  et le téléphone  $H$  ; introduisons dans ce circuit une source électrique de force électromotrice  $p$ , dont le pôle positif est relié au fil  $f$ . A ce moment, il y a contact entre le fil et le liquide. Le circuit est donc continu et un courant s'établit en traversant l'électrolyte, qui est d'abord décomposé ; mais si la force électromotrice  $p$  est inférieure à une certaine limite, la décomposition s'arrête au bout d'un instant et les gaz restent adhérents aux

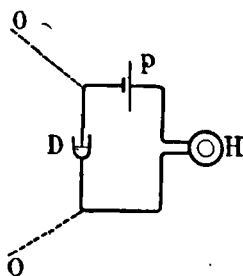


Fig. 128.

électrodes. On a alors en  $f$  une force contre-électromotrice qui fait équilibre à  $p$ . C'est le phénomène de la polarisation.

Si, au contraire, la valeur de  $p$  est assez grande, la décomposition continue et les gaz se dégagent. Cette limite, au delà de laquelle l'électrolyse devient permanente, constitue une tension critique, analogue à celle qui existe pour les cohérences à limaille. C'est seulement lorsque la valeur de  $p$  est inférieure à la tension critique que l'appareil peut être utilisé comme détecteur d'ondes.

Supposons donc la polarisation établie. L'appareil, étant au repos, n'est traversé que par le courant très faible résultant de la dépolarisation spontanée, et le télé-

phone reste muet. Mais si un train d'ondes arrive par le circuit OO, il a pour effet de diminuer la polarisation. La force contre-électromotrice devenant alors inférieure à  $p$ , il se produira un courant donnant naissance à un son dans le téléphone.

M. H. Abraham, qui a fait une étude très complète du détecteur électrolytique, est arrivé aux conclusions suivantes.

Les demi-oscillations négatives qui tendraient à diminuer la polarisation, agissent peu sur le courant qui traverse le détecteur. Pendant les premières demi-oscillations positives, au contraire, la polarisation de la pointe est accrue et le courant augmente notablement ; mais le supplément de courant est fourni par le circuit oscillant. Le condensateur qui sert, comme on l'a vu, à obtenir la résonance du circuit récepteur, doit donc se décharger partiellement, ce que l'on peut exprimer en disant qu'il prend une charge négative. Pendant que le train d'ondes achève de passer, cette charge négative se partage entre le condensateur et le détecteur dont la polarisation est finalement diminuée. La source auxiliaire est alors amenée à fournir l'énergie nécessaire pour rétablir le voltage normal au condensateur et au détecteur, et c'est ce courant de recharge que l'on entend dans le téléphone. Il faut donc tenir compte, pour un détecteur, de sa capacité de polarisation au voisinage du voltage normal et de sa résistance ohmique intérieure, en série avec sa capacité.

M. Abraham a déterminé ces éléments pour des détecteurs dont le fil fin avait environ 0,02 mm de diamètre, avec des forces électromotrices alternatives de l'ordre de 0,01 volt. Les détecteurs se comportent alors comme le ferait une résistance de plusieurs milliers d'ohms en série avec une faible capacité. Sans polarisation, la résistance reste à peu près la même, tandis que la capacité diminue notablement.

Si l'on élève la température à  $120^{\circ}$ , la capacité augmente, mais sans nuire à la sensibilité du détecteur. La résistance diminue considérablement et tombe à quelques centièmes d'ohm, ce qui facilite l'établissement de la résonance.

M. Branly a également étudié le fonctionnement du détecteur électrolytique et a trouvé que diverses causes font varier sa sensibilité. Celle-ci augmente avec la température, mais paraît avoir un maximum très net vers  $60^{\circ}$ .

C'est en faisant barboter un gaz dans l'électrolyte que l'on obtient le renforcement le plus considérable du son dans le téléphone. Pour cela on amène le gaz comprimé à 4 ou 5 atmosphères, dans l'électrolyte, à l'aide d'un tube de verre fin qui pénètre dans le détecteur et plonge dans le liquide. L'accroissement du son commence dès l'arrivée du gaz et persiste encore un certain temps après l'arrêt du courant gazeux. On obtient un résultat analogue en plaçant dans l'électrolyte deux gros fils de platine qui amènent le courant d'une pile.

Enfin, on peut encore renforcer l'effet produit dans le téléphone en associant plusieurs détecteurs en série. Il faut alors augmenter en conséquence le voltage de la pile. Pour utiliser les alternances positives, aussi bien que les alternances négatives, M. Marie eut l'idée d'employer deux séries de détecteurs montées en parallèle et en sens inverse, comme on le fait d'ordinaire pour les soupapes. Cette disposition nécessite alors un montage spécial qui sera indiqué plus loin.

*Construction des détecteurs électrolytiques.* — Les détecteurs construits à l'origine (1900) se composaient d'un vase en verre V (fig. 129) posé sur un socle portant une potence métallique AB, dans laquelle était engagée une vis à large tête moletée T. A l'extrémité de cette vis était fixé le fil fin de platine *f*. Un fil plus gros *g* plongeait dans le liquide que contenait le vase V. La



vis T permettait de régler la sensibilité de l'appareil ; en outre, on réglait la valeur de la force électromotrice introduite dans le circuit, à l'aide d'un potentiomètre. Le liquide employé était soit de l'acide sulfurique à 22° environ, soit de l'acide azotique légèrement étendu d'eau.

Cette forme d'appareil avait l'inconvénient de nécessiter des réglages assez fréquents, le niveau du liquide variant par l'évaporation. En outre, les moindres vibrations troublaient le fonctionnement de l'appareil, les mouvements du liquide faisant varier la surface immergée.

On évite ce dernier inconvénient en soudant le fil *f* à

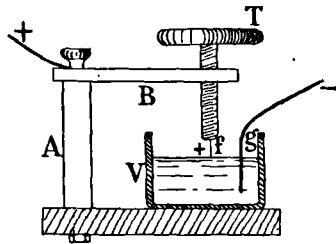


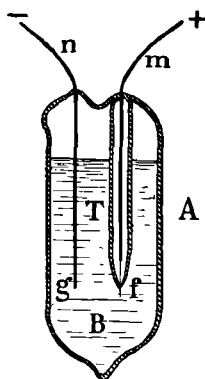
Fig. 129.

l'intérieur d'un tube de verre qu'il ne dépasse que de la quantité qui doit pénétrer dans le liquide. On peut alors employer des fils n'ayant que 10 à 15 microns, tandis que dans le premier type, la pointe avait encore plusieurs centièmes de millimètre de diamètre. De plus, l'appareil étant hermétiquement clos, on évite l'évaporation.

Le modèle que nous employons est constitué par une ampoule de verre A (fig. 130) contenant de l'acide sulfurique B à 22° ou 25°. Dans cette ampoule sont soudés, d'une part un fil de platine *g* formant la cathode, d'autre part le tube T contenant le fil *f* qui constitue l'anode. Celle-ci se termine par un fil très fin qui vient affleurer l'extérieur du tube, lequel est lui-même effilé de manière

à empêcher les bulles de se former autour de la pointe *f*. L'ampoule est renfermée dans une boîte garnie de coton et munie de deux bornes extérieures.

La disposition adoptée par la compagnie Telefunken est un peu différente. L'ampoule est remplacée par un vase en ébonite *V*, fermé par un couvercle à vis *P* également en ébonite, dans lequel sont fixés, à l'aide de chat-terton, le tube *T* et le fil *g* (fig. 131). Cette forme a l'avantage de permettre le remplacement du tube *T* lorsque le fonctionnement devient défectueux. Toutefois, ce rempla-



F.g. 130.

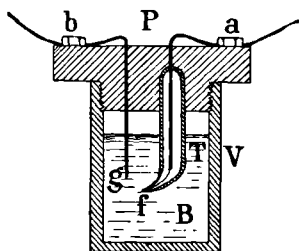


Fig. 131.

cement ne peut être fait que par le constructeur. En outre, l'acide sulfurique attaquant l'ébonite, il est nécessaire de remplacer le liquide de temps en temps.

La durée d'un détecteur électrolytique est assez limitée. L'appareil est rapidement mis hors de service lorsque les oscillations sont trop énergiques. Il se produit alors de petites étincelles et la pointe se décolle du verre. De plus, il arrive fréquemment que l'acide attaque à la longue l'extrémité du fil *f*.

La force électromotrice auxiliaire que peut supporter un détecteur à l'eau acidulée d'acide sulfurique est comprise entre 1,5 et 3 volts.

### Détecteurs à cristaux

Bien que très différents comme construction, les détecteurs qui utilisent les contacts imparfaits de certains cristaux doivent être rapprochés des détecteurs électrolytiques, car ils semblent, comme ceux-ci, jouer le rôle de redresseurs ou de soupapes.

Le premier phénomène de cette nature a été signalé par le général Dunwoody, des États-Unis. Un cristal de carborandum (carbure artificiel de silicium) étant serré entre deux électrodes métalliques et intercalé dans un circuit contenant une pile et un téléphone, on perçoit des sons dans le téléphone, lorsque le détecteur est soumis à l'action d'ondes hertziennes. Il est même possible de supprimer la pile sans cesser de percevoir des sons.

M. Pierce a trouvé que, dans ce cas, le carborandum se comporte comme une soupape, sa conductibilité varie suivant le sens du courant et suivant la valeur de la force électromotrice introduite dans le circuit. Elle varie aussi avec la température et la pression. C'est ainsi qu'avec un échantillon platiné sur une de ses faces, la conductibilité a été trouvée 527 fois plus grande dans un sens que dans l'autre. Les résultats sont d'ailleurs variables avec les échantillons de cristal.

Lorsqu'on emploie un détecteur de ce genre avec une force électromotrice auxiliaire, le courant dû aux oscillations se superpose au courant auxiliaire et il en résulte un accroissement de l'intensité pour chaque train d'onde et par suite un son dans le téléphone.

Si, au contraire, le détecteur est employé sans force électromotrice auxiliaire, il fonctionne comme soupape. Les ondes ont alors un effet analogue à celui d'un courant continu intermittent et on a encore un son dans le téléphone.

M. Pierce a montré également que cette propriété n'est pas spéciale au carborandum et il l'a constatée, quoiqu'à un degré moindre, dans le tellurure d'argent et l'oxyde de titane cristallisé.

M. Pickard a construit des détecteurs très sensibles. Dans l'un d'eux qu'il nomme *perikon*, il utilise le contact de cristaux de chalcopryrite (pyrite de cuivre) et de zincite, sans force électromotrice auxiliaire.

Le capitaine Brenot a étudié les contacts imparfaits d'un grand nombre de substances : chalcopryrite, zincite, blende, galène, magnétite, malachite, oxydes de

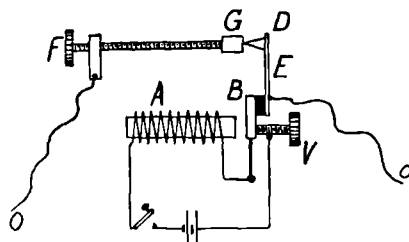


Fig. 132.

manganèse, etc., soit entre elles, soit avec divers métaux. Les meilleurs résultats furent obtenus dans l'ordre ci-après : chalcopryrite—zincite, zinc—bioxyde de manganèse, fer—bioxyde de manganèse, etc. Pour ce dernier, une force électromotrice de 4 volts augmente la sensibilité.

Signalons encore le détecteur de cette espèce employé par M. Majorana et qui est constitué par le contact d'un cristal de pyrite de fer avec du platine métallique ou du graphite, ainsi que la disposition réalisée par M. Goldschmidt pour l'utilisation de détecteurs à cristaux dans la réception d'ondes entretenues (fig. 132).

L'un des cristaux D est porté par une lame de ressort E, l'autre cristal étant fixé en G à une tige filetée F,

La lame E est isolée et fixée à l'armature B d'un électro-aimant A dans lequel passe un courant auxiliaire amené par une vis V. Ce courant en traversant l'électro le fait fonctionner comme trembleur et, moyennant un réglage convenable de la vis F, le contact entre les deux cristaux D et G du détecteur est alternativement établi et rompu. L'appareil fonctionne ainsi comme *ticker* pour la réception des ondes entretenues en télégraphie sans fil. Pour l'employer en téléphonie sans fil, il suffit de supprimer le courant de l'électro et de régler convenablement le contact des cristaux D et G au moyen de la vis F. OO est le circuit des oscillations.

On n'a pas encore donné de théorie bien satisfaisante pour expliquer le phénomène présenté par ces contacts imparfaits. M. Brenot les considère comme de véritables piles sèches. Quelques-uns d'entre eux donnent en effet un courant appréciable, lorsqu'on les réunit aux bornes d'un appareil de mesure très sensible. Ce serait alors la force électromotrice de contact ou, en d'autres termes, la polarisation du contact imparfait qui transformerait celui-ci en soupape, par un mécanisme analogue à celui du détecteur électrolytique.

Quoi qu'il en soit, tous ces détecteurs ont l'inconvénient grave d'être facilement déréglables. Ils sont donc, malgré leur très grande sensibilité, pratiquement inférieurs aux détecteurs étudiés précédemment. Ils ont été cependant, grâce à leur propriété d'être intégrateurs, employés avec succès pour la réception des ondes entretenues.

Il n'est pas sans intérêt, en terminant ce chapitre, de signaler quelques types de détecteurs faciles à improviser. L'un d'eux consiste à mettre au contact d'un morceau de papier buvard imprégné d'une solution saline quelconque, une pointe ou une arête de métal, fer ou cuivre par exemple. Ce détecteur fonctionne avec ou sans pile.

Un autre, plus curieux, consiste à employer le contact d'un doigt avec une arête métallique. En réglant convenablement la pression du doigt, on forme une sorte de soupape électrique et l'on a pu, par ce procédé, en utilisant un téléphone associé à un résonateur quelconque avec condensateur réglable, entendre à la tour Eiffel les télégrammes de Clifden ou de Norddeich à plus de 1 000 km.

---

## CHAPITRE XII

### MONTAGES DES APPAREILS DE TRANSMISSION ET DE RÉCEPTION

---

Nous avons déjà décrit les montages schématiques que l'on peut employer en télégraphie sans fil, pour transmettre et recevoir les ondes hertziennes amorties. Nous indiquerons, dans le présent chapitre, les principaux montages imaginés par les divers expérimentateurs. Bien que plusieurs de ces montages soient abandonnés aujourd'hui, ils présentent encore un certain intérêt au point de vue historique.

De plus, leur description nous amènera tout naturellement aux installations actuelles, lesquelles sont à peu près les mêmes partout, en ce qui concerne les dispositions essentielles, et ne diffèrent que par les détails.

Aujourd'hui, en effet, les idées théoriques relatives à la télégraphie sans fil sont devenues en quelque sorte classiques. Aussi les montages plus ou moins fantaisistes préconisés au début ont-ils disparu et tous les ingénieurs suivent, à quelques détails près, les mêmes règles.

*Premier dispositif Marconi.* — Nous ne reviendrons pas sur le premier dispositif de télégraphie sans fil, imaginé, comme on le sait, par M. Marconi. Ce dispositif a déjà été décrit dans le chapitre III et c'est lui qui nous a servi de point de départ pour l'exposé des diverses théories.

*Deuxième dispositif Marconi.* — L'inventeur ne tarda pas à reconnaître les inconvénients que présente l'inter-

calation directe du cohéreur dans le circuit de l'antenne réceptrice, pour l'accord de celle-ci avec l'antenne de

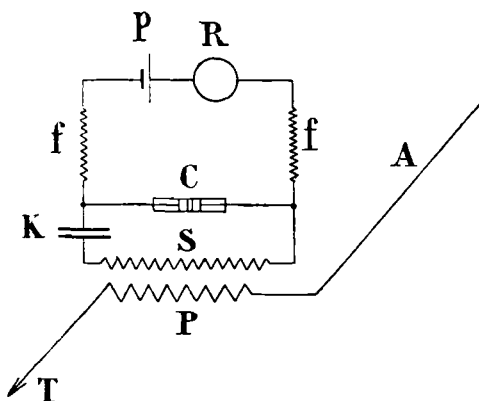


Fig. 133.

transmission. Il modifia alors le montage de la manière suivante.

Il intercala sur l'antenne de réception, au voisinage du

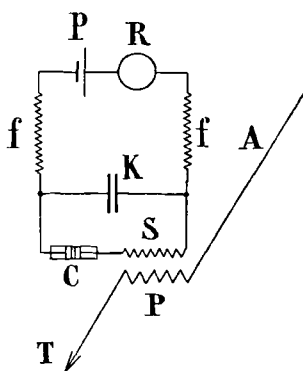


Fig. 134.

sol, le primaire P, très court, d'un petit transformateur dont le secondaire S était placé dans un circuit comprenant le cohéreur C et un condensateur K (fig. 133 et 134).



Deux bobines d'impédance  $f$  empêchent toute dérivation des oscillations par le circuit du relais.

L'inventeur n'a donné aucune règle pour la construction de ces transformateurs; les enroulements devaient être faits d'une manière spéciale et les longueurs de fils fonction des longueurs d'antenne.

La transmission n'avait pas été changée, aussi les résultats, bien qu'encourageants en raison de l'augmentation de la distance franchie, étaient-ils loin d'être parfaits. En particulier, M. Marconi n'était jamais parvenu à régler ses appareils de manière qu'un récepteur n'enregistrât que les signaux transmis par un transmetteur déterminé et restât toujours muet pour ceux d'un autre transmetteur, alors même que ce dernier était réglé aussi par lui.

C'est avec ce dispositif que furent faites les expériences de la Manche en 1899 (Voir page 403).

*Dispositifs Braun.* — M. Braun paraît être le premier qui ait songé à chercher le moyen de diminuer l'amor-

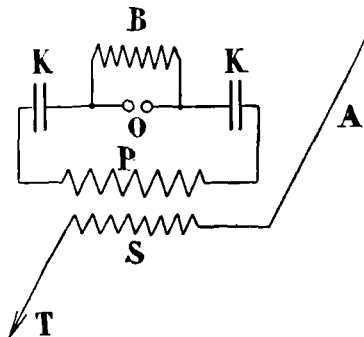


Fig. 135.

tissement considérable des oscillations de l'antenne de transmission; de plus, il montra l'avantage d'employer des oscillations de grande longueur d'onde, qui permettent de mettre en jeu de plus grandes quantités

d'énergie et d'obtenir des effets de diffraction plus considérables.

M. Braun a imaginé un assez grand nombre de dispositifs en vue d'obtenir ce résultat; nous ne décrivons que les plus intéressants.

Le premier (fig. 135) est caractérisé par ce fait que l'antenne est excitée par l'intermédiaire d'un transformateur. Les oscillations sont produites dans un circuit fermé comprenant : l'oscillateur O, relié à la bobine d'induction B, deux condensateurs K et le primaire P d'un transformateur d'Arsonval. Ce circuit a des éléments électriques bien

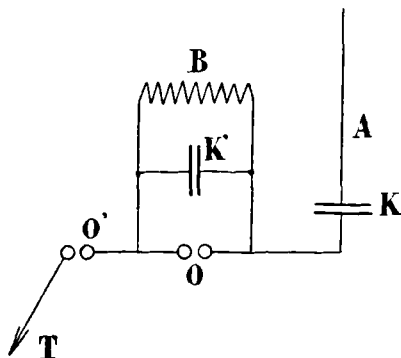


Fig. 136.

déterminés et ne comporte que très peu de rayonnement. Les oscillations sont donc de période très nette. Elles induisent des oscillations de même période dans le secondaire S, relié d'une part à l'antenne et d'autre part à une capacité désignée sur la figure par la lettre T.

Afin de pouvoir employer beaucoup d'énergie, il est nécessaire d'avoir de grandes capacités et par suite de grandes longueurs d'onde; lorsque la longueur d'antenne est limitée, il suffit d'allonger le fil ST de manière à accorder le circuit de l'antenne sur la période choisie.

Un deuxième dispositif consiste à exciter l'antenne

directement, mais en intercalant un condensateur K (fig. 136). La période des oscillations produites est alors réglée au moyen d'un condensateur K', mis en dérivation sur l'oscillateur.

Enfin, un second oscillateur O' est embroché sur le fil qui aboutit à la capacité T.

Le dispositif avec transformateur présente, en plus des avantages déjà énumérés, celui de ne pas rendre l'antenne sinon dangereuse, tout au moins d'un contact très désagréable. On a en effet dans l'antenne des courants de

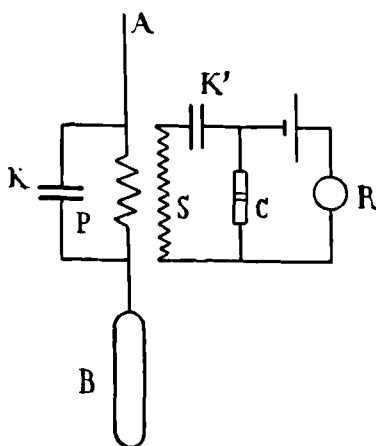


Fig. 137.

Tesla, qui ne provoquent que des sensations légères. De plus, les défauts accidentels d'isolement de l'antenne deviennent moins graves.

Pour la réception, M. Braun employait la disposition suivante (fig. 137).

L'antenne A est reliée à la capacité B au travers du primaire P d'un petit transformateur, dont le secondaire S est lui-même relié aux deux bornes du cohéreur C par l'intermédiaire d'un condensateur K', qui évite la fermeture du circuit de la pile et du relais R.

L'accord est obtenu en agissant, d'une part sur le condensateur K mis en dérivation au primaire P et d'autre part sur la longueur du secondaire S.

Ce montage est identique à celui de M. Marconi (fig. 133), avec cette seule différence que la terre est remplacée par la capacité B.

*Troisième dispositif Marconi.* — M. Marconi, s'inspirant vraisemblablement des travaux de M. Braun, a

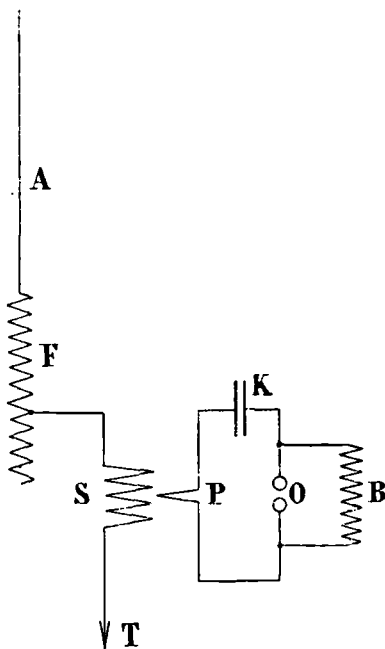


Fig. 138.

adopté vers 1900 un dispositif de transmission absolument analogue au précédent.

Le circuit où prennent naissance les oscillations se compose (fig. 138) : de l'oscillateur O, d'un condensateur K et du primaire P d'un petit transformateur, genre d'Arsonval. Le circuit rayonnant se compose de l'antenne

A, d'une self variable F, du secondaire S du transformateur, relié d'autre part au sol.

L'accord entre les deux circuits se fait en agissant sur le condensateur K de manière à faire varier la période, puis en ajoutant ou retranchant un certain nombre de

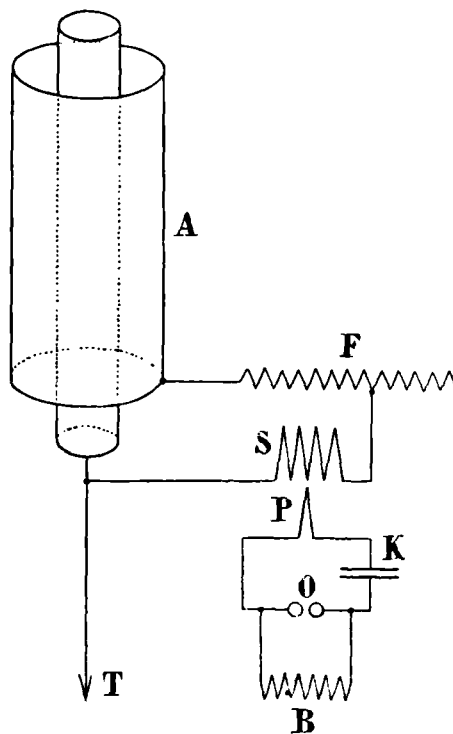


Fig. 139.

spires de la self F pour parfaire cet accord. Quelquefois aussi, on agit sur le mode d'enroulement et le nombre de tours du transformateur. Ce nombre de tours est, en général, très limité : un tour pour le primaire, de deux à six pour le secondaire.

L'inventeur a également employé, en vue d'augmenter la capacité du radiateur, des antennes constituées par

deux larges cylindres métalliques concentriques, le cylindre intérieur étant relié à la terre (fig. 139).

Le montage d'ensemble est analogue au précédent.

Ce dispositif aurait permis de communiquer à 50 km en mer, au moyen de cylindres de 1,25 m de haut et de 40 cm de diamètre.

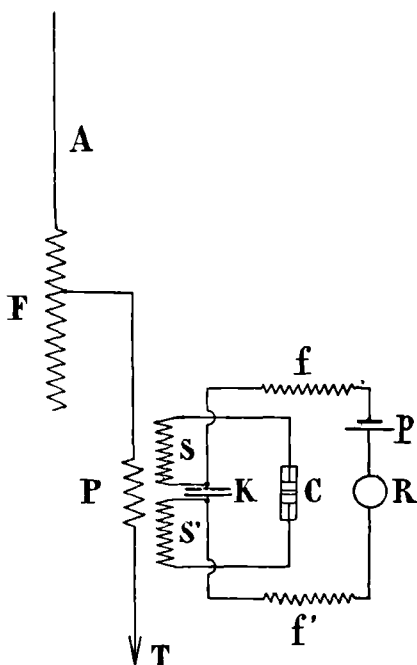


Fig. 140.

Pour la réception, le dispositif employé était le suivant :

Le circuit collecteur se compose de l'antenne A (fig. 140), d'une self variable F embrochée sur l'antenne et du primaire P d'un transformateur genre d'Arsonval (jigger). Le secondaire de ce transformateur est divisé en deux parties identiques S, S', dont les extrémités intérieures sont reliées aux deux armatures d'un petit condensateur K et les extrémités extérieures aux bornes

du cohéreur C. Le circuit pile-relais est également relié aux extrémités intérieures des demi-secondaires, par l'intermédiaire de deux bobines d'impédance  $f, f'$ .

Pour accorder l'ensemble du récepteur sur la période des oscillations transmises, il est nécessaire de réaliser deux accords : 1° celui du circuit collecteur, comprenant l'antenne, la self F, le primaire P du jigger et la terre T ; 2° celui du résonateur de Hertz, constitué par les deux demi-secondaires S, S', le condensateur K et le cohéreur C.

L'accord du circuit collecteur est facilement réalisé en choisissant une antenne identique à celle de la transmission ; on complète le réglage en agissant sur la self F.

Pour accorder ensuite le résonateur fermé sur le cohéreur, il suffit de choisir les enroulements SS' de manière que chacun d'eux soit équivalent, en tenant compte de l'effet de l'enroulement et de la capacité du cohéreur, à un quart de la longueur d'onde transmise. La capacité du condensateur K a très peu d'importance. L'ensemble du résonateur est donc équivalent à une demi-longueur d'onde de la transmission, il entre par suite en vibration avec une énergie maximum ; les ventres de tension qui se forment à ses extrémités, c'est-à-dire au cohéreur, sont donc maximums ; on parfait parfois le réglage au moyen d'un petit condensateur réglable mis en dérivation sur le cohéreur. L'impédance des bobines  $f$  empêche une perte partielle de l'énergie par dérivation dans le circuit du relais.

C'est au moyen de dispositifs semblables que M. Marconi a réalisé ses premières communications à grande distance, et en particulier celle entre la France et la Corse (175 km) [Voir page 405], et entre l'île de Wight et la pointe Lizard (300 km).

M. Marconi est même parvenu, dans certaines conditions d'installation et à des distances moyennes, à établir

une double communication au moyen d'une même antenne, c'est-à-dire à transmettre et recevoir à la fois deux télégrammes distincts par la même antenne.

Le montage employé était celui qui est indiqué par les figures 141 et 142. A la transmission, les deux secondaires  $S_1$  et  $S_2$  sont reliés à la même antenne et à la

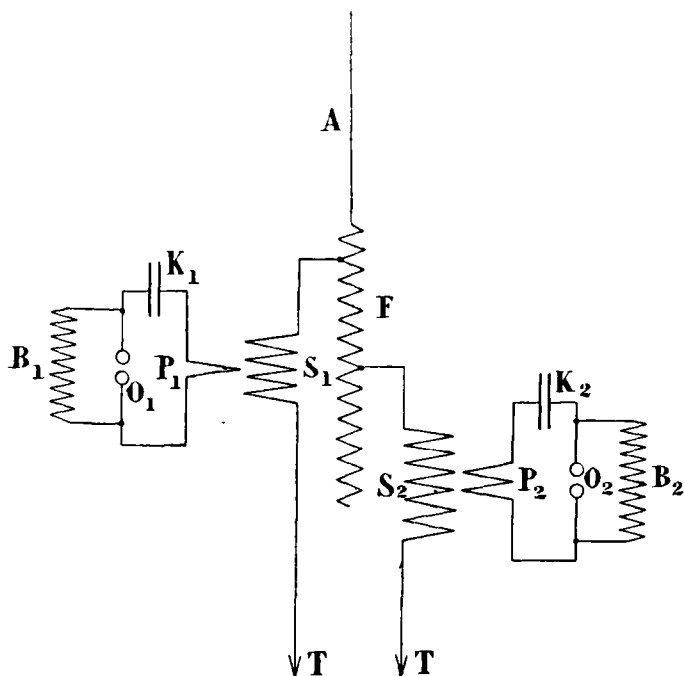


Fig. 141.

même prise de terre. L'un d'eux est relié directement à l'antenne et l'autre par l'intermédiaire d'une self réglable  $F$ . Les oscillations produites par chacun des transmetteurs sont de périodes très différentes.

L'antenne sera donc le siège de deux mouvements vibratoires simultanés et distincts qui ne se gêneront pas mutuellement, en vertu du principe de la superposition



des petits mouvements, de l'abbé Laborde. Toutefois, il convient de remarquer que l'on a ainsi trois circuits accouplés et qu'il est difficile de les régler de manière à obtenir un rendement suffisant.

Le montage pour la réception est absolument analogue (fig. 142). Les deux récepteurs sont accordés l'un après l'autre pour l'une ou l'autre des périodes ; de plus,

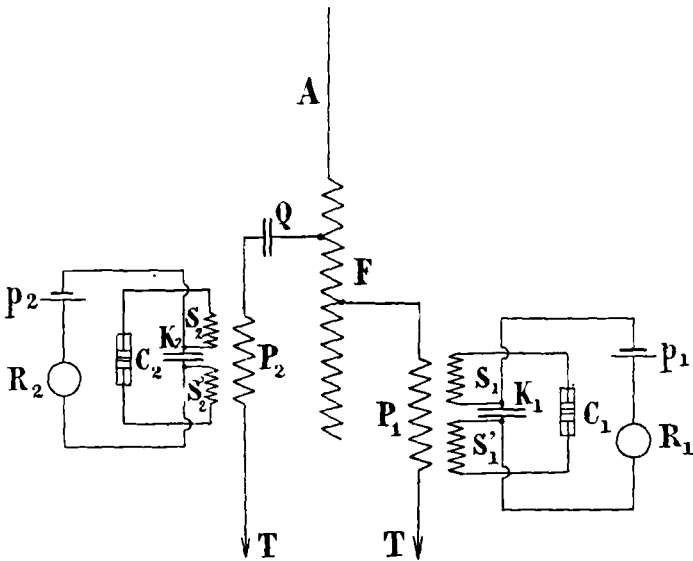


Fig. 142.

une self  $F$  est intercalée sur le circuit du récepteur à ondes longues, et un condensateur  $Q$  sur le circuit du récepteur à ondes courtes. On crée ainsi deux circuits accordés chacun pour l'une des périodes.

Dans la pratique réelle, il y aurait certainement avantage à employer des antennes distinctes pour chaque transmetteur ou chaque récepteur. On diminuerait ainsi l'accouplement des deux récepteurs, en les rendant plus indépendants.

Les réglages nécessités par ces dispositifs sont d'ailleurs très délicats et ne permettent leur emploi qu'à des distances limitées. La sélection entraîne en effet, comme on l'a vu, une grande perte d'énergie soit à la transmission, soit à la réception.

De plus, il convient de remarquer que M. Marconi n'a obtenu des résultats qu'en choisissant des périodes très différentes, et que les deux récepteurs pouvaient encore être influencés tous deux par une troisième transmission suffisamment énergique, placée à une distance encore assez considérable.

*Dispositifs Slaby.* — M. Slaby a successivement expérimenté un certain nombre de montages pour la transmission. Dans le premier de ces montages (fig. 143), le circuit radiateur était encore celui où prennent naissance les oscillations ; il se composait d'un oscillateur O, placé aux bornes de la bobine d'induction B, d'un condensateur K, d'une bobine de self F et de deux antennes. Ce circuit était fermé par la terre. Il est difficile de voir les avantages que pouvait présenter ce montage, mais en revanche les inconvénients en sont évidents. Tout d'abord, les oscillations étant tout aussi amorties que dans le montage ordinaire, leur période est mal définie ; d'autre part, les effets des deux antennes sur le récepteur devaient se contrarier ; enfin, si, pour éviter ce dernier inconvénient, on donnait à F une grande impédance, on retombait en réalité sur le montage ordinaire, avec cette différence qu'un condensateur est embroché sur l'antenne.

M. Slaby a ensuite imaginé quelques autres montages que l'on ne décrira pas, étant donné leur médiocre intérêt. L'inventeur les a, du reste, tous abandonnés pour le suivant (fig. 144).

Le circuit où prennent naissance les oscillations se compose de l'oscillateur O, placé en dérivation aux bor-

nes de la bobine d'induction B, d'un condensateur K, d'une self F et d'une bobine à larges spires N ; ce circuit est fermé par le sol. L'antenne est placée en dérivation sur le circuit. C'est donc un procédé d'excitation indirecte par dérivation.

Le réglage se fait en ajoutant ou retranchant un certain

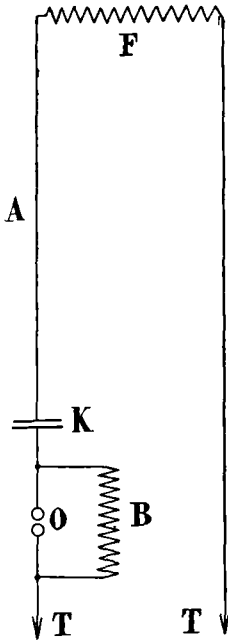


Fig. 143.

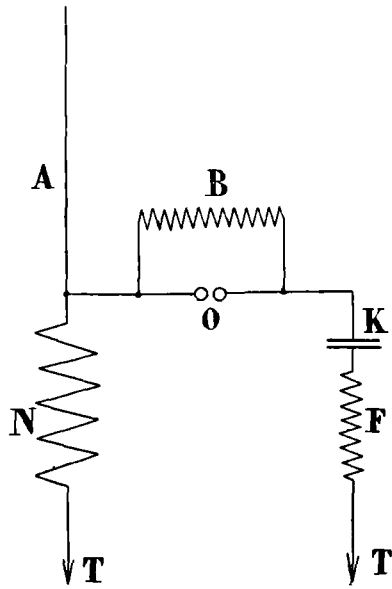


Fig. 144.

nombre de spires de la bobine N, ou bien en modifiant la période des oscillations du circuit fermé, par la variation du condensateur K et de la self F.

La solution imaginée par M. Slaby, pour la syntonisation du récepteur sur la période transmise, est très élégante. Elle est l'origine du montage pour action indirecte par dérivation.

Si l'on soumet une antenne A (fig. 145), reliée au sol à

sa partie inférieure, à l'action d'un champ hertzien amorti, on a vu qu'en vertu de la résonance multiple, cette antenne devient le siège d'oscillations ayant la période propre de l'antenne et présentant un ventre de tension au sommet et un nœud au sol. Si l'on prolonge cette antenne par une dérivation D reliée à son pied, l'ensemble de l'antenne et de la dérivation sera le siège d'oscillations qui auront la période propre de cet ensemble, c'est-à-dire seront telles, qu'il y aura des ventres de tension de signes contraires à chaque extrémité de l'ensemble en D et en B. Si la longueur  $l$  de la dérivation est choisie de

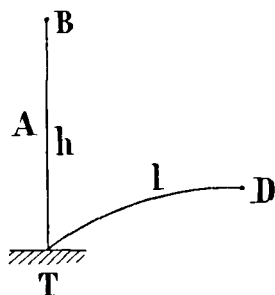


Fig. 145.

manière qu'en l'ajoutant à la longueur  $h$  de l'antenne on ait la valeur d'une demi-longueur d'onde des oscillations de la transmission, on aura un maximum d'utilisation de l'énergie recueillie par l'antenne. En plaçant en D une borne du cohéreur, dont l'autre borne est reliée au sol, on a un maximum d'effet <sup>1</sup>.

Dans la pratique, M. Slaby remplace la dérivation rectiligne D par un résonateur Oudin U (fig. 146), dont le nombre de spires est convenablement choisi. La seconde borne du cohéreur C est reliée au sol par l'intermédiaire d'un condensateur K, destiné à éviter aux oscillations

1. M. Turpain, au cours de ses intéressantes études sur les champs interférents, avait déjà employé des dispositifs présentant une réelle analogie avec celui-ci.

l'impédance du relais R. De plus, une bobine à larges spires est intercalée sur l'antenne, entre la dérivation et le sol, pour parfaire le réglage.

Les schémas de montage peuvent être présentés sous la forme indiquée par les figures 147 ou 148, qui mettent en évidence l'emploi de procédés d'excitation ou d'action par dérivation au moyen de résonateurs Oudin.

M. Slaby est parvenu à réaliser, d'après le même principe, la réception simultanée de deux télégrammes

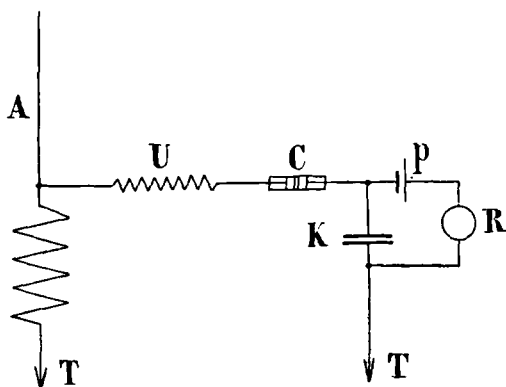


Fig. 146.

transmis par deux stations distinctes au moyen d'oscillations de périodes très différentes.

Deux résonateurs  $U_1$  et  $U_2$  (fig. 149), convenablement choisis, étaient reliés à l'antenne. Chacun d'eux étant réglé pour réaliser l'accord avec l'une des oscillations, le cohéreur correspondant n'enregistrait que les signaux transmis avec cette période accordée.

Les inconvénients signalés plus haut existent évidemment encore dans ce montage : perte d'énergie et insuffisance de la sélection. Il est infiniment probable que, tout comme avec le dispositif Marconi, les deux récepteurs ci-dessus eussent été actionnés par des oscillations

transmises avec une période intermédiaire entre celles pour lesquelles ils étaient réglés, ou même avec une pé-

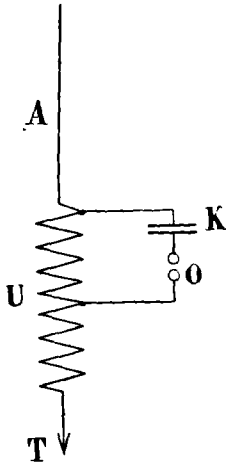


Fig. 147.

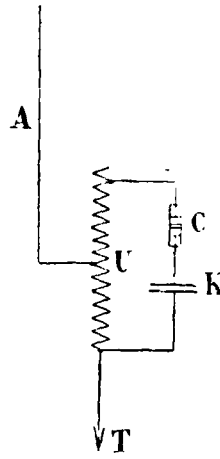


Fig. 148.

riode quelconque, à la condition d'augmenter l'énergie employée à la transmission ou de réduire la distance.

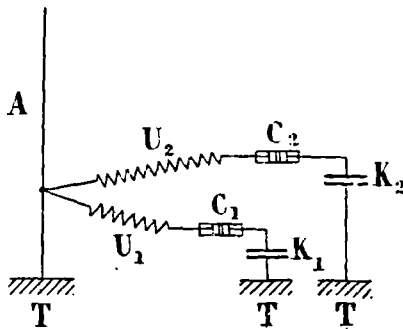


Fig. 149.

Les expériences de double réception faites par M. Slaby n'ont d'ailleurs eu lieu qu'à faible distance : 4 km et 12 km.

*Dispositif Rochefort.* — M. Rochefort (fig. 150) a modifié le dispositif récepteur de M. Slaby en remplaçant, ainsi qu'il l'avait proposé depuis longtemps, le résonateur unipolaire par un résonateur bipolaire. Il peut ainsi soumettre les deux bornes du détecteur à des tensions égales et de signes contraires. Pour la réception

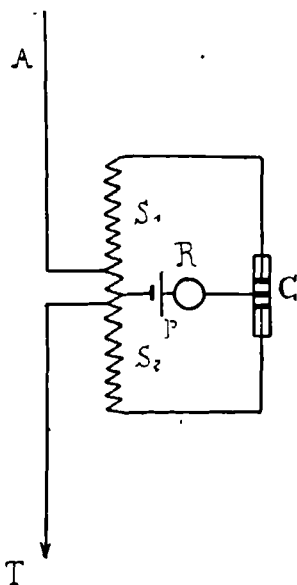


Fig. 150.

au cohéreur, il emploie le cohéreur à trois électrodes, dont nous avons parlé page 241.

M. Rochefort a établi, pour la transmission et la réception, des dispositifs parfaitement étudiés, tant au point de vue théorique qu'au point de vue pratique.

*Dispositif Magni.* — M. Magni excite également le cohéreur par ses deux extrémités, au moyen de deux dérivations représentant chacune un certain nombre de

quarts d'onde, avec une différence totale d'une demi-longueur d'onde.

Le but de ce dispositif est de rendre l'effet sélectif plus net. Mais en même temps, il réduit notablement l'énergie utilisée et, par suite, la portée.

M. Magni a aussi proposé plusieurs dispositifs intéressants comportant l'emploi de deux antennes.

*Dispositif Fessenden.* — Le point de départ du principe du dispositif de M. Fessenden paraît quelque peu mystérieux : les ondes qu'il est destiné à produire seraient différentes de celles de Hertz ; il les appelle *ondes demi-libres de l'éther*. Elles seraient telles que l'énergie électrique serait maximum en même temps que l'énergie magnétique et qu'aucune partie ne pourrait être recouvrée de l'énergie radiée, sauf celle qui serait dirigée. Pour une bonne transmission ou réception des ondes, il serait essentiel que la surface intermédiaire qu'elles doivent suivre soit absolument conductrice, surtout dans le voisinage du point où elles sont créées. Cette partie conductrice doit s'étendre à une distance d'au moins un quart d'onde de la source, dans la direction d'émission. Enfin, l'antenne doit avoir une grande capacité et une faible inductance.

Le montage employé pour la transmission est celui de l'excitation directe. L'antenne A (fig. 151) est reliée à l'une des boules de l'oscillateur C, dont l'autre boule est reliée à la terre par une série de lames métalliques *m* enfermées dans un récipient D plein d'huile. La longueur de ces lames à mettre en circuit peut être réglée par des ponts mobiles *n*. On règle la longueur d'onde employée en mettant en circuit une plus ou moins grande longueur de lames *m*.

La production des signaux Morse ne se fait pas en coupant et refermant le circuit primaire de la bobine : l'interrupteur I fonctionne en permanence et il jaillit des



étincelles à l'oscillateur C pendant toute la durée de la transmission d'un télégramme. La manipulation est faite au moyen d'une clef spéciale M qui agit de la manière suivante : au repos, cette clef met hors circuit les lames  $m$  de la boîte G; elle replace au contraire en circuit, quand elle est abaissée, la longueur de lames choisie. Sans entrer dans les détails de construction, il suffit de dire

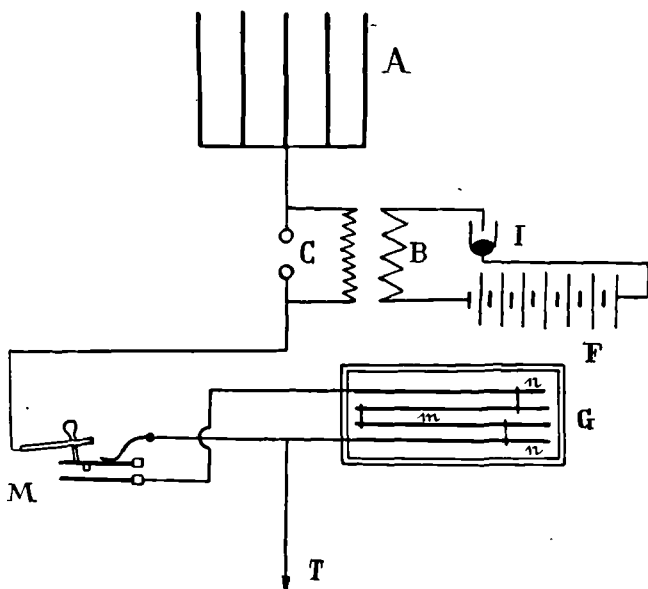


Fig. 151.

que cette clef est faite de telle sorte que la communication de l'oscillateur avec la terre n'est jamais interrompue, quelle que soit la position du manipulateur.

Pendant la réception, l'antenne A (fig. 152) est reliée à une extrémité d'un circuit dont l'autre extrémité est à la terre et comprend : 1° un condensateur K; 2° une certaine longueur de lames  $g$ , réglable au moyen d'un pont  $s$ ; 3° le détecteur D décrit page 253; 4° les lames  $m$

ayant déjà servi pour le réglage de la transmission et contenues dans le récipient G.

En dérivation sur le détecteur, est placé un circuit comprenant deux écouteurs téléphoniques E, et une faible force électromotrice obtenue en prenant une dérivation

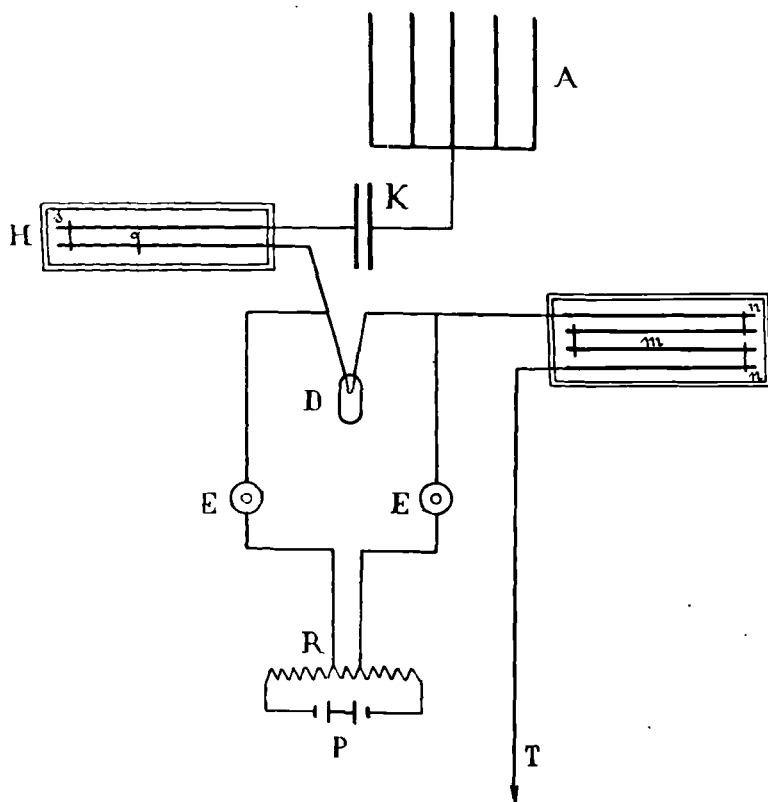


Fig. 152.

sur la résistance R, qui réunit les pôles de même nom de deux éléments de piles à peu près identiques.

Les lames *g* servent, par leur capacité et leur self-induction, à parfaire l'accord de la réception sur la transmission.

Nous ne possédons aucune donnée précise sur les résultats obtenus avec ces dispositifs qui ont d'ailleurs été mo-

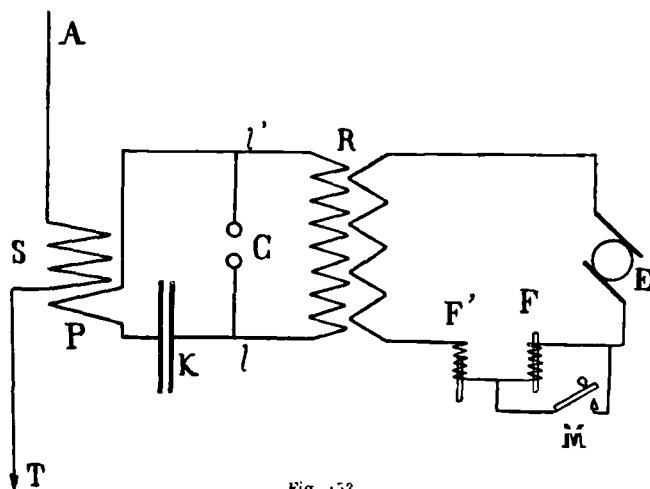


Fig. 153.

difiés ultérieurement, en vue d'appliquer l'excitation indirecte à la transmission et l'action indirecte à la réception.

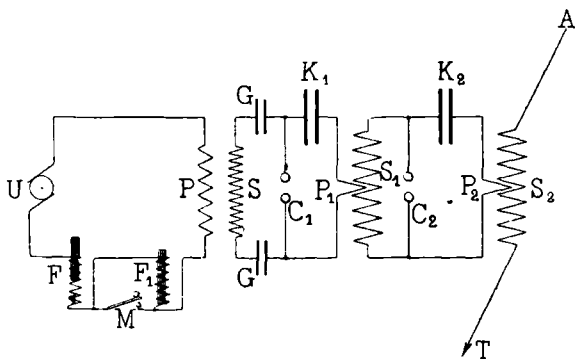


Fig. 154.

*Quatrième dispositif Marconi.* — Pour franchir de grandes distances, M. Marconi a remplacé les bobines d'induction à courant continu par des transformateurs

industriels à courants alternatifs, comme l'avait déjà indiqué M. Blondel. Le montage employé était alors celui de la figure 153. C'est le procédé ordinaire d'excitation indirecte par induction. Ce montage a été ensuite remplacé par celui de la figure 154. On a dans ce cas une double transformation qui permet d'augmenter l'énergie sans recourir à des tensions trop élevées.

Pour la réception, M. Marconi emploie le montage par action indirecte par dérivation, avec un détecteur magnétique, tout en conservant le cohéreur dans certains cas.

*Dispositif Telefunken.* — La compagnie Telefunken, fondée depuis 1903 pour l'exploitation des brevets Braun et Slaby-Arco, est arrivée, après des études très complètes, à établir des dispositifs très satisfaisants au point de vue technique, en modifiant peu à peu ceux de Braun et de Slaby.

Elle emploie actuellement, pour la transmission, le montage à excitation indirecte par dérivation, avec accouplements lâches, l'énergie étant toujours fournie par un courant alternatif.

A la réception, quel que soit le détecteur employé, cohéreur ou détecteur électrolytique, le montage est fait d'après le procédé de l'action indirecte par induction.

On pourrait encore citer d'autres dispositifs (de Forest, Maskelyne, etc.). Mais la plupart n'ont pas reçu d'application ou ne présentent aucune disposition originale. L'énumération que nous venons de faire nous paraît d'ailleurs suffisante pour permettre au lecteur de se rendre compte de l'évolution des idées depuis l'origine de la télégraphie sans fil.

Comme nous l'avons dit au début de ce chapitre, on retrouve aujourd'hui, dans toutes les installations, les mêmes dispositions essentielles et les mêmes règles relativement aux montages et aux réglages. Ce sont ces

règles que nous allons exposer successivement pour la transmission et la réception en donnant quelques exemples des montages les plus usités.

*Appareils de transmission.* — Dans le chapitre X, nous avons décrit les appareils employés pour la production de l'énergie électrique. Si l'on y joint les dispositifs indiqués ailleurs pour l'excitation de l'antenne, on obtient finalement, pour représenter l'ensemble du poste transmetteur, le schéma de la figure 89 (page 184).

Les réglages à effectuer dans ce cas sont les suivants :

Résonance de l'antenne ;

Fréquence du courant d'alimentation ;

Résonance du circuit d'alimentation ;

Puissance utilisée.

Nous avons déjà indiqué, à propos de la théorie des accouplements, comment doit se faire le réglage de la *résonance de l'antenne*, c'est-à-dire la mise en résonance du circuit contenant l'antenne et le secondaire du Tesla avec le circuit contenant le condensateur, l'éclateur et le primaire du Tesla. Nous avons vu également que les opérations sont les mêmes, qu'il s'agisse de l'excitation par induction, avec un Tesla, ou de l'excitation par dérivation, avec un Oudin.

On commence par donner séparément aux deux circuits une même longueur d'onde, voisine de celle que l'on a choisie pour l'émission.

La mesure de la période du circuit excitateur se fait en employant une puissance réduite, c'est-à-dire en opérant avec une faible distance explosive à l'éclateur. On amène la période à avoir la valeur voulue en agissant uniquement sur la self, c'est-à-dire sur le primaire du Tesla. On ne peut en effet modifier la capacité du condensateur qui a été déterminée à l'avance pour obtenir, dans le circuit d'alimentation, la résonance correspondant à la période du courant alternatif.

Pour mesurer la période du circuit de l'antenne, on met celle-ci en vibration par excitation directe, en intercalant l'oscillateur sur l'antenne. L'ondamètre est alors placé près du secondaire du Tesla. On obtient la période voulue en ajoutant une self pour l'augmenter ou une capacité pour la diminuer.

Lorsque la longueur d'onde est réglée pour les deux circuits, on accouple ceux-ci en prenant d'abord un accouplement lâche que l'on augmente jusqu'à ce que le maximum d'effet soit obtenu. On ramène ensuite la longueur d'onde commune de l'antenne et du circuit d'excitation à la valeur voulue. Puis on agit de nouveau sur l'accouplement et l'on procède ainsi par approximations successives jusqu'à ce que le réglage soit achevé.

On peut aussi accoupler d'abord les deux circuits et régler ensuite l'onde principale d'accouplement, en agissant simultanément sur la self du primaire du Tesla et sur une self (ou une capacité, suivant le cas) intercalée sur l'antenne.

Le réglage des résonances se fait en suivant les indications d'un ampèremètre thermique placé en dérivation ou en série entre le Tesla et la terre. Il est quelquefois plus avantageux de placer l'appareil thermique dans un circuit spécial faiblement accouplé à l'antenne, de manière à le soustraire aux influences secondaires. Enfin l'ampèremètre thermique peut être remplacé par un bolomètre ou un thermogalvanomètre placé à une distance plus considérable.

Ce réglage doit être effectué de manière que l'antenne ne contienne que le moins possible de self additionnelle. Lorsqu'on peut le faire, il est préférable de changer la période propre de l'antenne en modifiant soit sa longueur, soit le nombre ou l'écartement des fils qui la composent.

Comme nous l'avons dit, le réglage est le même avec un transformateur Oudin. Pour les stations de faible puissance, le Tesla et l'Oudin conviennent également,

mais nous avons vu que dans les stations puissantes, l'Oudin est préférable, en raison des difficultés d'isolement que présente alors le Tesla.

Lorsque la station doit pouvoir émettre plusieurs longueurs d'onde, on opère de plusieurs façons. On peut, par exemple, changer la longueur d'onde commune à l'antenne et au circuit excitateur en agissant sur les organes qui ont servi à établir la résonance de ces circuits. Il est toutefois difficile, dans ce cas, d'opérer uniquement sur la self du circuit excitateur, car l'expérience a montré que, sous peine de diminuer le rendement, cette self doit rester comprise entre une demi-spire et deux spires. On serait alors conduit à changer la capacité du condensateur. Mais en même temps on détruit la résonance dans le circuit d'alimentation et il faut la rétablir. Pour cela, on agit parfois sur la fréquence du courant alternatif en modifiant la vitesse du moteur mécanique. Dans le cas où le courant est fourni par un groupe convertisseur, on obtient le même résultat en agissant sur l'excitation du moteur électrique.

Mais le procédé le plus simple consiste à prévoir d'avance plusieurs prises sur le secondaire du transformateur (ou sur le primaire, si l'on fait usage d'un transformateur sans fuites magnétiques). Chacune de ces prises correspond à la résonance sur les différentes valeurs que l'on peut donner au condensateur et qui correspondent elles-mêmes aux diverses ondes que doit émettre la station. Le changement se fait alors sans que l'on ait à modifier la fréquence du courant d'alimentation.

*La fréquence du courant d'alimentation* doit être maintenue parfaitement constante, puisque les divers appareils ont été calculés pour cette fréquence, en vue d'obtenir la résonance. On devra, dans ce but, choisir un type de moteur mécanique tel, que la vitesse ne varie pas au delà de 1 p. 100 lorsque la charge varie de 50 p. 100. On peut

alors manipuler en court-circuitant une résistance ohmique, ainsi qu'il a été dit plus haut.

Lorsque l'on fait usage d'alternateurs à grande fréquence donnant une étincelle par alternance, on n'a plus à se préoccuper de la résonance du circuit d'alimentation. Mais il n'en est pas moins indispensable de maintenir la fréquence constante, afin que le son produit dans le téléphone récepteur ne soit pas modifié.

*Réglage de la puissance utilisée.* — Il est parfois nécessaire, par exemple dans les stations de bord, de régler la puissance transmise d'après la distance de la station réceptrice, soit pour ne pas troubler d'autres stations, soit pour ne pas détériorer les récepteurs du correspondant, si celui-ci est très rapproché. Ce résultat peut être obtenu en maintenant constante la puissance utilisée dans le circuit d'excitation et en désaccordant plus ou moins l'antenne ou en diminuant considérablement l'accouplement de ces deux circuits. Mais le plus souvent il est préférable d'agir sur la puissance employée dans le circuit d'excitation, ce que l'on réalise d'abord en modifiant la distance explosive de l'éclateur. Mais pour maintenir à l'étincelle son caractère oscillant, il est nécessaire de réduire en même temps la puissance du circuit d'alimentation. Il faut alors détruire la résonance dans ce circuit en agissant soit sur la self de réglage, soit sur le rapport de transformation, ou, mieux, intercaler une résistance ohmique dans le circuit d'alimentation, ce qui dispense de modifier les autres réglages. On peut encore agir sur l'excitation de l'alternateur. Ces deux derniers procédés sont seuls applicables au cas de l'alternateur à grande fréquence.

Si la manipulation se fait en court-circuitant une résistance ou une self, leurs valeurs doivent naturellement être modifiées en même temps que la puissance. Ce dernier réglage ne présente aucune difficulté.



*Appareils de réception.* — Nous avons donné dans le chapitre VI le principe des montages employés pour transmettre au détecteur les oscillations de l'antenne réceptrice. Il nous reste à indiquer comment ces montages sont modifiés suivant la nature du détecteur employé.

Pour les récepteurs à cohéreurs, dont l'usage tend d'ailleurs à disparaître, tous les montages dérivent du schéma indiqué page 104.

Dans le récepteur Marconi, tous les appareils composant le poste récepteur, à l'exception du morse, sont réunis sur une même planchette (fig. 155) et placés dans une boîte en fer reliée à la terre. Cette disposition a pour but d'empêcher les oscillations produites pendant la transmission opérée par la station elle-même, d'agir sur le poste récepteur.

Une paroi de la boîte en fer est mobile et permet, le cas échéant, de retirer la planchette pour régler les appareils.

L'un des fils de connexion du morse avec le circuit du contact du relais est relié à la terre par l'intermédiaire de la boîte en fer. Dans l'autre fil de connexion du morse est intercalée une bobine de self, placée dans une petite boîte en fer pleine de feuilles d'étain froissées, et fixée contre la grande boîte.

Il ne peut donc s'établir, dans ces différents fils de connexion, des oscillations susceptibles d'agir sur le cohéreur pendant la transmission.

La boîte en fer qui contient le poste récepteur est portée par un socle en bois, muni de vis calantes, qui permettent de placer la palette du relais dans la meilleure position de sensibilité.

Des shunts sans self sont placés sur toutes les parties inductives des circuits. Ils sont constitués soit simplement par des résistances sans self, soit par des résistances en série avec un condensateur. En particulier, pour éviter l'usure de la pile du morse et du teneur par

le shunt placé sur le contact du relais, ce shunt est constitué par une bobine sans self de 1 000 ohms E, en série avec un petit condensateur K<sub>2</sub>. De même, pour que tout

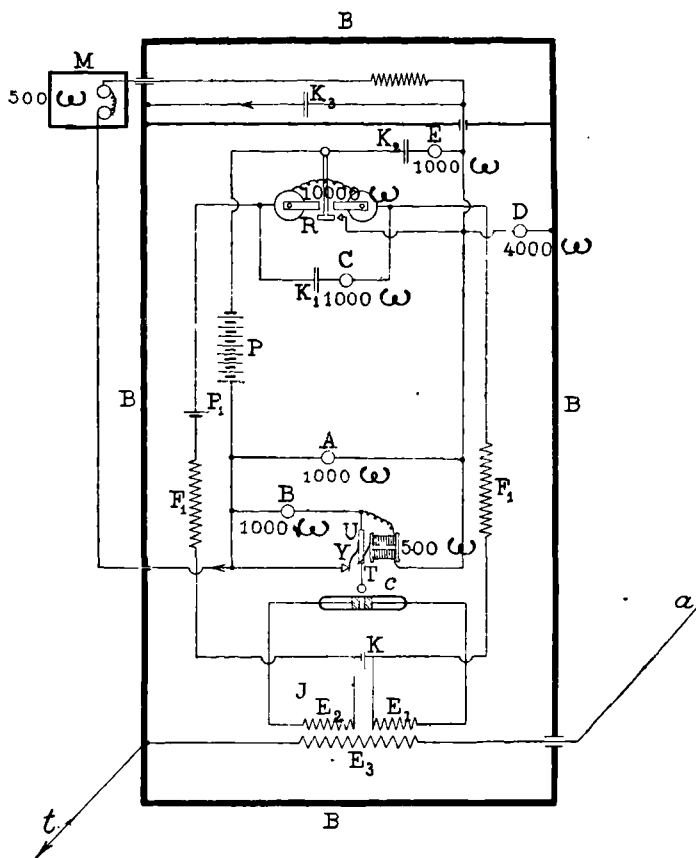


Fig. 155.

le courant auquel livre passage la conductibilité du cohéreur passe dans les bobines du relais, qui ont 10 000 ohms de résistance, le shunt placé sur ces bobines se compose encore d'une bobine sans self C en série avec un petit

condensateur  $K_1$ . Ces dispositions ne conviennent que lorsqu'on emploie des cohérents de sensibilité assez faible; il est nécessaire de supprimer les condensateurs lorsqu'on emploie des tubes de grande sensibilité.

D'autre part, un condensateur  $K$ , a été ajouté en shunt sur la self servant à arrêter les oscillations venant du morse, afin de dériver sur la terre les oscillations qui auraient pu franchir cette self.

Le circuit de résonance (*jigger*) est placé sur le devant de la planchette du récepteur; il est du type indiqué

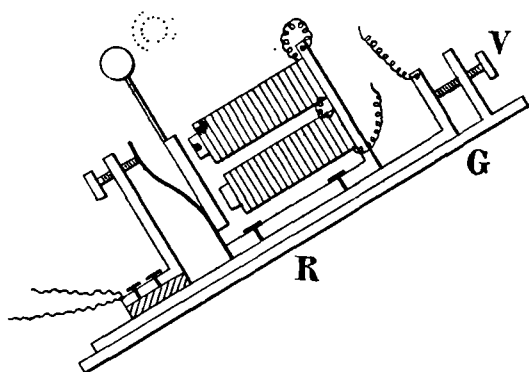


Fig. 156.

figure 140 (action indirecte par induction). Les fils sont enroulés sur un noyau en ébonite de 5 à 10 cm de diamètre, en une seule couche pour chaque circuit. Le cohérent est fixé dans une gouttière en celluloid pincée vers son extrémité dans une mâchoire supportée par une potence.

Le teneur, représenté par la figure 156, présente une résistance de 500 ohms. Les mouvements du marteau sont extrêmement doux, ils affleurent à peine le cohérent. Cela permet de placer les cohérents sous un voltage voisin de la tension critique, les mouvements imprimés à la limaille par les chocs ne risquant pas de la tasser au

point de la réactionner par augmentation de pression. Les mouvements de la palette sont encore adoucis par la présence de shunts sans self-induction sur les bobines et sur l'étincelle. Le fonctionnement et le réglage sont ceux d'une sonnerie ordinaire.

Le relais est du type Siemens, sa résistance est de 10 000 ohms environ.

Pour vérifier le fonctionnement des divers organes, on fait agir sur le cohéreur les ondes produites à quelques décimètres de distance par l'étincelle de rupture d'une sonnerie électrique sans timbre.

La sonnerie d'essai se compose donc d'une sonnerie

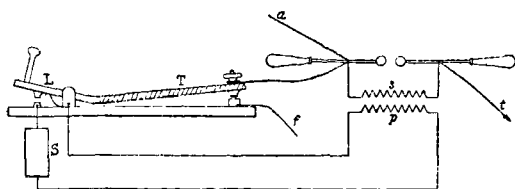


Fig. 157.

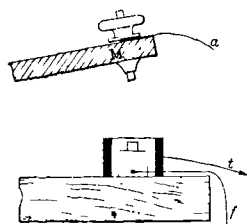


Fig. 158.

sans timbre, de deux éléments de pile sèche fixés derrière elle et d'un bouton de sonnerie.

Pour passer de la transmission à la réception, M. Marconi emploie, dans les stations de faible puissance, le dispositif ci-après.

Le levier L de la clef Morse (fig. 157 et 158) est prolongé par une tige coudée en ébonite T, dont l'extrémité postérieure est traversée par une tige métallique M, munie d'une vis de serrage et d'un marteau. Au repos, celui-ci prend appui sur une enclume reliée à la borne ligne du récepteur. La vis de serrage est en communication avec l'antenne.

Pour éviter que des étincelles ne puissent jaillir accidentellement, pendant la transmission, entre le marteau

et l'enclume et, par suite, mettre le récepteur hors de service, cette enclume est entourée d'une gaine métallique plus élevée qu'elle et reliée à la terre. De plus, pour empêcher des oscillations de s'établir, pendant la transmission, dans le fil de connexion  $f$  de l'enclume au récepteur, ce fil est anti-inducté, c'est-à-dire recouvert, par-dessus la couche de gutta, d'une couche d'étain reliée à la terre.

Pendant la manipulation, la partie postérieure du levier

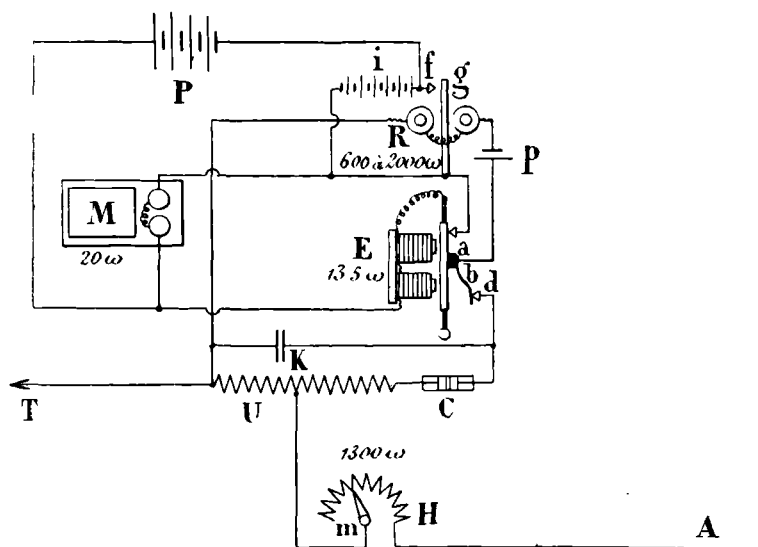


Fig. 15c.

est maintenue relevée, de manière qu'il y ait toujours un intervalle de 6 à 8 cm entre cette extrémité et l'enclume reliée au récepteur.

Dans la plupart des cas, on juge plus simple de transporter, à la main, l'extrémité de l'antenne et de la relier tantôt aux appareils de transmission, tantôt aux appareils de réception.

Aucune modification n'a été apportée depuis plusieurs années à ce récepteur par M. Marconi, l'emploi du ré-

cepteur à cohéreur étant de plus en plus délaissé par lui pour le récepteur magnétique.

Dans le récepteur Slaby-Arco, tous les appareils composant le poste récepteur, à l'exception de la pile du morse, sont groupés sur un même socle, et disposés comme il est indiqué par la figure 159.

Ce montage présente les dispositions particulières ci-après.

Le circuit du cohéreur est coupé par le mouvement du teneur, avant qu'il y ait choc sur le tube. Ce procédé avait déjà été indiqué par M. Branly. Un condensateur K ferme

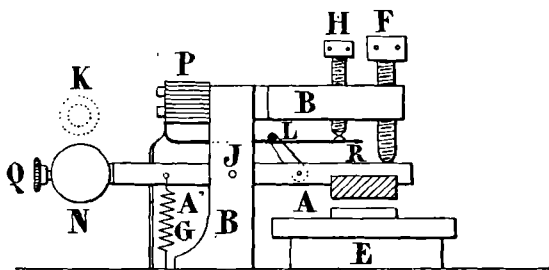


Fig. 160.

le circuit de résonance en évitant le relais (action indirecte par dérivation).

Il n'existe qu'un pare-étincelles, la petite pile de polarisation *i*. Un rhéostat H permet d'affaiblir l'action des oscillations, quand la transmission est faite à petite distance.

Le relais est du type Siemens à très grande résistance.

Le teneur consiste en un levier en acier AA (fig. 160) mobile autour d'une cheville J insérée dans un bâti en cuivre B, et portant une armature en fer. La course du levier est réglée par une vis F; G est un ressort antagoniste. L'interruption du circuit du cohéreur se fait entre le ressort R et la vis H. Les vis-butoirs sont réglées de

telle sorte que le marteau ne vient au contact du tube qu'après que le ressort R a quitté la vis H.

La résistance des bobines est faible, 13,5 ohms, et l'emploi de shunts pare-étincelles est rendu inutile sur le tapeur par ce mode de montage.

Le shunt du contact du relais est constitué par une pile de polarisation de cinq éléments en forme de champignons de verre de 15 mm de longueur, pleins d'acide sulfurique étendu d'eau. Les électrodes sont des fils de platine de 0,6 mm de diamètre soudés dans le verre. Au repos, cette petite pile est polarisée par le courant de la pile du tapeur et du morse; elle présente alors une résistance suffisante pour éviter toute grave déperdition du courant de la pile du morse.

Lorsque le relais est actionné, cette petite pile est mise en court-circuit sur le contact; elle se dépolarise, et sa résistance devient suffisamment faible pour livrer passage à l'extra-courant de rupture.

Le jigger ou résonateur est constitué par un solénoïde en fil nu, le long duquel se déplacent deux curseurs (action indirecte par dérivation, page 106).

Pendant la transmission par la station elle-même, le tube n'est pas retiré de son support, il est simplement isolé de son circuit.

Un commutateur triple permet d'ailleurs de couper tous les circuits pendant que l'on transmet; on ne l'a pas indiqué sur la figure pour ne pas compliquer le dessin.

Enfin, quand on passe de la transmission à la réception ou inversement, on détache simplement l'antenne d'un des postes pour la rattacher à l'autre.

La compagnie Telefunken a modifié les récepteurs Slaby de la manière suivante.

Le schéma de montage (fig. 161) n'est pas sensiblement changé, sauf en ce qui concerne le circuit de résonance, qui est à accouplement inductif et variable (action indirecte par induction, page 106).

Le tapper  $E$  ne fait pas trembler par lui-même, c'est la palette du relais  $R$  qui provoque les mouvements du marteau. Le circuit du cohéreur est interrompu en  $bd$  à chacun des mouvements, avant que le marteau frappe sur le cohéreur. Une résistance de 6 000 ohms  $r$  est intercalée en permanence dans le circuit.

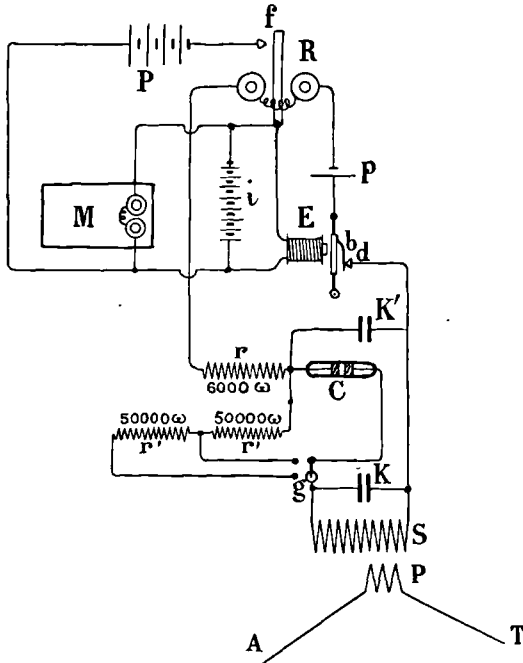


Fig. 161.

Une résistance  $r'r'$  peut être substituée, au moyen d'un commutateur  $g$ , au cohéreur, pour le réglage du relais à deux sensibilités différentes.

La pile de polarisation  $i$  est en shunt aux bornes des électro-aimants du morse  $M$  et du tapper  $E$ .

Le résonateur ou jigger  $PS$  est constitué par deux cylindres d'ébonite concentriques sur lesquels sont en-



roulées des longueurs convenables de fils. Ceux-ci, au lieu de comprendre un conducteur unique, sont formés d'un grand nombre de fils très fins isolés et reliés en parallèle.

Les deux cylindres sont placés à une distance de plusieurs centimètres l'un de l'autre, et celui qui correspond au primaire est mobile de manière à permettre de l'écarter du secondaire et de faire ainsi varier l'accouplement.

Un commutateur, qui n'est pas indiqué sur le dessin, permet de couper le circuit de transmission en même temps qu'il ferme les circuits de réception. Il comporte un levier sur lequel est fixé le cohéreur lui-même, de telle sorte que, pendant la transmission, celui-ci est coupé de son circuit et placé verticalement pour que la lamelle repose sur une des électrodes sans toucher l'autre.

Le récepteur établi par le service de la *télégraphie militaire* diffère des précédents en ce que la même pile fournit le courant nécessaire au fonctionnement du cohéreur, du morse et du tapeur. Le courant nécessaire au cohéreur est réglé (fig. 162) au moyen d'un potentiomètre  $p$  qui permet de faire varier à volonté la différence de potentiel mise aux bornes du cohéreur et, par suite, la sensibilité de l'instrument.

Tous les appareils, sauf la pile et le morse, sont disposés dans une boîte métallique B dont le couvercle, en forme de pupitre, est muni d'un dispositif permettant de couper automatiquement les circuits de réception pendant la transmission.

Le relais R est du type à cadre mobile (genre Claude) et a une résistance de 500 ohms, comme le tapeur E et le morse M.

Des shunts  $s$  de 1 000 ohms sont placés sur toutes les résistances inductives des circuits, deux selfs  $f$  sont intercalées dans le circuit du cohéreur.

Le cohéreur est placé sur une colonne qui peut être déplacée en hauteur au moyen d'un pignon en ébonite.

pour régler l'action du marteau; un milliampèremètre, donnant toute la graduation pour un milliampère, est placé en circuit pour permettre de faciliter les réglages et les recherches de dérangement.

Une résistance  $r$  permet de régler le relais indépendamment du cohéreur.

Le jigger est constitué par un résonateur à deux demi-secondaires, comme l'indique la figure. Le primaire et le

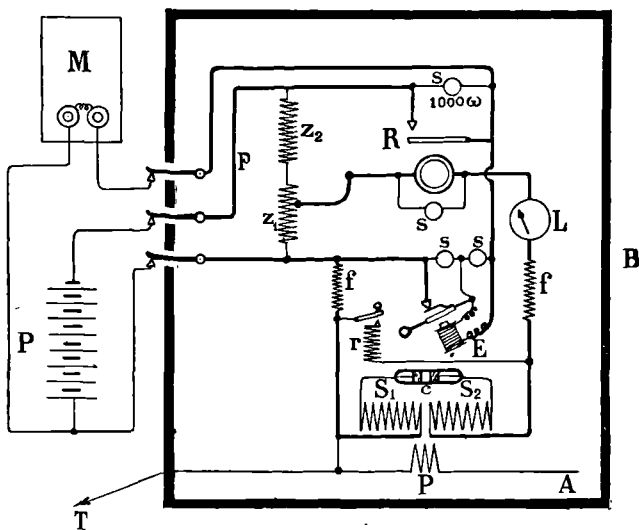


Fig. 16a.

secondaire ayant un point commun, c'est l'action par dérivation.

Il existe encore beaucoup d'autres types de récepteurs à cohéreur, mais ils sont tous analogues à ceux qui viennent d'être décrits.

Tous les *récepteurs à détecteurs électrolytiques* sont établis d'après les mêmes principes et l'on peut en déduire des types de montage dont ils ne diffèrent que par les détails. Nous décrirons d'abord ces montages types et

nous indiquerons ensuite les montages spéciaux qui présentent de l'intérêt.

Dans le *montage à action directe*, le détecteur D (fig. 163) est mis en circuit avec deux téléphones H et la résistance  $r$  d'un potentiomètre  $p$  monté sur une pile P. Un curseur  $c$  permet de faire varier à volonté la force électromotrice mise aux bornes du détecteur.

Un condensateur réglable  $K'$  est mis aux bornes du

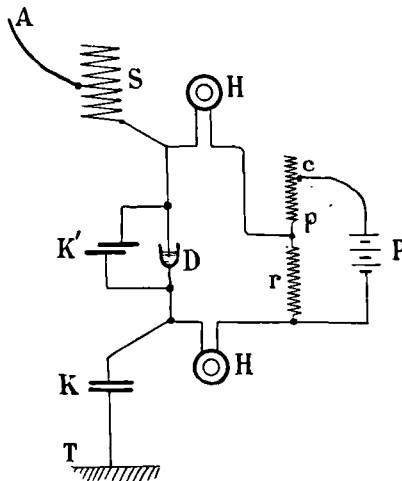


Fig. 163.

détecteur. Celui-ci est intercalé directement dans l'antenne A, à laquelle sont adjoints une self S et un condensateur K, réglables tous deux pour obtenir la résonance comme on l'a indiqué page 105. Tous les appareils peuvent être aisément placés dans une même boîte de faibles dimensions.

Ce montage n'est guère employé que dans les stations très simplifiées.

Pour l'*action indirecte par dérivation*, le détecteur D (fig. 164) est monté comme dans le cas précédent, avec les téléphones et le potentiomètre.

Un solénoïde  $S$  a une de ses extrémités  $m$  reliée à la pointe du détecteur, l'autre extrémité étant libre. Deux curseurs  $a$  et  $b$  se déplacent le long du solénoïde;  $a$  est relié à l'antenne,  $b$  à la terre et à une des armatures d'un condensateur, réglable ou non, dont l'autre armature est reliée à la deuxième borne du détecteur.

Le primaire du résonateur est donc constitué par les spires  $ab$  et le secondaire par les spires  $bm$ . Nous ne reviendrons pas sur les propriétés de ce montage de résonance, qui a été discuté chapitre VIII.

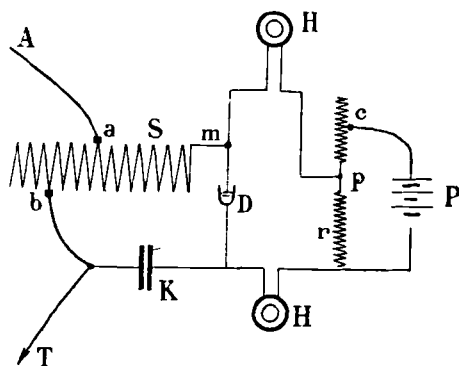


Fig. 164.

Les curseurs sont quelquefois disposés de manière à pouvoir être rendus solidaires; on les déplace d'abord l'un après l'autre, puis ensemble, pour chercher la position qui donne la meilleure réception, ou qui permet d'éliminer des perturbations quelconques. Quand le condensateur  $K$  est réglable, il faut ajouter aux réglages précédents celui de ce condensateur.

On place aussi quelquefois un autre condensateur réglable aux bornes du détecteur, pour diminuer l'amortissement du circuit de résonance.

Chaque récepteur comprend généralement plusieurs détecteurs que l'on met à volonté en circuit au moyen d'un commutateur. Tous les organes peuvent être aisément

ment enfermés dans une boîte portable de petites dimensions.

Les circuits du détecteur et, en particulier, le fil de terre doivent être coupés pendant la transmission, pour éviter une détérioration rapide du détecteur.

Enfin, le montage pour l'action indirecte par induction ne diffère des précédents que par les circuits de résonance (fig. 165). Les enroulements du transformateur PS sont placés sur des cylindres d'ébonite creux, concentriques,

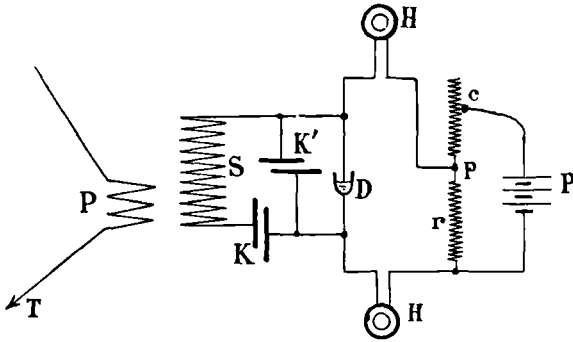


Fig. 165.

qui peuvent être écartés l'un de l'autre pour varier l'accouplement.

En général, le secondaire n'est pas réglable. Pour passer d'une gamme à la suivante, on change ce secondaire. La mise en résonance sur les ondes comprises entre celles qui correspondent à deux secondaires est obtenue au moyen des condensateurs réglables.

Le primaire est ordinairement réglable au moyen d'un curseur ou à l'aide de fiches.

On peut également monter le secondaire dans le circuit du détecteur, comme l'indique la figure 166.

En général, on règle l'accouplement en modifiant la distance du primaire et du secondaire.

On obtient de très bons résultats pour éliminer les

signaux parasites et étrangers par l'emploi d'un circuit intermédiaire dont on peut varier l'accouplement avec le circuit de l'antenne et le circuit du détecteur.

Le rôle purificateur de ces circuits intermédiaires a été indiqué par M. Stone, aussi bien pour la réception que pour la transmission. Ils présentent, il est vrai, l'inconvénient d'absorber une partie de l'énergie, mais il est bien des cas où ce fait ne présente pas de graves inconvénients, alors qu'il est au contraire très important de

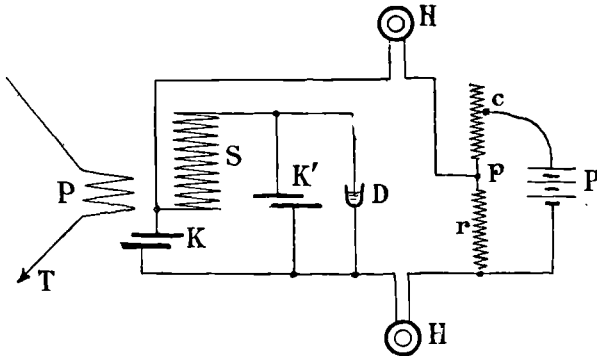


Fig. 166.

recevoir clairement des signaux brouillés par des signaux étrangers ou des parasites atmosphériques.

On peut employer, par exemple, le montage de la figure 167, les divers condensateurs étant réglables, ainsi que les divers enroulements. Il est bon de disposer un commutateur de manière à permettre de n'utiliser à volonté qu'un seul des circuits au lieu des deux.

Quel que soit le montage adopté pour la mise en œuvre du détecteur électrolytique, les appareils à employer peuvent être d'un modèle quelconque. Toutefois, pour obtenir le maximum de rendement, il convient d'observer les règles suivantes.

Les diamètres suivant lesquels sont enroulés les cir-

cuits P et S doivent être en rapport avec la longueur d'onde. Ils varient de 5 à 25 cm. A la vérité, cette condition n'a pas une bien grande importance. Il y a au contraire un avantage très sérieux à réduire le plus possible la résistance ohmique des circuits dont il s'agit. On emploie pour cela des câbles formés de fils fins, recouverts d'un isolant. Le plus souvent, l'enroulement ne comprend qu'une seule couche de fil. On peut cependant faire l'enroulement en deux couches comprenant l'une les spires de rang impair, l'autre les spires de rang pair.

On proportionne en général la résistance fixe  $r$  du potentiomètre à celle des écouteurs téléphoniques. Cette

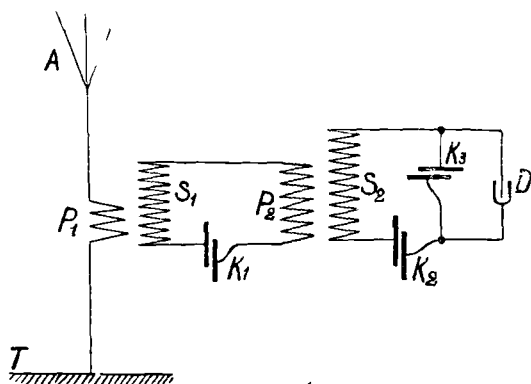


Fig. 167.

résistance peut sans inconvénient être considérable, car la résistance propre du détecteur est de plusieurs milliers d'ohms.

Les écouteurs téléphoniques sont ordinairement fixés sur un serre-tête qui les applique sur les oreilles. Le modèle qui paraît le meilleur est l'appareil Sullivan, dans lequel les écouteurs ont une résistance propre de 3 500 ohms.

Lorsque la transmission est faite en employant le courant alternatif à grande fréquence, il y a avantage à rem-

placer les écouteurs ordinaires par des *monotéléphones*, c'est-à-dire par des téléphones construits pour une hauteur de son déterminée. Cela suppose, bien entendu, que la fréquence des courants émis reste parfaitement constante. Si le téléphone récepteur est accordé sur cette fréquence, il donnera un son intense pour les signaux transmis, tandis que pour toute autre fréquence le son perçu dans le téléphone sera très affaibli.

L'étude théorique du monotéléphone a été faite par M. Mercadier, qui a employé comme monotéléphone un téléphone ordinaire dans lequel la membrane était remplacée par un disque épais reposant sur trois pointes. L'effet sélectif de cet appareil est puissant, malheureusement sa sensibilité est très faible.

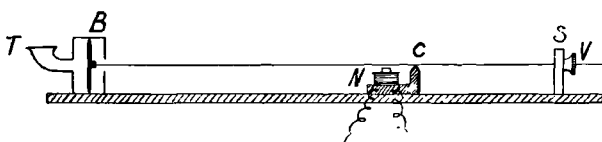


Fig. 168.

M. Blondel a construit un monotéléphone dans lequel la lame vibrante est rectangulaire. Une de ses extrémités est placée en regard du pôle de l'aimant, l'autre est maintenue dans une mâchoire mobile qui permet de faire varier à volonté la longueur de la plaque vibrante et par suite la note propre du monotéléphone.

L'un de nous a réalisé un monotéléphone de la manière suivante. Une corde en acier A (fig. 168) est tendue entre un support S et une plaque vibrante enfermée dans une boîte de téléphone B. Le long de la corde peut glisser un chevalet C, qui permet de faire varier la longueur de la partie vibrante, tandis qu'une vis V permet de faire varier sa tension. En même temps que le chevalet, se déplace un aimant de téléphone N, muni de ses bobines dont les pôles sont très rapprochés de la corde. Les vibrations



de la corde produites par les courants qui circulent dans les bobines N sont transmises à la plaque P et produisent un son qui est perçu à l'aide du tuyau acoustique T relié à la boîte B.

M. Abraham a imaginé un modèle de monotéléphone très simple, très ingénieux et très sensible. Dans un téléphone quelconque A (fig. 169), on remplace la plaque vibrante par une petite lame très mince P, qui recouvre seulement les pôles de l'aimant. Ce disque est percé de quatre trous dans lesquels passent deux cordes d'acier  $C_1, C_2$  fixées d'une part à la boîte du téléphone

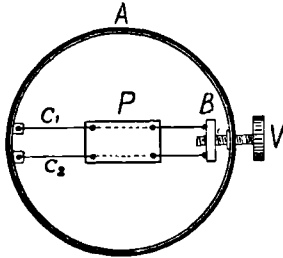


Fig. 169.

et d'autre part à une pièce mobile B, commandée par la vis V. On peut donc modifier la tension des cordes, ce qui permet de faire varier la note propre de l'appareil. L'amplitude de la variation est d'une octave.

Lorsque les sons perçus dans un téléphone sont suffisamment intenses, on peut monter sur la plaque vibrante un microphone relié à un téléphone haut parleur. Les télégrammes peuvent alors être lus à distance par plusieurs personnes à la fois. Le dispositif constitue aussi un organe d'appel, jouant le même rôle qu'une sonnerie dans les installations télégraphiques ordinaires.

Si l'énergie des ondes reçues est encore plus grande, on peut remplacer les téléphones par un relais, ce qui permet alors l'inscription des télégrammes, comme avec

le cohéreur. Certains appareils inscrivent même directement les signaux, sans passer par l'intermédiaire d'un relais. Nous signalerons en particulier les bons résultats obtenus par les procédés Pollak et Virag, qui, avec une transmission très rapide, permettent l'inscription photographique des signaux, au moyen d'un dispositif semblable à celui qu'emploient les mêmes inventeurs pour la télégraphie avec fil.

Pour éviter les difficultés que présente le réglage du relais, en raison du courant permanent qui le traverse au repos, en même temps que le détecteur, la compagnie Telefunken emploie le dispositif suivant.

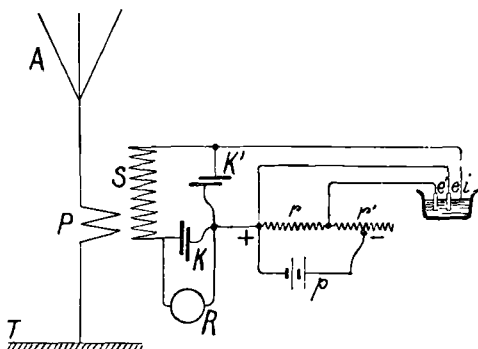


Fig. 170.

Prenons, par exemple, le cas de l'action indirecte par induction. Le circuit de résonance comprend comme d'habitude le secondaire  $S$  et le condensateur  $K$  (fig. 170). Un deuxième condensateur  $K'$  est monté en dérivation sur ce circuit. Le relais  $R$  est monté en dérivation sur le condensateur  $K$ . Quant au détecteur, il comporte trois électrodes. La pointe  $i$  et la cathode  $e$  sont reliées comme à l'ordinaire au circuit de résonance et une deuxième cathode  $e'$  est reliée au potentiomètre de telle sorte que la résistance fixe  $r$  soit comprise entre  $e$  et  $e'$ .

La pile  $P$  étant montée comme d'habitude, on voit que

le courant de dépolarisation se divise en deux parties. Le courant qui suit le trajet contenant le récepteur  $R$  et la pointe  $i$  pourra, par suite de la résistance de ce trajet, être considéré comme nul. Le relais se trouve donc soustraît au courant de dépolarisation pendant la période de repos. Mais si la pointe  $i$  est dépolarisée sous l'action des ondes, sa résistance diminue et le courant peut actionner le relais.

Le relais peut évidemment être remplacé par un télé-

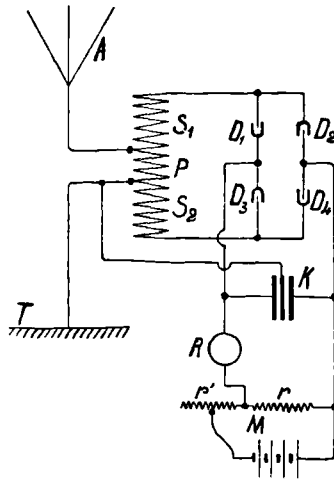


Fig 171.

phone, qui se trouve alors dans de meilleures conditions de fonctionnement que dans les montages ordinaires, car il n'est traversé au repos par aucun courant.

Citons également le *dispositif Marie* (Compagnie Générale Radiotélégraphique) qui permet aussi l'emploi d'un relais dans certains cas et qui renforce les sons perçus dans les téléphones quand on fait usage de ce mode de réception.

Ce montage, représenté par la figure 171, utilise complètement l'effet de soupape des détecteurs électrolytiques

et présente quelque analogie avec le dispositif employé pour redresser le courant alternatif avec les clapets électrolytiques.

Le résonateur étant du type bipolaire Rochefort, les extrémités des secondaires  $S_1, S_2$ , sont reliées à quatre détecteurs montés en série deux par deux et en sens inverse, de manière à livrer passage aux demi-oscillations des deux sens.

Un double condensateur réglable  $K$  permet de mettre en résonance les deux circuits. Le récepteur  $R$  (relais ou

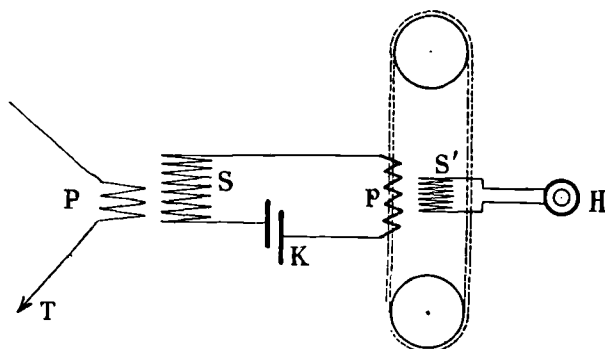


Fig. 172

téléphone) est monté avec la résistance fixe  $r$  du potentiomètre  $M$ , aux bornes du condensateur.

Le récepteur est alors traversé par un courant d'intensité double de celle qu'il aurait avec le montage normal, et toujours dans le même sens à chaque demi-alternance des oscillations. Le courant efficace est donc en réalité quadruple du courant obtenu avec le montage ordinaire.

Remarquons aussi que la force électromotrice de la pile  $P$  doit être double de celle employée d'ordinaire, puisqu'il y a deux détecteurs en série dans chaque branche.

On pourrait employer des dispositifs analogues avec les autres montages décrits plus haut.

Les récepteurs avec détecteur magnétique peuvent être montés avec tous les procédés indiqués au chapitre VI (action directe, dérivation, induction).

Citons, par exemple, le montage avec accouplement par induction (fig. 172).

Le secondaire du transformateur est fermé sur un condensateur réglable et sur l'enroulement primaire  $p$  du détecteur.

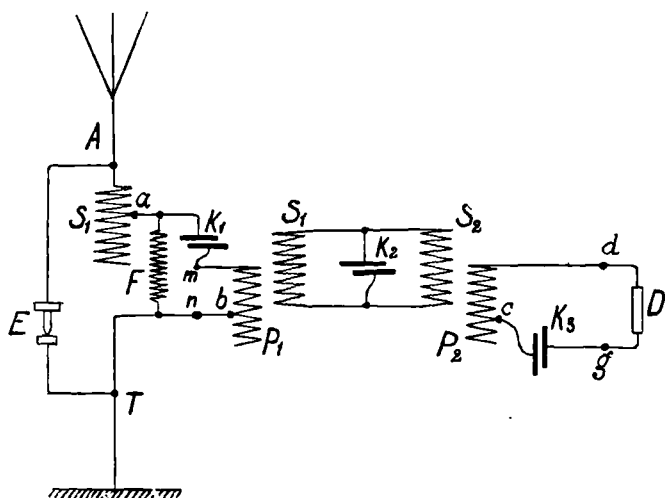


Fig. 173.

Les réglages du primaire, du secondaire, des accouplements se font comme dans les cas précédents.

M. Marconi a récemment construit un récepteur qu'il nomme *multiple tuner*, qui peut aussi servir d'ondamètre et qui comporte éventuellement l'emploi d'un circuit intermédiaire entre l'antenne et le circuit de résonance du détecteur.

L'appareil est constitué de la manière suivante :

Il comprend trois circuits distincts : le circuit de l'antenne, le circuit intermédiaire et le circuit du détecteur (fig. 173).

Le circuit de l'antenne part de l'antenne  $A$ , contient une self  $S_1$  réglable au moyen d'un curseur  $a$ , un condensateur réglable  $K_1$ , un primaire  $P_1$  réglable au moyen d'un curseur  $b$ , et se termine à la borne  $T$  reliée à la terre.

Le circuit intermédiaire contient deux secondaires équivalents  $S_1$  et  $S_2$  montés en parallèle aux bornes d'un condensateur réglable  $K_2$ .

Le circuit du détecteur se compose d'un primaire  $P_2$ , réglable avec un curseur  $c$ , en série avec un condensateur réglable  $K_3$ , et le détecteur  $D$ .

Les secondaires  $S_1$  et  $S_2$  peuvent être déplacés par rapport aux primaires  $P_1$  et  $P_2$ , de manière à faire varier l'accouplement des circuits.

Enfin, l'appareil comprend un éclateur micrométrique  $E$  et une self-shunt  $F$ , connectés sur la terre pour éviter l'accumulation d'une charge statique dans l'antenne et la détérioration de l'appareil par une transmission trop puissante.

L'appareil peut servir tout d'abord de « récepteur omnibus » pour permettre de surveiller et recevoir, moyennant un réglage rapide, des transmissions quelconques. Pour cela, il suffit de manœuvrer un commutateur (non indiqué sur la figure), qui met hors circuit le primaire  $P_1$ , et qui relie directement les points  $m$  et  $n$  aux bornes  $d$  et  $g$  du détecteur  $D$ . Celui-ci se trouve ainsi intercalé directement dans l'antenne que l'on accorde sur le correspondant inconnu en manœuvrant les organes de réglage du condensateur  $K_1$  et de la self  $S_1$ .

Pour recevoir avec le maximum de protection une transmission déterminée, on règle successivement les trois circuits par tâtonnements jusqu'à ce que l'on ait obtenu l'effet maximum sur le détecteur. Si l'on est brouillé par des signaux étrangers ou parasites, on diminue l'accouplement du circuit intermédiaire.

Quand cet accouplement est très faible et que les réglages de résonance ont été faits avec précision, on déduit

la longueur d'onde des signaux reçus, des valeurs données aux divers organes de réglage, en se reportant à un abaque.

L'appareil peut également servir à mesurer les longueurs d'onde émises par la station. Il suffit pour cela de placer l'appareil en un point où l'on ne soit pas gêné par le bruit des étincelles, et de court-circuiter les bornes antenne et terre par une boucle de fil plus ou moins grande. On règle ensuite l'appareil comme dans le cas précédent.

Il est également possible de déterminer, avec une certaine approximation, la distance d'une station connue,

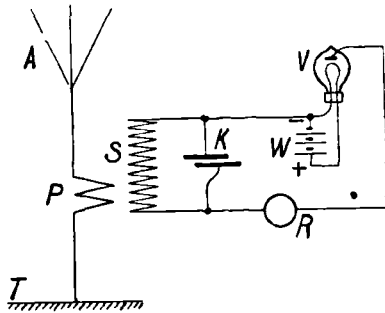


Fig. 174.

d'après la valeur à donner à l'accouplement pour obtenir le son minimum perceptible. Mais il est nécessaire d'avoir fait préalablement un réglage et une graduation empiriques pour la transmission considérée.

L'emploi du *multiple tuner* est très commode et donne de très bons résultats, surtout lorsque l'énergie reçue est assez grande pour permettre d'en perdre dans le circuit intermédiaire.

En ce qui concerne les *détecteurs à gaz*, M. Fleming indique le montage ci-après pour le détecteur de ce genre imaginé par lui et qu'il désigne sous le nom de « valve ».

Le montage étant encore celui de l'action indirecte par induction, le secondaire  $S$  forme, avec le condensateur  $K$  (fig. 174), le circuit de résonance. Aux bornes du condensateur sont montés en série la valve  $V$  et le relais ou le téléphone  $R$ . Il s'établit aux bornes du condensateur une différence de potentiel oscillante et la valve laisse passer, dans un sens seulement, le courant correspondant. Le relais ou le téléphone est donc actionné en raison de la tension efficace produite aux bornes du condensateur  $K$ .

M. Marconi emploie le même détecteur avec le montage représenté par la figure 175. Le circuit de résonance étant le même que précédemment, le circuit placé aux

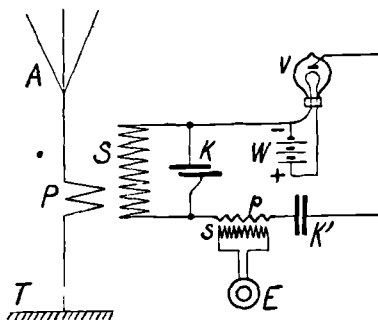


Fig. 175.

bornes du condensateur contient : la valve  $V$ , un condensateur  $K'$  et le primaire  $p$  d'une petite bobine d'induction dont le secondaire  $s$  est fermé sur un téléphone  $E$ . Les oscillations étant redressées par la valve, traversent l'enroulement  $p$  sous forme de courants continus, mais intermittents, qui peuvent produire un son dans le téléphone. Le récepteur ainsi monté serait l'appareil le plus sensible pour les grandes distances.

Signalons enfin (fig. 176) le montage indiqué par M. Fleming pour sa nouvelle valve au tungstène. La batte-



rie  $W$ , qui alimente le détecteur, est munie d'un rhéostat  $r$ , et aux bornes de cette batterie est montée une forte

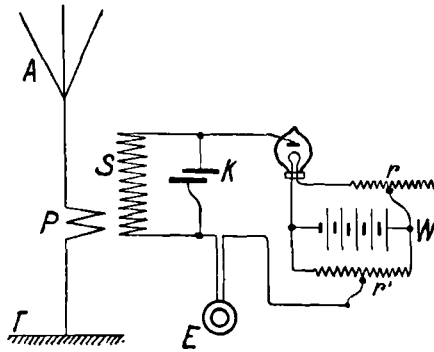


Fig. 176.

résistance  $r'$ . Le téléphone  $E$ , relié d'une part au condensateur  $K$ , se termine d'autre part par un curseur qui se déplace le long de  $r'$ . Le réglage se fait en agissant sur

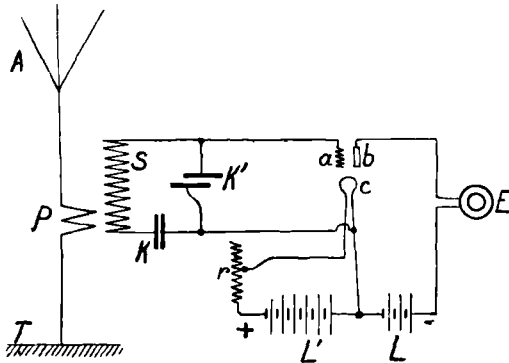


Fig. 177.

les résistances  $r$  et  $r'$  jusqu'à ce que le son perçu dans le téléphone soit maximum.

On voit que ce montage est tout à fait semblable à

celui dont on fait usage d'ordinaire avec le détecteur électrolytique.

M. de Forest emploie actuellement le montage suivant avec son audion à deux électrodes (fig. 177).

Le filament *c* de la lampe à incandescence est alimenté par une batterie d'accumulateurs *L'* à travers un rhéostat de réglage *r*.

Le circuit de résonance monté par accouplement inductif, comme à l'ordinaire, est relié, d'une part à l'électrode en spirale *a* de l'audion et d'autre part à la cathode de la lampe.

Le téléphone *E* est monté en série avec l'électrode en

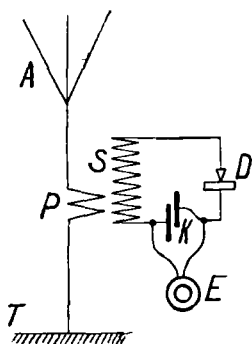


Fig. 178.

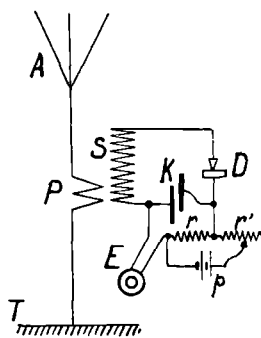


Fig. 179.

plaque *b* de l'audion et une batterie spéciale *L*, ayant avec la batterie *L'* un point commun connecté à la cathode de la lampe.

On peut varier les montages et faire usage, avec ces détecteurs, de tous les procédés indiqués pour les autres détecteurs.

Il est également possible d'employer plusieurs détecteurs à gaz, deux par exemple, de manière à rendre le circuit de résonance indépendant du circuit d'alimentation et du téléphone, ceux-ci apportant des perturbations

à la résonance et empêchant une bonne utilisation de l'énergie recueillie.

Les récepteurs avec détecteurs à cristaux peuvent également être montés suivant tous les schémas indiqués au chapitre VI, avec ou sans pile auxiliaire.

La figure 178 représente comme exemple un montage avec accouplement par induction. Le circuit de résonance contient le secondaire S du résonateur, un condensateur réglable K et le détecteur D. Le téléphone est placé en dérivation sur le condensateur.

Si on emploie une pile auxiliaire, le montage ne diffère du précédent que par la mise en circuit, avec le téléphone,

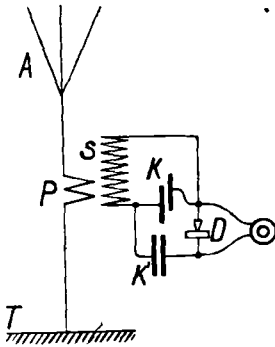


Fig. 180.

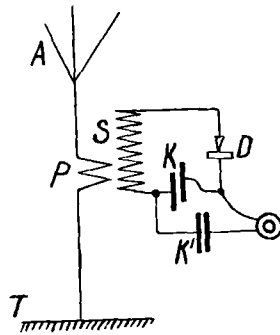


Fig. 181.

de la résistance fixe  $r$  d'un potentiomètre (fig. 179) comportant aussi la résistance variable  $r'$ . La pile  $p$  est montée sur l'ensemble de  $r$  et de  $r'$ .

Citons également le montage de M. Majorana (fig. 180), dans lequel le détecteur D est en dehors du circuit de résonance.

On peut aussi modifier le montage de la figure 178, par l'adjonction d'un condensateur en série avec le téléphone, pour éviter que celui-ci ne gêne la résonance du circuit du détecteur (fig. 181).

*Étude et projet de station.* — Pour établir un projet de station radiotélégraphique, il faut déterminer en premier lieu la hauteur et la forme de l'antenne ainsi que la puissance à employer.

Ces éléments dépendent d'abord de la distance à laquelle est placé le correspondant et de la longueur d'onde adoptée, puis des conditions locales : climat, nature du terrain interposé, emplacement dont on dispose, etc.

On ne peut guère donner, à ce sujet, que des indications générales. Pour les climats tempérés où les perturbations naturelles sont relativement faibles, on peut choisir une antenne aussi élevée et aussi étendue que possible, de manière à réduire la puissance nécessaire à l'émission des signaux. Sous les climats tropicaux, il y a au contraire intérêt à faire choix d'une antenne de dimensions réduites, de manière à diminuer l'influence des perturbations naturelles ; il faut alors augmenter la puissance employée à la transmission. Toutefois, on ne doit pas oublier que le rendement d'une antenne de transmission diminue très vite quand on augmente l'énergie qu'elle doit rayonner.

En ce qui concerne la longueur d'onde, si elle n'est pas imposée par des considérations de convenance, en raison de l'existence d'autres stations dans le voisinage ou de correspondants éventuels, il convient, en général, de choisir une longueur d'onde d'autant plus grande que la distance à franchir est plus considérable ou que les obstacles interposés sont plus élevés. Il faut remarquer en même temps que la puissance dont on peut faire usage est d'autant plus considérable que la longueur d'onde est plus grande. La puissance et la longueur d'onde sont, en effet, toutes deux fonction de la capacité des condensateurs du circuit d'excitation.

Lorsque l'emplacement de la station n'est pas obligé, il faut, chaque fois que cela est possible, choisir cet emplacement de manière que l'antenne soit bien dégagée

par rapport au terrain environnant et qu'il n'existe pas d'obstacles trop rapprochés dans la direction du correspondant. De plus, la prise de terre doit pouvoir être effectuée dans de bonnes conditions.

Mais il arrive fréquemment que, pour des considérations diverses et en particulier pour des raisons d'ordre militaire, on soit forcé de placer la station en un point qui ne satisfait pas aux conditions ci-dessus. Il faut alors modifier soit la puissance, soit la forme de l'antenne.

Enfin on doit encore observer que le rendement de l'antenne de transmission est d'autant meilleur que la longueur d'onde émise est plus voisine de la longueur d'onde propre de l'antenne.

A titre d'exemple, nous indiquerons qu'une antenne prismatique de 40 m de hauteur excitée avec une puissance de 1 kilowatt et émettant une onde de 300 m, peut faire un très bon service à 400 km en mer.

Lorsque les éléments antenne, puissance et longueur d'onde sont déterminés, il reste à choisir le type du moteur mécanique, l'alternateur, le transformateur et le procédé d'excitation.

Le moteur mécanique doit avoir une grande régularité de marche. Nous avons indiqué déjà la condition que sa vitesse ne varie pas de plus de 1 p. 100, lorsque la charge varie de 50 p. 100. Cette condition est suffisante lorsqu'on manipule en court-circuitant une résistance. D'autre part, le choix du moteur dépend aussi du climat sous lequel il doit être employé. C'est ainsi que dans les pays chauds, il convient d'éviter les moteurs à essence en raison des pertes par évaporation. Les moteurs à pétrole lampant et surtout les moteurs à vapeur sont préférables. Mais il faut tenir compte aussi des facilités d'approvisionnement du combustible.

On peut admettre comme règle générale que pour les climats tempérés, le moteur à essence est préférable en raison de son faible poids, quelle que soit la puissance.

Dans les pays chauds, le moteur à pétrole lampant convient jusqu'à 15 chevaux, mais pour les puissances supérieures, le moteur à vapeur est à préférer.

La régularité du moteur, d'où résulte la constance de la fréquence, est aussi nécessaire pour les alternateurs à basse fréquence que pour les alternateurs à haute fréquence. Ces derniers sont à préférer pour les pays chauds, parce qu'ils produisent, dans les téléphones récepteurs, un son musical qui se distingue plus facilement des signaux parasites.

En ce qui concerne le transformateur, on peut, pour les stations de faible ou moyenne puissance, employer indifféremment le transformateur avec ou sans fuites. Mais pour les stations de grande puissance, il est préférable d'employer le transformateur sans fuites, que l'on peut calculer et construire plus facilement. Il vaut également mieux établir la résonance du circuit d'alimentation au moyen de selfs dans le primaire, dont l'emploi est plus commode que le réglage par le secondaire.

Quant aux condensateurs, tous les types paraissent convenir. Toutefois, dans les pays humides les condensateurs à lames de verre plongées dans le pétrole offrent plus de sécurité.

Nous avons vu précédemment que pour les faibles puissances on peut employer l'excitation par induction ou par dérivation, mais pour les grandes puissances, l'excitation par dérivation avec transformateur Oudin est seule d'un emploi commode.

Pour la réception dans les climats tempérés, on peut faire usage du cohéreur, à la condition toutefois que le trafic ne soit pas trop intense, car le cohéreur ne permet pas de grandes vitesses de transmission. En outre, il est particulièrement sensible aux perturbations naturelles. Sous les climats chauds et si la station a un grand trafic, il est préférable de se servir des détecteurs qui comportent l'emploi du téléphone.

Quel que soit le détecteur employé, il y a intérêt à disposer de deux circuits de résonance, l'un à accouplement serré permettant, au moyen de faciles réglages, de suivre un télégramme transmis avec une onde de longueur inconnue, l'autre à accouplement lâche permettant de recevoir un télégramme transmis avec une onde déterminée, sans être troublé par d'autres émissions de longueurs d'onde différentes.

En ce qui concerne les locaux, il faut prévoir, d'une part, le poste proprement dit et, d'autre, part la salle des

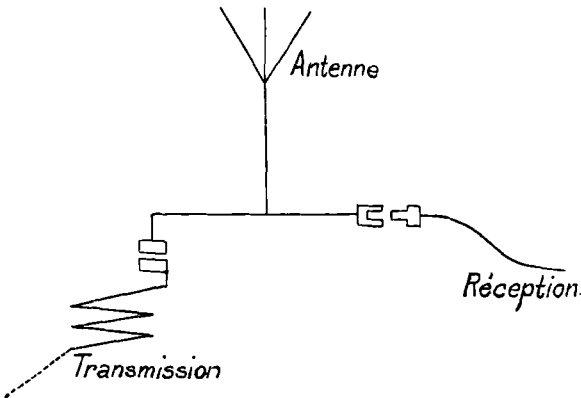


Fig. 182.

machines. Dans les stations importantes, le poste doit comprendre un local spécial et bien aéré pour les appareils de haute tension et une cabine permettant de recevoir les signaux au téléphone, à l'abri des bruits extérieurs.

Pour relier à volonté l'antenne soit aux circuits de transmission, soit aux circuits de réception, on emploie habituellement le dispositif suivant (fig. 182) :

L'antenne est reliée en permanence aux circuits d'émission à travers une petite coupure de quelques dixièmes de millimètre. Elle porte en outre une douille logée dans

une large plaque isolante qui fait partie de la paroi de la cabine à haute tension.

La coupure n'apporte aucune gêne pour la transmission et, lorsqu'on veut recevoir, il suffit d'introduire dans la douille la fiche reliée aux appareils de réception. Cette fiche peut être disposée de manière à servir de verrou pour le circuit d'alimentation, de telle sorte qu'il soit impossible de transmettre quand les appareils de réception sont reliés à l'antenne.

Nous ne donnerons pas d'indication pour l'établissement des supports d'antennes, la construction des locaux, etc., qui n'ont rien de spécial et rentrent dans la catégorie des travaux ordinaires.

---



## CHAPITRE XIII

### SYNTONIE — ONDES DIRIGÉES

---

Dès le début de la télégraphie sans fil, on s'est préoccupé d'assurer le *secret des communications*, en cherchant à *syntoniser* les stations, c'est-à-dire à les disposer de manière qu'elles puissent correspondre à toute distance, les signaux envoyés par chacune d'elles étant reçus exclusivement par la station correspondante, sans pouvoir être interceptés ni troublés par d'autres stations.

Au premier abord, le problème de la syntonie des ondes hertziennes paraît aussi simple que le problème analogue concernant les ondes sonores et, dans cet ordre d'idées, on chercha à accorder les circuits oscillants de la transmission et de la réception en leur donnant des périodes propres égales. Malheureusement, l'expérience montra que la syntonie ainsi réalisée n'est jamais complète, c'est-à-dire que l'on peut obtenir des appareils plus particulièrement aptes à recevoir une onde déterminée, mais qui ne sont pas pour cela absolument insensibles aux autres longueurs d'onde.

Cela tient à ce qu'il y a entre les ondes hertziennes et les ondes acoustiques une différence importante : c'est l'amortissement. Pour résoudre le problème de la syntonie dans le cas des phénomènes acoustiques, on emploie des ondes ayant une amplitude constante, tandis qu'on ne peut empêcher les oscillations produites par la décharge d'un condensateur de s'éteindre rapidement. Or, nous avons vu, dans le chapitre II, comment l'amor-

tissement donne lieu au phénomène de la résonance multiple, par suite duquel les choses se passent comme si l'onde amortie était remplacée par une série d'ondes de longueurs différentes.

La solution rigoureuse est donc impossible avec des ondes amorties et ne peut être réalisée qu'en employant des ondes *entretenuës*, c'est-à-dire ayant une amplitude constante. Nous renverrons à un chapitre spécial ce qui se rapporte aux ondes entretenues, auxquelles se rattache la question de la téléphonie sans fil, et il ne s'agit ici que de la syntonie approchée des ondes amorties.

Bien qu'incomplète, cette syntonie peut, en effet, rendre des services et elle peut même suffire dans bien des cas. Il est possible, par exemple, d'installer deux stations de telle façon qu'elles puissent correspondre sans être troublées par une troisième, pourvu que celle-ci soit assez éloignée et que la longueur d'onde qu'elle emploie diffère suffisamment de la longueur d'onde utilisée par les deux premières.

On ne peut guère donner de chiffres précis pour les distances et les différences de longueur d'ondes qui seraient ainsi nécessaires, car il faut tenir compte en même temps de la puissance mise en jeu, du détecteur employé, etc. Nous pouvons cependant indiquer à titre d'exemple que, avec le matériel actuel de la marine française, deux bâtiments ont pu correspondre respectivement, sans être gênés, avec deux autres bâtiments placés à une distance de 100 milles, bien que la distance entre les postes qui n'échangeaient pas de signaux ne dépassât pas 10 milles.

Cette syntonie partielle par l'accord des circuits a été réalisée de bien des manières différentes, et la description des divers montages, qui fait l'objet du chapitre XII, nous indique en même temps les progrès réalisés successivement dans cette voie, car tous avaient la syntonie pour but.

*Syntonie Blondel*. — Il faut cependant citer à part un perfectionnement imaginé par M. Blondel, qui a proposé d'ajouter à cette syntonie partielle l'effet sélectif produit par une résonance mécanique des appareils récepteurs. Ce procédé, indiqué par M. Blondel dès 1898, consiste à accorder, non plus seulement les fréquences propres du transmetteur et du récepteur, mais aussi des fréquences artificielles plus basses, tout à fait arbitraires et indépendantes des antennes, à savoir : la fréquence des charges de l'antenne et celle des vibrations d'un récepteur sélectif tel qu'un monotéléphone. Il suffit de maintenir la fréquence de l'interrupteur bien constante et égale à la fréquence propre du récepteur.

On peut aussi employer, associé au téléphone, un cohéreur ou antiohéreur autodécohérent, ou encore un détecteur électrolytique, magnétique ou thermique.

Chaque groupe d'ondes de haute fréquence, rapidement amorties, agit en bloc, comme une simple percussion, sur le téléphone à vibration lente ; celle-ci reste d'ailleurs sensiblement sinusoïdale, grâce à l'inertie.

On peut encore remplacer ou renforcer l'élasticité mécanique par une élasticité électrique en plaçant, en dérivation sur le détecteur d'ondes employé, une capacité calculée de manière à former un circuit en pseudo-résonance avec le poste d'émission.

Cette méthode se prête à une différenciation facile des signaux dans une station réceptrice, car la syntonie acoustique est plus nette en général que la syntonie électrique.

Ce procédé de syntonie n'a encore reçu, à notre connaissance, que des applications très restreintes. Il convient d'ailleurs de remarquer que le monotéléphone est d'autant moins sensible que son effet sélectif est plus grand. De plus, il se prête mal à une transmission rapide des signaux, car la membrane, vibrant pour une seule note, ne prend pas instantanément son régime normal et ne

cesse pas instantanément de vibrer. En d'autres termes, l'intensité du son produit pour un trait n'est pas constante et les signaux semblent collés les uns aux autres. Enfin, les signaux parasites produisant le même son que les signaux des télégrammes, il est à peu près impossible à l'oreille d'en faire le triage.

### Ondes dirigées

Par raison de symétrie, une antenne verticale rayonne également l'énergie dans toutes les directions et est actionnée avec la même intensité, quelle que soit la direction des ondes qui la rencontrent. Cette propriété est un avantage dans certains cas, par exemple pour les stations maritimes, où la direction du correspondant peut être inconnue. Mais à terre, elle constitue le plus souvent un inconvénient et l'on conçoit alors l'intérêt qu'il y aurait, pour une station, à émettre des ondes dans une direction unique ou à recevoir seulement celles qui viennent d'une direction déterminée, car on aurait ainsi un moyen d'augmenter l'effet sélectif dû aux procédés de syntonie partielle indiqués ci-dessus.

Un certain nombre de solutions ont été proposées, mais elles sont encore imparfaites, car elles entraînent pour la plupart une grande complication pour les antennes et augmentent par suite les difficultés d'installation.

*Miroirs paraboliques.* — Dès le début de la télégraphie sans fil, M. Marconi a songé aux miroirs paraboliques pour concentrer dans une direction les ondes rayonnées par l'antenne. Les miroirs étaient constitués soit par des feuilles métalliques, soit par des fils parallèles formant un cylindre parabolique, et l'antenne était placée suivant l'axe focal, à la réception comme à la transmission. Ce procédé avait été employé par Hertz

pour de petites longueurs d'onde, mais il n'a pas donné de résultats pratiques pour la télégraphie sans fil, en raison des difficultés d'installation, car plus les ondes sont longues, plus les dimensions du miroir doivent être grandes. En outre, sous l'influence de l'antenne, le miroir entre lui-même en vibration et donne lieu à des ondes qui interfèrent avec celles de l'antenne.

*Premier procédé Blondel.* — M. Blondel a proposé en 1898 d'effectuer la transmission dans deux antennes verticales placées à une distance l'une de l'autre égale à une demi-longueur d'onde, la longueur des antennes elles-mêmes étant égale à un quart d'onde. Il en résultait que, dans la direction perpendiculaire au plan des antennes, les ondes se superposaient, tandis qu'elles interféraient en s'annulant dans la direction de ce plan.

Pour la réception, les circuits étaient disposés de manière à produire un effet analogue.

Les essais faits à petite distance ont été concluants, mais la complication des installations a fait abandonner la réalisation d'expériences à grande distance.

*Antennes horizontales.* — En 1902, M. Garcia a observé que deux antennes simples horizontales de faible hauteur, placées dans le prolongement l'une de l'autre et dirigées en sens inverse, donnent des résultats très supérieurs à ceux que l'on peut obtenir en plaçant ces antennes dans une tout autre direction.

Nous avons nous-même observé, à la même époque, un effet analogue avec des antennes horizontales symétriques de faible hauteur (fig. 41), qui donnent, toutes choses égales d'ailleurs, des résultats nettement meilleurs, comme portée, que les antennes horizontales simples.

En 1906, M. Marconi a repris l'idée de M. Garcia et a fait des expériences très complètes en employant soit

deux antennes horizontales, soit une antenne verticale et une antenne horizontale. Il a vérifié ainsi, que l'effet est maximum lorsque les deux antennes sont dans le même plan, chacune d'elles ayant son extrémité libre tournée du côté opposé au correspondant. M. Marconi a observé également que, avec cette disposition, les perturbations atmosphériques se font moins sentir que dans les antennes verticales.

La théorie montre que la radiation a un maximum dans le sens indiqué par les expériences ci-dessus, le minimum ayant lieu dans la direction perpendiculaire. Sans entrer dans le détail des calculs qui ont été faits à

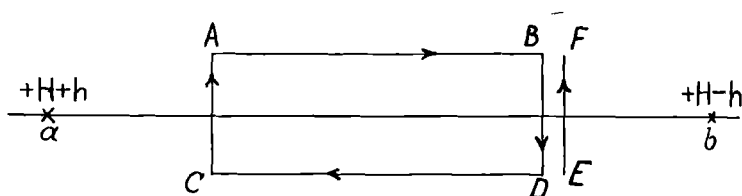


Fig. 183.

ce sujet, nous indiquerons seulement l'explication proposée par M. Fleming pour le fonctionnement de l'antenne coudée.

Considérons un circuit rectangulaire ABCD (fig. 183), dont le plan est vertical, et supposons-le parcouru par un courant dans le sens des flèches. Ce courant produit un champ magnétique, dont les lignes de force coupent orthogonalement le plan de la figure.

Toutes les lignes de force situées à l'intérieur du circuit sont dirigées vers l'arrière de la figure; mais pour des points extérieurs, tels que  $a$  et  $b$ , les lignes de force sont dirigées vers l'avant. Soit  $+H$  l'intensité du champ en chacun de ces points supposés à égale distance du cadre.

Plaçons maintenant le long de BD un conducteur EF

parcouru par un courant d'intensité égale, mais de sens contraire au courant BD. Ce courant EF produit un champ magnétique dont l'intensité au point  $b$  est normale au plan de la figure et dirigée vers l'arrière. On peut donc la représenter par  $-h$ . Au point  $a$ , au contraire, le champ dû à EF a une intensité  $+h'$  dirigée en avant, de sorte que, finalement, nous aurons en  $a$  un champ  $H + h'$  et en  $b$  un champ  $H - h$ . Le rayonnement magnétique dû à l'ensemble des conducteurs ABCD et EF est donc plus intense vers la gauche que vers la droite. Or, les effets des conducteurs BD et EF s'annulent; on peut, par suite, admettre que le rayonnement

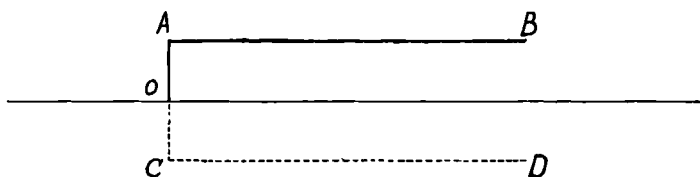


Fig. 184.

ne serait pas changé si l'on avait seulement un conducteur tel que BACD (fig. 184), lequel peut lui-même être considéré comme représentant une antenne OAB et son image OCD, cette antenne étant mise à la terre en O.

Quoi qu'il en soit de la valeur des explications qui ont été données, le phénomène a été démontré par de nombreuses expériences, à la suite desquelles M. Marconi a muni d'antennes de ce genre ses stations de Cliffden et de Glace-Bay, en vue d'augmenter l'intensité de la radiation suivant la ligne qui joint ces stations. Néanmoins, les signaux émis peuvent encore être reçus à de grandes distances dans les directions latérales.

La pratique a d'ailleurs montré, d'une part, que l'effet d'orientation était d'autant plus marqué que la hauteur était plus faible par rapport à la longueur et, d'autre

part, que le champ devenait sensiblement uniforme aux grandes distances.

*Procédé Braun.* — M. Braun a fait une étude très complète des moyens de produire l'interférence d'ondes électriques émanant de sources différentes, en réglant convenablement leurs différences de phases et leurs distances, et a montré que des antennes excitées séparément et placées suivant un cylindre parabolique étaient préférables au miroir parabolique de Hertz. Il a exécuté des expériences avec un dispositif simplifié, constitué par trois fils transmetteurs placés aux sommets d'un triangle équilatéral. Avec une excitation symétrique, il créait ainsi le cas le plus simple d'un dispositif parabolique.

Les difficultés de réglage des différences de phases n'ont pas permis de donner une extension pratique à ce procédé.

*Procédé Artom.* — M. Artom, pour concentrer au voisinage d'une direction donnée l'énergie rayonnée, emploie deux antennes  $A_1, A_2$  ayant la forme indiquée par la figure 185. Les branches supérieures ont un grand nombre de fils, les branches inférieures étant constituées par un fil unique. Les extrémités supérieures des antennes sont très voisines l'une de l'autre.

Ces deux antennes sont reliées à la terre par l'intermédiaire des secondaires  $S_1, S_2$  de deux transformateurs genre Tesla. L'une des antennes,  $A_2$ , est excitée indirectement, par induction et accouplement faible, au moyen d'un circuit oscillant  $CK_1P_1P_2$ . Ce circuit contient les primaires de deux transformateurs : le primaire  $P_2$  qui agit sur l'antenne  $A_2$ , et le primaire  $P_1$  qui agit sur un secondaire  $R_1$  fermé sur un condensateur  $K_2$  et un enroulement  $R_2$ . Ce dernier agit sur un autre enroulement  $S_1$  intercalé sur la deuxième antenne  $A_1$ . On règle la valeur



de  $K_2$  et des enroulements  $R_1, R_2, P_1, P_2$  de manière que les oscillations induites dans  $S_1, S_2$  aient la même amplitude et soient décalées d'une demi-période l'une par rapport à l'autre. On règle aussi les accouplements faibles de manière à avoir la même période dans les deux antennes. On obtient alors l'annulation par interférence des ondes

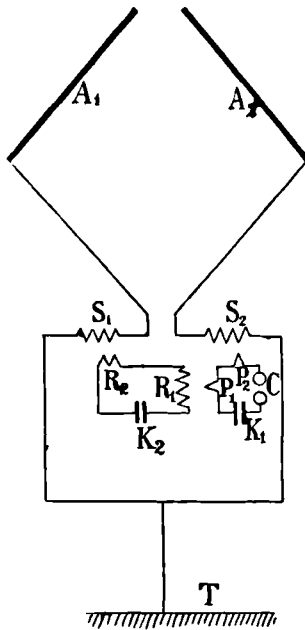


Fig. 185.

rayonnées par les deux antennes, complète dans la direction perpendiculaire au plan des antennes, et presque complète dans les directions voisines. Au contraire, dans le plan des antennes, qui sont à une distance moyenne l'une de l'autre, assez petite par rapport à la longueur d'onde, les ondes rayonnées se superposent avec une différence de phase suffisamment faible pour que leur résultante ait une énergie notable.

Il est important, paraît-il, de conserver la forme d'antennes de la figure 185, probablement pour se rapprocher de la forme d'un circuit fermé.

Pour la réception, le montage est analogue (fig. 186). Chacune des antennes est reliée à l'un des primaires  $P_1, P_2$ , égaux et enroulés en sens contraire, d'un transformateur dont le secondaire est mis en circuit avec un condensateur réglable  $K$  et le détecteur  $D$ . Lors que des ondes

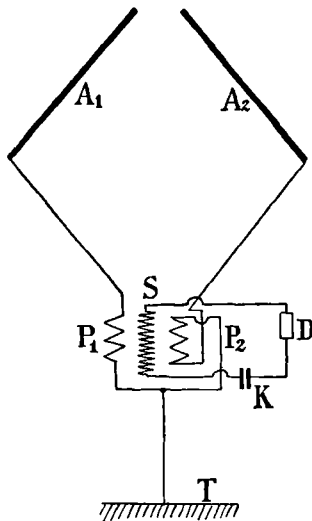


Fig. 186.

viennent frapper les antennes, venant d'une direction voisine de la perpendiculaire à leur plan, les actions sur chacune d'elles sont égales, les effets des deux primaires se détruisent, puisqu'ils sont montés en sens inverse, le détecteur ne peut donc pas être actionné. Si, au contraire, elles viennent d'une direction voisine du plan des antennes, celles-ci entreront en vibration avec une certaine différence de phase qui se retrouvera dans les primaires  $P_1, P_2$  du transformateur et, la résultante des actions n'étant plus nulle, le détecteur fonctionnera.

Il semble que ce procédé puisse en effet être efficace, mais le rendement de l'énergie dépensée à la transmission est certainement médiocre ; c'est, à la vérité, un inconvénient de peu d'importance.

*Procédé Bellini-Tosi.* — MM. Bellini et Tosi, au cours d'expériences faites sur le procédé Artom, ont été amenés

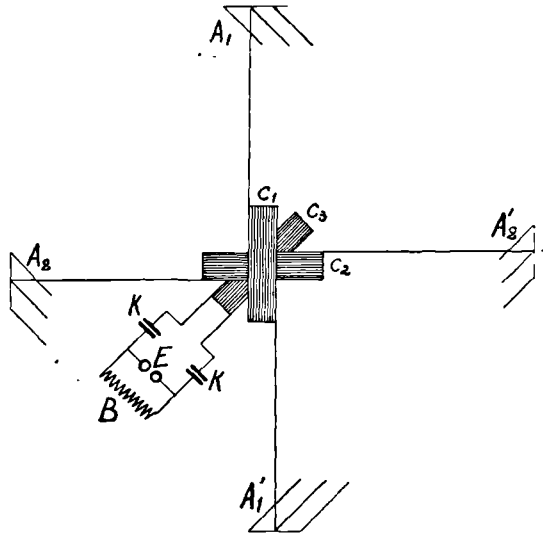


Fig. 187.

à le modifier profondément et d'une manière très élégante. Bien que les résultats obtenus ne soient pas parfaits et limitent beaucoup la portée, ils sont néanmoins très intéressants et paraissent susceptibles d'applications pratiques dans certains cas.

Le procédé Bellini-Tosi consiste à employer deux groupes d'antennes, analogues à celles du procédé Artom, et à les placer dans deux plans perpendiculaires.

Pour la transmission, on intercale entre les deux antennes de chaque groupe, quelques spires de fil enrou-

lées sur un cadre fixe. Les deux cadres, correspondant aux deux groupes d'antennes, sont placés symétriquement dans deux plans rectangulaires (fig. 187). Les cadres  $C_1$  et  $C_2$  sont intercalés respectivement entre les antennes  $A_1$  et  $A'_1$ ,  $A_2$  et  $A'_2$ .

Un troisième cadre  $C_3$  est mobile, de manière à pouvoir occuper toutes les positions intermédiaires entre les plans des cadres  $C_1$  et  $C_2$ . Sur ce cadre  $C_3$  sont enroulées quelques spires intercalées dans un circuit oscillant, qui comprend les condensateurs  $K$  et un éclateur  $E$ . Il est excité par une bobine  $B$ . La période de ce circuit est réglée sur celle des antennes, en ajoutant, s'il est nécessaire, des sels ou des capacités dans les antennes.

En déplaçant le cadre  $C_3$  par rapport aux deux autres, on fait varier l'induction dans chacun d'eux, proportionnellement au cosinus de l'angle que fait ce cadre avec le cadre mobile. Il est évident que les ondes rayonnées par chaque groupe d'antennes interféreront et que leur résultante sera maximum dans la direction du cadre mobile  $C_3$ , la loi du cosinus étant également vraie pour le rayonnement des cadres. Le fait a été vérifié en plaçant, à une distance relativement faible, une antenne accordée et reliée à un thermo-galvanomètre Duddell. La courbe représentant l'énergie reçue par cette

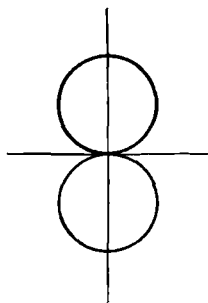


Fig. 188.

antenne, pour les diverses positions du cadre  $C_3$ , doit être théoriquement représentée par deux circonférences (fig. 188), ce que l'expérience vérifie sensiblement.

On obtient donc par ce procédé un maximum de radiation de l'énergie dans une direction déterminée, laquelle peut être choisie à volonté. Toutefois, la figure 188 montre que le rayonnement est symétrique, c'est-à-dire qu'il est le même pour la direction choisie et pour la

direction à  $180^\circ$ . Les inventeurs appellent cette émission *bilatérale*.

Pour supprimer la symétrie de l'émission, c'est-à-dire faire de l'émission *unilatérale*, MM. Bellini et Tosi ont eu l'idée d'employer une cinquième antenne, verticale et mise à la terre comme dans les installations ordinaires. Elle est excitée par le même circuit que les quatre autres (fig. 189). Les circuits sont disposés de telle sorte que

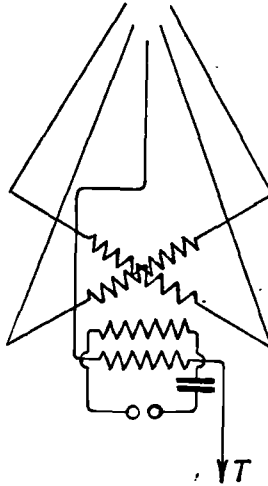


Fig. 189.

l'induction dans l'antenne verticale soit constante, quelle que soit la position du cadre mobile.

Le rayonnement de l'antenne verticale est symétrique et, par suite, la courbe représentative de l'énergie rayonnée dans les diverses directions est une circonférence. On donne à l'induction du circuit exciteur sur cette antenne verticale une valeur telle, que l'énergie, recueillie à une certaine distance, soit égale à la résultante due, à la même distance, au rayonnement des deux groupes d'antennes dans la direction du cadre mobile.

La superposition de tous ces rayonnements détruit alors la symétrie des deux groupes d'antennes fonctionnant seuls et la courbe de la figure 188 devient celle qui est représentée sur la figure 190. C'est une cardioïde. Elle présente l'avantage qu'elle réduit à zéro l'amplitude d'émission, dans le sens opposé au maximum, mais elle donne lieu, dans les directions à  $90^\circ$ , à une amplitude égale à la moitié du maximum, tandis que, avec les deux cercles primitifs, cette amplitude était nulle. Il semble

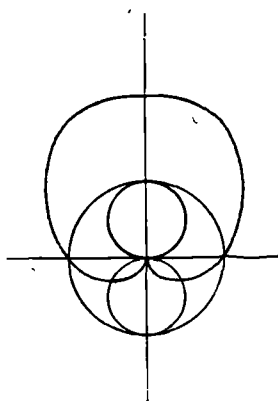


Fig. 190.

donc que l'avantage cherché ne soit obtenu qu'au prix d'une émission d'ondes dans les directions les plus défavorables et, par conséquent, au détriment de l'effet de concentration qu'on cherche à produire au voisinage d'un plan.

Pour la réception, les montages sont absolument analogues. Dans le cas où les deux groupes d'antennes existent seuls, sans l'antenne centrale, les deux cadres  $C_1$ ,  $C_2$ , que l'on peut enrouler sur un tambour unique, sont intercalés dans chaque groupe (fig. 191). Le cadre  $C_3$ , mobile à l'intérieur du tambour, est mis en circuit avec un condensateur réglable  $K$  et un détecteur d'ondes  $D$ .

Le champ créé par les deux bobines  $C_1$  et  $C_2$  sera évidemment maximum dans la direction d'où proviennent les ondes reçues, en appliquant la loi du cosinus aux antennes et aux bobines. En plaçant le cadre  $C_3$  suivant cette direction, on recueillera le maximum d'énergie.

Ce procédé permet donc de reconnaître la direction d'où provient une émission inconnue. Il suffit, pour cela,

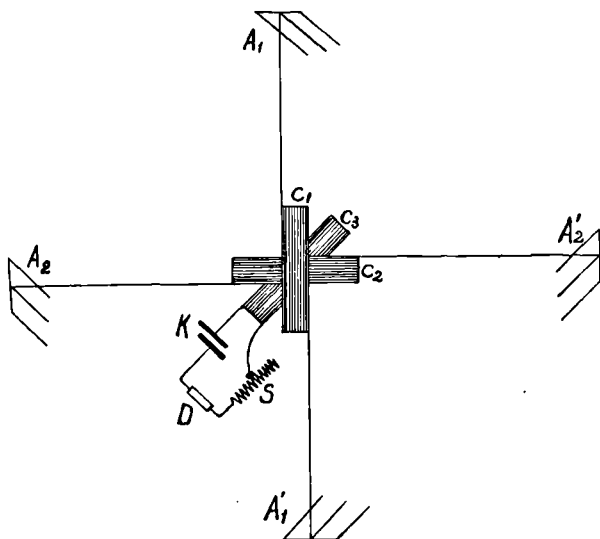


Fig. 191.

de chercher la position du cadre mobile qui correspond au maximum d'action sur le détecteur. Les inventeurs désignent, pour cette raison, leur récepteur sous le nom de *radiogoniomètre*.

Les inventeurs ont démontré que l'accouplement restant constant, la sensibilité serait la même dans toutes les directions. Toutefois, sur les navires, la présence des haubans ou autres parties en fer apporte des troubles qui obligeront, dans chaque

cas, à graduer empiriquement l'appareil en faisant les corrections nécessaires.

On peut également faire de la réception unilatérale en employant une cinquième antenne, comme pour l'émission. Mais on rencontre alors un inconvénient spécial à la réception. L'antenne verticale recueille les perturbations naturelles, alors que les quatre autres y étaient à peu près complètement soustraites. On perd donc un des avantages du système.

Des expériences très complètes ont été faites à Dieppe, au Havre et à Barfleur. Les résultats ont été les suivants.

Le système bilatéral permet, à la réception, de déterminer, à quelques degrés près, la direction du poste qui transmet. Il permet aussi de diminuer notablement le trouble produit par la réception de deux postes semblables situés dans des azimuts différents. A l'émission, il permet de diriger les signaux de façon à avoir un maximum très accentué dans une direction donnée, de telle sorte qu'à 30° de cette direction, les signaux soient déjà beaucoup plus faibles. A 45°, l'énergie transmise est environ la moitié de celle qui correspond au maximum et, à 90°, on ne transmet presque plus rien.

Le système unilatéral permet, à la réception, de lever l'indétermination que laisse le système bilatéral. Mais il ne donne aucun maximum et ne permet pas de diminuer le trouble provoqué par les signaux émanant de postes placés dans des azimuts différents. A l'émission, il ne donne pas de résultats très appréciables.

La portée que l'on peut réaliser avec le système Bellini-Tosi est naturellement plus faible qu'avec le système ordinaire, à antennes et puissances égales. Il en résulte que ce système pourrait être très utilement employé lorsqu'on se trouve dans une région où il y a de nombreux postes en service et lorsque la distance à franchir est faible.



*Deuxième procédé Blondel.* — A la suite des essais effectués sur le premier procédé indiqué ci-dessus, M. Blondel, avec la collaboration de l'un de nous, borna les études à la recherche du moyen de reconnaître la direction d'où proviennent les signaux reçus. Une solution pratique de ce problème présenterait, en effet, un intérêt considérable pour le service des phares. Par temps de brume, les signaux lumineux des phares sont actuellement remplacés par des signaux sonores. Mais ceux-ci ont une portée variable et toujours très réduite. Avec des signaux hertziens, au contraire, la portée pourrait être beaucoup plus grande et la sécurité de la na-

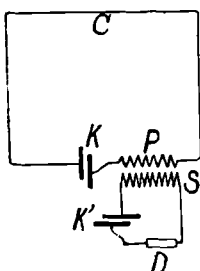


Fig. 192.

vigation par temps de brume serait considérablement augmentée, si les navires pouvaient déterminer la direction d'où proviennent ces signaux.

Les essais portèrent d'abord sur l'emploi d'un cadre formant un circuit fermé dans lequel étaient intercalés un condensateur réglable et un détecteur. Celui-ci a été également placé dans un circuit auxiliaire contenant le secondaire S d'un transformateur dont le primaire était alors intercalé dans le cadre (fig. 192 et 193).

Les essais furent concluants : en déplaçant le cadre par rapport à la direction des signaux, on constata que l'action sur le détecteur était maximum lorsque le plan du cadre était dirigé vers le point d'émission, et minimum

dans la position perpendiculaire. On pourrait donc installer un cadre semblable sur un navire et reconnaître la direction d'où proviennent des signaux de brume, en faisant tourner le navire pour rechercher la position dans laquelle les sons perçus sont les plus forts. Mais ce déplacement ne serait pas sans difficultés et il est préférable d'employer deux cadres, comme l'ont indiqué MM. Bellini et Tosi.

Toutefois, l'angle des cadres peut être quelconque et

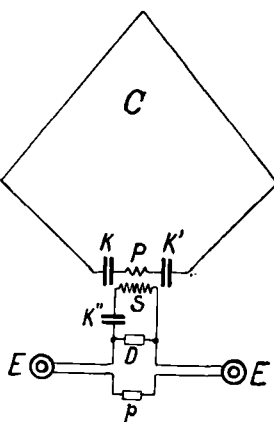


Fig. 193.

le radiogoniomètre remplacé par un dispositif permettant de faire agir différemment sur un détecteur les oscillations recueillies par chacun des cadres. Une graduation empirique permettrait de déterminer la direction d'émission.

Les cadres peuvent être ouverts à la partie supérieure, si les ondes transmises ont une longueur du même ordre de grandeur que la longueur des côtés des cadres. Si, au contraire, la longueur des ondes transmises est grande par rapport aux dimensions des cadres, ceux-ci seraient fermés sur un condensateur placé en un point quelconque

du circuit. Avec les cadres ouverts, on peut terminer les fils, aux points de coupure, par des épanouissements soit horizontaux, soit orientés dans une direction quelconque, mais symétriques pour les deux cadres.

Parmi les montages proposés pour réaliser une action différentielle des deux cadres sur le détecteur, nous indiquerons le suivant.

Les deux cadres, qui peuvent être de forme quel-

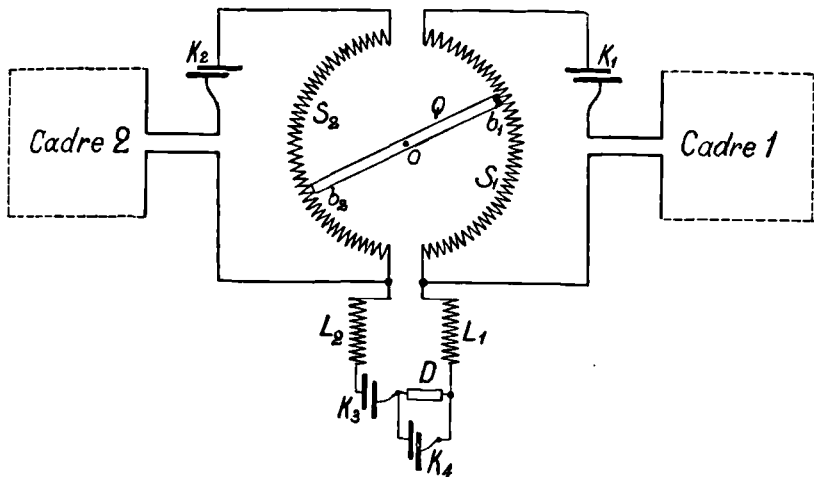


Fig. 194.

conque, sont fermés chacun sur un condensateur réglable (fig. 194)  $K_1$  ou  $K_2$  et sur une self  $S_1$  ou  $S_2$ . Ces selfs sont enroulées suivant un tore et formées de spires dénudées à la partie supérieure, sur lesquelles viennent frotter deux balais  $b_1$ ,  $b_2$  réunis par un levier métallique  $Q$ , mobile autour de l'axe du tore. En dérivation aux points  $a_1$ ,  $a_2$  des circuits des cadres, sont montées deux selfs  $L_1$ ,  $L_2$ , qui peuvent être réglables, et sont réunies par un condensateur réglable  $K_3$ , et le détec-

teur D. Enfin, un quatrième condensateur  $K_4$  est monté aux bornes du détecteur.

Chacun des cadres est d'abord amené en résonance sur les ondes transmises en agissant sur  $K_1$  et  $K_2$ . On règle ensuite la résonance du circuit du détecteur en agissant soit sur  $L_1$  et  $L_2$ , soit sur  $K_3$  et  $K_4$ , soit sur l'ensemble. Cette résonance, une fois réalisée, n'est pas modifiée si l'on déplace le levier Q, puisque toute variation de  $S_1$  est compensée par une variation inverse de  $S_2$ . Mais, d'autre part, le déplacement du levier Q a pour effet de faire varier en sens inverse les forces électromotrices créées dans le circuit par les courants qui parcourent  $S_1$  et  $S_2$ . Si l'on a eu soin d'enrouler les selfs  $S_1, S_2$  de manière que les forces électromotrices agissent en sens inverse l'une de l'autre, on peut trouver une position du levier Q qui annule la force électromotrice résultante et alors l'action sur le détecteur est *minimum*. La position du levier qui produit ce résultat dépend de l'orientation des cadres et, par suite, de l'orientation du navire par rapport à l'émission. Il suffit donc de graduer empiriquement un cercle sur lequel se déplace le levier Q.

L'un de nous a modifié ce montage comme l'indique la figure 195. Les deux cadres sont fermés sur des condensateurs réglables  $K_1, K_2$  et deux selfs  $S_1, S_2$ . Celles-ci sont formées d'un petit nombre de spires enroulées sur des disques minces. Les deux disques, mobiles autour d'un axe O, peuvent être amenés à se superposer à un troisième disque  $S_3$ , intercalé dans le circuit de résonance du détecteur. Ce dernier circuit comprend une self réglable L et un condensateur réglable  $K_3$ , et l'ensemble est fermé sur le détecteur D, aux bornes duquel est placé un condensateur réglable  $K_4$ .

Le circuit de l'un des cadres contient un inverseur I qui permet de changer le signe de la force électromotrice agissant dans le disque  $S_1$ . Les disques  $S_1, S_2$  ne

sont jamais déplacés simultanément, l'un d'eux demeurant toujours en coïncidence avec le disque  $S_3$ ; chacun d'eux porte une manette munie d'une aiguille  $M$ , qui se déplace devant un cercle gradué  $C$ .

Pour se servir de l'appareil, on laisse le disque  $S_1$ , par exemple, superposé à  $S_3$ , et on fait tourner  $S_2$  de

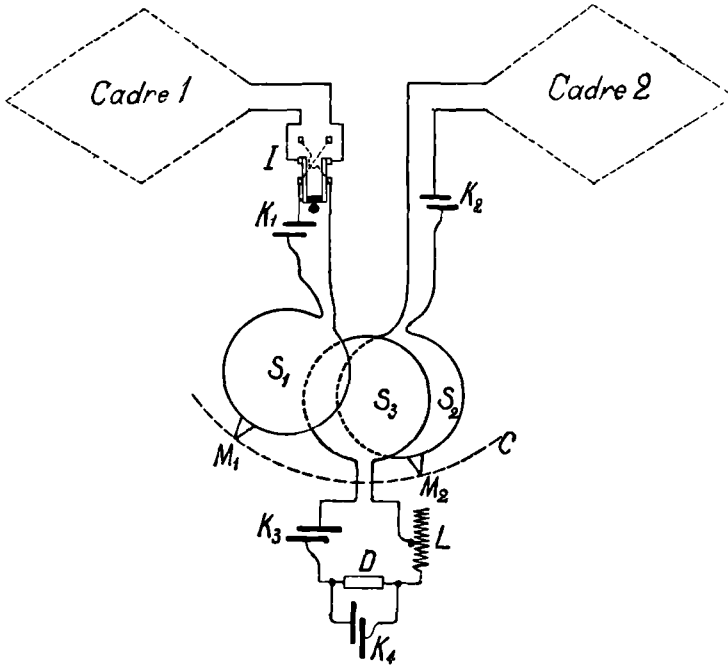


Fig. 195.

manière à l'écarter de  $S_3$ . Si l'action sur le détecteur  $D$  augmente à mesure qu'on éloigne  $S_2$ , on inverse les connexions à l'aide de  $I$  et on cherche la position de  $S_2$  qui donne le minimum d'action sur le détecteur. Si, malgré l'inversion dans  $S_1$ , l'action sur le détecteur va encore en augmentant quand on écarte  $S_2$ , on ramène ce disque en coïncidence avec  $S_3$  et on écarte  $S_1$  en inversant, si

cela est nécessaire, les connexions à l'aide de I jusqu'à ce que l'on obtienne le minimum d'action sur le détecteur.

Il y a donc quatre dispositions différentes :

1° L'inverseur étant dans sa première position, le minimum est trouvé par le déplacement de  $S_1$ ;

2° L'inverseur étant dans sa première position, le minimum est trouvé par le déplacement de  $S_2$ ;

3° L'inverseur étant dans sa deuxième position, le minimum est trouvé par le déplacement de  $S_1$ ;

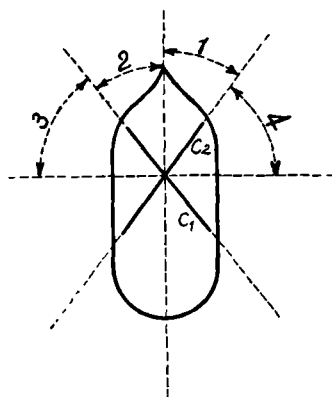


Fig. 196.

4° L'inverseur étant dans sa deuxième position, le minimum est trouvé par le déplacement de  $S_2$ .

Ces dispositions correspondent respectivement aux secteurs 1, 2, 3, 4 (fig. 196).  $C_1$  et  $C_2$  sont les cadres correspondant à  $S_1$  et  $S_2$ . Il est facile de s'en rendre compte en remarquant que c'est le disque correspondant au cadre dans lequel l'action est la plus grande qui doit être déplacé.

Ce montage permet d'avoir des résonances très pures, car les accouplements des divers circuits peuvent être rendus très faibles, grâce à la self L et, au besoin, à d'autres selfs intercalées dans le circuit des cadres. En superposant les trois disques et en plaçant convenable-

ment l'inverseur, on utilisera au maximum l'énergie recueillie par les deux cadres. L'appareil a donc une sensibilité constante, quelle que soit la direction de l'émission et on peut entendre les signaux avant de chercher à s'orienter. On peut également suivre un télégramme transmis dans le voisinage en mettant, au besoin, un point des cadres à la terre.

Au lieu de déplacer les disques, on pourrait introduire dans les circuits des résistances non inductives et la recherche s'opérerait, comme précédemment, en faisant varier l'une ou l'autre de ces résistances avec une position convenable de l'inverseur.

On peut encore remplacer les trois disques par deux petits transformateurs dont les primaires seraient intercalés respectivement dans chaque cadre et dont les secondaires, tous deux placés dans le circuit du détecteur, pourraient tourner, à l'intérieur des primaires, autour d'un diamètre commun aux deux enroulements.

Il est intéressant d'observer que, dans les montages précédents, il n'est pas nécessaire que les deux cadres soient perpendiculaires, ni même symétriques, de sorte qu'on peut les placer sur le navire de manière à rendre négligeables les troubles causés par les masses métalliques voisines. Lors même, du reste, que cette condition ne serait pas remplie, l'appareil comporterait toujours la même précision, et il suffirait alors de faire les graduations sur le navire lui-même.

A la vérité, on pourrait opérer de même avec un radiogoniomètre, mais cet appareil perdrait alors son avantage essentiel et son élégance ; de plus, il ne conserverait peut-être pas la même sensibilité dans toutes les directions.

Tous ces procédés peuvent évidemment être appliqués, non seulement pour trouver la direction d'où vient un télégramme, mais aussi pour augmenter la sécurité de la réception, en se mettant à l'abri des perturbations

résultant de transmissions faites par des stations de même longueur d'onde, mais situées sur une direction différente de celle du correspondant.

Il ne semble pas impossible d'employer un cadre unique pour reconnaître la direction d'où proviennent les télégrammes. On sait, en effet, qu'un cadre fermé contenant un condensateur et une self réglés de telle sorte que l'ensemble soit en résonance sur une transmission donnée, devient le siège d'oscillations dont l'intensité varie suivant l'orientation du cadre par rapport à la direction des ondes reçues.

Si l'on met à la terre un point du cadre convenablement choisi, on constitue une antenne à deux branches symétriques, que l'on peut mettre en résonance sur les ondes reçues, en ajoutant une self ou une capacité dans la connexion à la terre. Les oscillations sont alors de même sens dans les branches de l'antenne, tandis qu'elles étaient de sens contraires quand la connexion à la terre n'existait pas. On peut donc recueillir à volonté la somme ou la différence des effets produits dans les deux branches et l'on conçoit que l'on puisse ainsi déterminer la direction d'émission. — Des essais sur ce procédé sont actuellement en cours d'exécution.

*Procédé Lair.* — Le procédé Lair, bien que conçu dans un but particulier et non pour augmenter la sécurité des communications télégraphiques, est intéressant à signaler, en raison de l'importance du but poursuivi : la sécurité de la navigation au moment de l'atterrissage par temps de brume.

Il consiste à évaluer la distance, d'après la mesure absolue de l'énergie reçue, en admettant que, toutes choses égales d'ailleurs, cette énergie varie en raison inverse du carré de la distance.

Un poste récepteur étant installé sur un bâtiment situé dans la zone d'action d'un poste émetteur de puis-



sance constante, on mesure l'énergie reçue en tenant compte du facteur d'émission et on a un premier lieu géométrique de la position inconnue du bâtiment. C'est un cercle ayant le poste émetteur pour centre. Si le navire est en même temps dans la zone d'action d'un autre poste émetteur, organisé de façon que son émission soit facile à distinguer de la première, on obtient de même un deuxième lieu géométrique dont l'intersection, avec le premier, donne la position du bâtiment.

Ce procédé suppose que l'énergie émise par chaque poste reste rigoureusement constante pendant les mesures; il faut pour cela satisfaire aux conditions ci-après :

Isolement parfait de l'antenne et de tous les appareils;

Constance absolue de l'énergie mise en jeu à chaque décharge et du nombre de trains d'ondes par seconde;

Constance du rayonnement dans toute la zone utile;

Enfin, la longueur d'onde d'émission doit être très différente des longueurs d'onde utilisées pour les correspondances ordinaires.

Le poste récepteur du bâtiment devra, lui aussi, remplir un certain nombre de conditions. L'antenne doit être en résonance exacte avec l'antenne d'émission, c'est-à-dire avoir même période et même amortissement. La position de l'antenne doit être invariable, pour assurer la constance des perturbations causées par le voisinage des câbles et masses métalliques du bâtiment. Les appareils mesurant l'énergie reçue doivent être soustraits à toute influence étrangère, variations de température, actions électriques, etc.

Pour satisfaire à ces conditions, chaque poste récepteur comprend :

Le mesureur d'énergie de première approximation;

L'identificateur des postes émetteurs;

Le mesureur de précision pour l'énergie.

Le premier de ces dispositifs consiste en un récepteur électrolytique ordinaire, dans lequel le téléphone est shunté par une résistance variable. On cherche à éteindre le son perçu dans le téléphone en diminuant la résistance du shunt. Une graduation empirique, faite à l'avance, donne une première indication sur la distance.

L'identification des postes émetteurs, qui sont supposés avoir la même longueur d'onde, se fait en mesurant la durée et l'espacement des signaux transmis. Cette mesure se fait au moyen d'un chronographe actionné par un relais, commandé lui-même par le détecteur électrolytique.

Enfin, la mesure précise de l'énergie s'effectue au moyen d'un bolomètre Tissot analogue à celui qui a été décrit page 253. L'appareil de mesure permet d'évaluer le microampère.

Les conditions multiples auxquelles doivent satisfaire l'émission et la réception paraissent assez difficiles à réaliser d'une façon pratique. De plus, le temps nécessaire à la détermination de la position d'un navire paraît bien long pour un dispositif de sécurité. Il convient cependant d'attendre, avant de porter un jugement définitif, que des expériences concluantes aient été faites. L'installation est en cours d'exécution aux environs de Brest.

---

## CHAPITRE XIV

### ONDES ENTRETENUES — TÉLÉPHONIE SANS FIL

---

L'emploi d'ondes entretenues, c'est-à-dire sans amortissement, est, comme nous l'avons vu, le seul procédé qui permette réellement la syntonie. Aussi a-t-il été l'objet de nombreuses recherches ; mais, malheureusement, il ne semble pas que l'on soit arrivé, jusqu'à présent, à des résultats vraiment pratiques.

D'autre part, les ondes entretenues ont permis d'aborder la question de la téléphonie sans fil et même de la résoudre en partie.

Les applications des ondes entretenues en télégraphie ou en téléphonie sans fil sont donc encore peu étendues ; mais en raison de l'importance que présentent ces applications et des résultats nouveaux que donnent tous les jours les études entreprises en France et à l'étranger, il nous a paru intéressant d'exposer l'état actuel des connaissances à ce sujet.

Les ondes entretenues peuvent être engendrées par divers procédés que nous examinerons successivement.

*Alternateurs à haute fréquence.* — Le premier consiste à produire les ondes mécaniquement, au moyen de machines analogues aux alternateurs ordinaires.

On conçoit que la construction d'un alternateur donnant une fréquence de l'ordre de 100 000 présente de grandes difficultés ; car il faut augmenter à la fois le nombre des pôles et la vitesse. Les machines dites *homopolaires*, abandonnées pour les courants alternatifs ordi-

naires, semblent, au contraire, pour le cas actuel, plus avantageuses que les machines *hétéropolaires*, car elles donnent une fréquence double pour le même nombre de pôles. De plus, les machines homopolaires permettent d'avoir des rotors sans enroulements, par suite plus faciles à construire, et suppriment les contacts glissants. En revanche, leur puissance est limitée, à cause de la difficulté de réduire les pertes magnétiques.

On ne peut guère donner aux pôles et à leurs intervalles moins de 2 mm et même 4 mm. Si l'on admettait le chiffre de 2 mm, il faudrait, pour obtenir la fréquence 100 000, donner au rotor une vitesse égale à  $4 \times 100\,000$ , soit 400 m à la seconde. La réalisation de pareilles vitesses présente d'énormes difficultés. Cependant, elles ont été à peu près atteintes pour les turbines à vapeur, grâce à l'emploi d'axes et de paliers élastiques à centrage automatique.

De nombreuses tentatives ont déjà été faites pour réaliser des machines de ce genre. Nous citerons en particulier les alternateurs construits par E. Thomson, Tesla, Ewing, M. Leblanc, Duddell. Ce dernier a pu obtenir la fréquence de 120 000, mais avec un rendement excessivement faible. La puissance du courant n'était que de 0,2 watt.

M. Fessenden affirme avoir réussi à établir plusieurs types d'alternateurs dont la fréquence atteint jusqu'à 200 000, avec une puissance de plusieurs kilowatts ; mais on ne possède aucun renseignement sur ces machines. On sait seulement que les induits sont sans fer. Il ne paraît pas impossible cependant d'employer le fer dans les induits, malgré les effets mal connus de l'hystérésis et des courants de Foucault pour de si hautes fréquences.

Pour éviter la vitesse élevée nécessaire à ces machines, on a proposé divers artifices. L'un d'eux, indiqué par M. Wien en 1901, consiste à construire un alternateur

à fréquence relativement basse et à faire résonner un de ses harmoniques.

Un autre, proposé par M. J. Patten en 1894, et repris récemment, entre autres par M. Bethenod, consiste à monter plusieurs alternateurs homopolaires en cascade, l'induit de l'un alimentant l'inducteur du suivant. Pour éviter les contacts glissants, l'induit et l'inducteur sont alternativement rotor et stator dans les alternateurs successifs. Il est facile de se rendre compte de la façon dont la fréquence augmente ainsi.

Considérons un alternateur à  $p$  pôles faisant  $n$  tours par seconde. Si on l'excite avec un courant alternatif de fréquence  $f$ , la force électromotrice développée dans l'induit est :

$$e = k \frac{d}{dt} [\sin 2\pi ft \cdot \sin(\pi pnt + \varphi)],$$

$$e = k [2\pi f \cos 2\pi ft \cdot \sin(\pi pnt + \varphi) + \sin 2\pi ft \cdot \pi pn \cos(\pi pnt + \varphi)],$$

$$e = \frac{k}{2} \pi (2f + pn) [\sin(2\pi ft + \pi pnt + \varphi) - \sin(2\pi ft - \pi pnt - \varphi)].$$

La force électromotrice  $e$  est donc la somme de deux forces électromotrices de fréquences  $f + \frac{pn}{2}$  et  $f - \frac{pn}{2}$ .

Au moyen de capacités convenables, on peut donner par résonance la prépondérance au courant qui correspond à la fréquence la plus élevée, de manière à pouvoir négliger l'autre et prendre pour la fréquence dans l'induit  $f + \frac{pn}{2}$ . Par suite, si  $f_1$  est la fréquence du premier alternateur, la fréquence du  $m^e$  sera :

$$f_m = f_1 + (m - 1) \frac{pn}{2}.$$

La fréquence du premier alternateur étant  $\frac{pn}{2}$ , on a

$$f_m = mf_1.$$

Ce procédé permettrait donc de réduire la vitesse de

chaque alternateur, ainsi que l'effort à exercer sur les rotors. Il est cependant difficile de savoir si ces résultats théoriques seraient bien vérifiés en pratique, à cause des effets parasites dont on n'a pas tenu compte.

M. Bethenod a indiqué que le premier alternateur pourrait être, comme les autres, excité par du courant alternatif. En prenant un courant de 200 à 500 périodes, on éviterait, comme on le verra plus loin, l'emploi du ticker pour la réception en télégraphie sans fil.

Malgré toutes ces études, on n'a pas encore réalisé d'alternateur à haute fréquence ayant un rendement acceptable, c'est-à-dire d'au moins 5 p. 100.

Signalons encore pour mémoire le procédé indiqué en 1892 par Fitz-Gerald, et consistant à faire débiter sur un condensateur, une dynamo en série à fer non saturé. Ce procédé avait été employé par M. Maurice Leblanc pour les basses fréquences, mais appliqué aux hautes fréquences, il n'a donné aucun résultat.

Enfin, on a essayé dans le même but, et sans plus de succès jusqu'à maintenant, l'emploi de machines statiques.

*Arc chantant.* — La production des oscillations entretenues au moyen de l'arc chantant est le seul procédé qui donne actuellement des résultats.

Les propriétés de l'arc chantant paraissent avoir été découvertes, vers 1860, par Spottiswoode, Warren de La Rue et Muller, qui reconnurent que, si l'on met un condensateur en dérivation aux bornes d'un tube à vide, la veine lumineuse se stratifie et le circuit du condensateur est le siège d'un courant de grande fréquence. L'existence de ce courant était mise en évidence par les phénomènes d'induction produits dans un circuit voisin.

Ces expériences tombèrent dans l'oubli jusqu'au moment où elles furent reprises, en 1891, par M. Maurice Leblanc, au cours de ses études sur la téléphonie mul-

tipte. Il assimilait le phénomène à celui qui se passe dans un tuyau à anche, où des vibrations régulières sont engendrées par l'air qui s'écoule sous pression constante dans une conduite dont la résistance varie périodiquement.

En 1892, MM. Tesla et Elihu Thomson indiquaient, indépendamment l'un de l'autre, qu'un arc alimenté par du courant continu pouvait remplacer l'excitateur de Hertz. Mais en même temps ils reconnaissaient la nécessité de placer l'arc dans un champ magnétique puissant, afin de détruire sa stabilité et produire un phénomène disruptif périodique. Ce n'était donc pas, en réalité, pour produire des oscillations entretenues que ces deux savants proposaient l'emploi de l'arc, mais pour constituer un producteur de trains d'ondes amorties, dans lequel l'arc jouait le rôle d'interrupteur sous l'influence du champ magnétique.

C'est seulement en 1900 que la théorie de l'arc chantant a été donnée par M. Duddell, dont les études ont été reprises par Simon et Reisch, Janet, Banti, Blondel, etc.

En 1902, M. Blondel indiquait l'emploi de l'arc chantant comme générateur d'ondes entretenues pour la télégraphie sans fil. En 1903, M. Campos fit une proposition analogue, en préconisant en particulier l'emploi de l'arc dans le vide et l'emploi d'arcs multiples en série.

Enfin, M. Poulsen a pu, en 1903, réaliser l'idée de M. Blondel, sans recourir à la haute tension, en découvrant les propriétés de l'arc dans l'hydrogène ou les gaz hydrocarbonés. Après lui, de nombreux expérimentateurs sont parvenus à obtenir des arcs chantants à haute fréquence, sans toutefois que la régularité soit encore suffisamment assurée pour que le procédé puisse être considéré comme vraiment pratique.

*Théories de l'arc chantant.* — La théorie de M. Duddell est la suivante. Soit un arc électrique A (fig. 197)

alimenté par une source de courant continu  $E$ , munie d'un rhéostat de réglage  $R$ . Aux bornes de l'arc sont montés en série un condensateur  $C$  et une self  $L$ . Soient  $i_1$ ,  $i_2$  les courants dans l'arc et dans le circuit  $CL$  et soit  $i$  le courant principal.

Supposons que la différence de potentiel  $v$  entre les charbons varie de  $dv$  et soit  $di_1$  la variation de courant correspondante. Pour que le courant puisse se produire, il faut, d'après Duddell, que le rapport  $\frac{dv}{di_1}$  soit négatif et

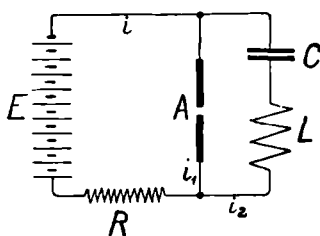


Fig. 197.

plus grand en valeur absolue que la résistance  $r$  de la self  $L$ .

Le phénomène serait alors le suivant. Quand on ferme le circuit  $CL$ , le condensateur se charge et le courant nécessaire est emprunté au courant d'alimentation de l'arc. La diminution de ce dernier a alors pour effet d'augmenter la différence de potentiel  $v$ , de sorte que le condensateur continue à se charger. Lorsque la charge est complète, le courant ne varie plus et le condensateur se décharge à son tour dans l'arc, ce qui augmente le courant et diminue  $v$ . Cet effet se produit jusqu'à ce que le condensateur soit déchargé, et les mêmes phénomènes se reproduisent périodiquement.

L'arc se comporte donc comme un transformateur de courant continu en courant alternatif. La fréquence de celui-ci étant fonction de  $C$  et de  $L$ , on peut la faire



varier à volonté. Toutefois, M. Duddell a remarqué qu'il fallait proportionner convenablement la self et la capacité et qu'avec des charbons ordinaires, il y a pour la fréquence des limites qu'on ne peut dépasser. Dans tous les cas, il admettait que la fréquence est donnée par la formule de Thomson. Lorsque la fréquence est assez basse, on perçoit un son produit par l'arc.

M. Janet a donné, en 1902, une théorie mathématique de l'explication précédente : l'expérience a montré qu'en réalité le courant dans l'arc est toujours variable et consiste dans la superposition d'un courant continu et d'un courant périodique. Il en sera par suite de même du courant principal et l'on pourra écrire :

$$i = I_0 + I \sin mt,$$

avec :

$$m = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Si le circuit LC n'est pas inductif, c'est-à-dire si la capacité C annule la self L, la tension aux bornes de ce circuit est  $ri_2$ . Le circuit CL ne pouvant laisser passer que du courant alternatif, cette tension  $ri_2$  est égale à la tension due à la partie périodique de  $i$ , c'est-à-dire à  $RI \sin mt$ . On a donc :

$$i_2 = \frac{R}{r} I \sin mt;$$

or

$$i_1 = i + i_2,$$

donc :

$$i_1 = I_0 + I \sin mt + \frac{R}{r} I \sin mt,$$

$$i_1 = I_0 + \frac{R+r}{r} I \sin mt.$$

D'autre part, si  $E$  est la force électromotrice aux bornes de la source, on a :

$$v = E - Ri = E - R(I_0 + I \sin mt).$$

Des valeurs de  $i_1$  et de  $v$  on déduit :

$$\frac{di_1}{dt} = m \frac{R+r}{r} I \cos mt,$$

$$\frac{dv}{dt} = -m RI \cos mt,$$

d'où :

$$\frac{dv}{di_1} = -\frac{Rr}{R+r}.$$

Si  $R$  est grand par rapport à  $r$ , la valeur de  $\frac{dv}{di_1}$  est approximativement égale à  $-r$ . La condition de production d'un courant alternatif est donc que le rapport  $\frac{dv}{di_1}$  soit négatif et supérieur ou égal à  $r$  en valeur absolue. C'est la condition indiquée par M. Duddell.

D'après M. Maisel, cette condition n'est pas indispensable. Les théories qui précèdent supposent en effet que le courant  $I$  est sinusoïdal, ce qui est loin d'être démontré. M. Maisel propose alors l'explication suivante.

Quand on ferme le circuit du condensateur sur l'arc, l'électricité afflue vers le condensateur et si le courant débité par la source n'est pas suffisant pour alimenter l'arc et charger en même temps le condensateur, la tension aux bornes de l'arc s'abaisse jusqu'à provoquer l'extinction. Quand le condensateur est chargé, le voltage remonte aux bornes de l'arc qui se rallume, le condensateur se décharge et ainsi de suite.

M. Banti, après une excellente étude du phénomène de l'arc chantant, a défini comme il suit les conditions dans lesquelles il se produit.

1° L'arc chantant peut être obtenu avec des inductances et des capacités extrêmement variées, à condition qu'il y ait un rapport convenable entre la capacité et l'inductance.

2° Le son perçu, c'est-à-dire la puissance du courant alternatif engendré, croît avec la capacité et diminue si l'inductance augmente.

3° Il s'établit, dans le circuit oscillant, un phénomène de résonance par suite duquel la somme des différences de potentiel aux bornes de la capacité et de la self est supérieure à leur résultante mesurée aux bornes de l'arc.

4° L'augmentation de la self du circuit oscillant avec un écart d'arc constant, augmente à la fois les tensions partielles et la tension résultante, et diminue le courant d'alimentation nécessaire pour l'entretien du phénomène, en même temps que les courants dans les autres parties du circuit.

5° L'augmentation de capacité, au contraire, modifie peu l'intensité du courant d'alimentation, tout en augmentant les autres courants ; elle diminue la différence entre la somme des tensions partielles et la tension résultante.

6° L'augmentation du courant d'alimentation accroît l'intensité des courants de circulation, ainsi que les tensions partielles et totales, mais ne peut pas être continuée au delà d'une certaine valeur, à partir de laquelle l'arc ne chante plus. L'intensité du courant limite croît avec la capacité, mais décroît quand on augmente l'inductance.

7° La longueur de l'arc joue un rôle dans le phénomène et il existe une valeur qui, toutes choses égales d'ailleurs, donne le maximum d'effet.

8° Les variations de la capacité  $C$  et de la self  $L$  donnent lieu à des variations de la fréquence, différentes de celles qu'indiquerait la formule de Thomson.

M. Blondel a repris et complété les études antérieures. Les résultats de son remarquable travail peuvent être résumés ainsi qu'il suit <sup>1</sup>.

En ce qui concerne l'étude extérieure du phénomène, il faut ajouter aux résultats de M. Banti l'influence exercée par la tension d'alimentation de l'arc, celle du dia-

---

1. *L'Éclairage électrique*, t. XLIV, p. 41.

mètre des charbons sur le régime limite, et enfin l'importance du rôle de la self du circuit d'alimentation.

Les études ont été faites au moyen de l'oscillographe bifilaire de l'auteur, avec un modèle donnant à la fois les courbes des trois variables.

Avec des charbons homogènes, on peut obtenir deux types extrêmes d'arc, dans des conditions très variées. Ils sont caractérisés par les figures 198 et 199. U est la

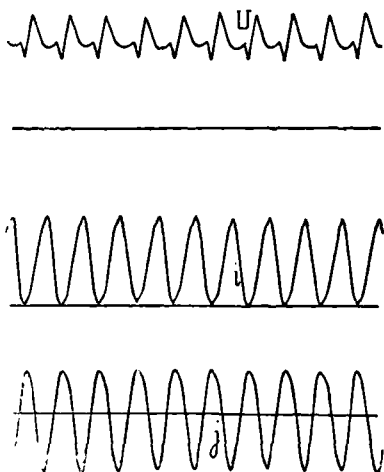


Fig. 198.

tension aux bornes de l'arc,  $i$  l'intensité dans l'arc et  $j$  l'intensité dans l'ensemble self-capacité.

Le premier type (fig. 198), dit continu ou musical, se présente le plus généralement quand la self du circuit d'alimentation est faible ou nulle et lorsque l'intensité dans l'arc n'est pas trop voisine de l'intensité limite de stabilité, avec un écart de charbons assez fort.

Le deuxième type (fig. 199) s'obtient, au contraire, avec des arcs courts, un courant d'alimentation faible et surtout quand il y a des selfs ou des résistances notables

dans le circuit d'alimentation. C'est le régime discontinu ou grésillant.

Avec de fortes intensités et des valeurs analogues à celles indiquées ci-dessus, pour les autres éléments, le régime obtenu est encore semblable au deuxième type.

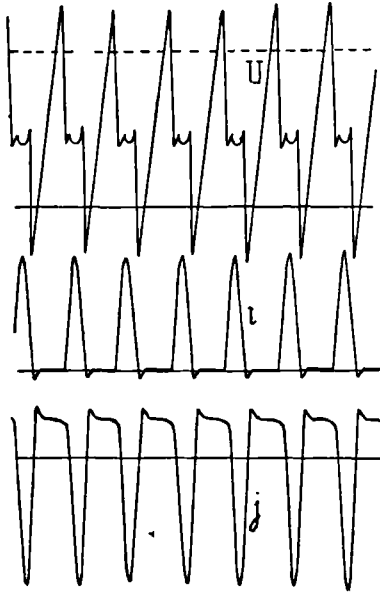


Fig. 199.

Dans le régime continu ou musical, la condition  $\frac{dv}{di} < 0$  est satisfaite, c'est le cas étudié par M. Duddell. Mais il est inexact que la période soit donnée par  $2\pi\sqrt{LC}$ . Elle varie, en effet, notablement lorsqu'on change seulement l'écart des charbons et l'intensité du courant. En déterminant la période de l'ensemble self-capacité, séparé du reste du circuit, M. Blondel a trouvé qu'elle est très différente de celle que l'on obtient quand cet ensemble est mis en circuit sur l'arc. A la vérité,

l'amortissement est beaucoup plus considérable dans le dernier cas, par suite de la résistance de l'arc. D'après M. Duddell, il faut appliquer alors la formule complète :

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}$$

La résistance R est d'ailleurs très mal définie, car elle varie à chaque instant pendant le phénomène.

Le régime discontinu (fig. 199) est caractérisé par une annulation prolongée du courant dans l'arc, à chaque période. Le phénomène est très accentué quand on a une forte self dans le circuit d'alimentation. Mais on passe du régime régulier au régime irrégulier par une simple modification de l'écart des charbons.

L'explication théorique de l'existence de ces deux régimes peut être aisément déduite des propriétés connues de l'arc.

D'autre part, l'influence de la résistance ohmique du circuit oscillant est toujours faible, si cette résistance est elle-même faible par rapport à celle de l'arc. Elle provoque, au contraire, le passage du régime continu au régime discontinu, lorsqu'elle devient notable. Ce passage est retardé si l'on augmente la self du circuit d'alimentation.

L'amplitude de la variation de la tension aux bornes de la self du circuit oscillant est d'autant plus grande que cette self est elle-même plus grande. La différence entre cette amplitude et celle de la résultante, aux bornes de l'arc, augmente quand l'écart des charbons diminue. Lorsque la self du circuit d'alimentation est assez grande pour laisser osciller librement le circuit local, la forme des courbes varie beaucoup avec la self du circuit oscillant. De plus, la présence de cette forte self régularise la courbe du courant d'alimentation.

M. Blondel a également montré que le deuxième type

d'arc constitue une transition entre le premier type et une série de décharges oscillantes, telles qu'on en obtient avec un interrupteur entre deux électrodes métalliques. En réalité, le deuxième type est formé par une suite de décharges intermittentes très amorties. La transition est rendue apparente si l'on augmente la self du circuit d'alimentation et la tension de la source, en réduisant les résistances ohmiques; on voit alors apparaître plusieurs élongations pour chaque décharge.

Avec des charbons minéralisés ou des électrodes métalliques, les phénomènes sont tout à fait analogues. Toutefois, dans le dernier cas, la tension d'alimentation doit être très élevée, à cause du refroidissement des électrodes.

Quand une des électrodes est en charbon et l'autre en cuivre, il n'est pas indifférent, si les écarts sont forts, de placer le cuivre au pôle positif ou au pôle négatif. Le cuivre employé comme anode permet seul d'obtenir de longs arcs chantants.

En somme, l'étude de M. Blondel met en évidence les points suivants :

1° Il y a deux types différents d'arcs chantants, qui avaient été mélangés jusqu'alors, l'un continu, l'autre discontinu. Le phénomène continu ne s'obtient semblait-il, qu'avec des écarts assez grands.

2° Le phénomène discontinu est le cas le plus général, car on l'obtient avec des électrodes quelconques, pourvu que, pendant sa durée, le courant se rapproche du courant limite pour lequel l'arc s'éteint.

3° La fréquence des oscillations électriques est essentiellement variable et mal définie. Si dans le phénomène continu elle peut être prévue approximativement par la formule ci-dessus, par contre, dans le phénomène discontinu, elle n'a plus aucun rapport avec la fréquence propre du circuit oscillant et dépend alors de la self du circuit d'alimentation.

4° La composition du circuit d'alimentation et la tension de la force électromotrice employée jouent un rôle très important.

Ces diverses études, faites pour des fréquences relativement basses, ont été reprises, en 1908, par M. Barkhausen pour les fréquences élevées, telles que celles qui sont employées en télégraphie sans fil. Les conclusions sont les mêmes. L'auteur a constaté, notamment, que l'amplitude et la période des oscillations varient avec le régime de la source d'alimentation, les causes de refroidissement de l'arc, l'intensité du courant et la longueur de l'arc. Le phénomène est en général très complexe et appartient au type discontinu, défini par M. Blondel. Les ondes produites ne sont alors ni régulières ni sinusoïdales.

Le milieu dans lequel jaillit l'arc joue un rôle important. En particulier, les composés hydrogénés sont très favorables à l'établissement d'un régime régulier. Ils agissent à la fois sur la conductibilité de l'arc et sur sa température.

Un champ magnétique exerce aussi une action sur la régularité du phénomène; il permet d'allonger l'arc, ce qui est une condition favorable pour obtenir des ruptures rapides. Toutefois, un champ trop intense introduit de nouvelles causes d'irrégularité.

Il convient de remarquer qu'en télégraphie sans fil, les éléments du circuit de l'antenne, self, capacité, ainsi que la valeur de l'accouplement de ce circuit avec le circuit oscillant, viennent ajouter leur influence à celle des éléments du circuit oscillant lui-même et compliquer encore le phénomène.

D'après M. Barkhausen, pour obtenir un phénomène aussi pur que possible, il convient de ne pas employer un champ magnétique trop fort, d'éviter les allumages en retour produits par les surtensions inverses, c'est-à-dire que l'on doit allonger l'arc et avoir des accouple-



ments très faibles. Il faut, en outre, que la durée d'extinction de l'arc soit petite par rapport à la durée d'oscillation totale. Il n'est pas rare, sans cela, d'avoir simultanément plusieurs ondes de longueurs différentes. Nous avons même observé que c'est la règle générale et que l'on peut avoir jusqu'à six ondes à la fois.

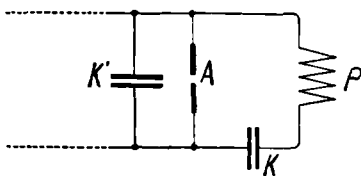


Fig. 200.

On peut régulariser en partie ce mélange d'ondes, en plaçant aux bornes de l'arc un condensateur supplémentaire  $K'$  (fig. 200), de capacité analogue à celle du condensateur  $K$ . Dans les arcs à haute tension, M. Blondel a indiqué l'emploi d'un grand condensateur régula-

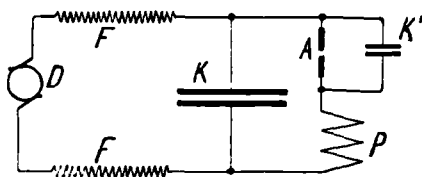


Fig. 201.

teur  $K$  (fig. 201) de grande capacité, associé au petit condensateur  $K'$ , qui est placé aux bornes de l'arc. Le condensateur  $K$  est chargé directement par une dynamo à haute tension  $D$ , à travers deux impédances  $F$ , qui limitent le débit.

D'autre part, M. Fleming a montré que les meilleurs résultats sont obtenus quand la capacité du circuit excitateur est très faible par rapport à la self-induction. La

capacité étant mesurée en unités électrostatiques et la self en centimètres, le rapport doit être voisin de  $\frac{1}{20}$ .

Il est très difficile d'étudier directement les oscillations entretenues de haute fréquence. Cependant, Gehrcke est parvenu, paraît-il, au moyen d'un oscilloscope imaginé par lui, à rendre visibles les oscillations dont la fréquence allait jusqu'à 100 000. L'appareil se compose d'un tube à vide, dans lequel sont disposés en regard l'un de l'autre, deux fils d'aluminium. Sous l'influence des décharges oscillantes, l'électrode négative devient lumineuse sur une surface proportionnelle à la tension. Les étincelles oscillantes sont photographiées à l'aide d'un miroir tournant.

En résumé, l'arc de haute fréquence ne devient actif qu'au-dessous d'une certaine intensité du courant d'alimentation et pour une longueur déterminée. L'emploi d'un champ magnétique permet d'augmenter la quantité d'énergie mise en jeu.

Il ne semble pas qu'on ait jamais obtenu le régime sinusoïdal avec les arcs à haute fréquence.

*Réalisation de l'arc chantant.* — Pour engendrer les oscillations de haute fréquence, on peut employer l'arc à basse ou à haute tension, produit dans un milieu spécial ou dans l'air.

Les principaux résultats obtenus avec les arcs à basse tension sont dus à M. Poulsen.

Après avoir expérimenté le procédé de production d'un arc de Duddell entre charbons horizontaux dont les extrémités étaient placées dans une flamme d'alcool ou de gaz, ou dans l'ammoniaque, M. Poulsen a admis que l'atmosphère enveloppante la plus avantageuse était l'hydrogène ou les carbures d'hydrogène. Les deux charbons, auxquels on donnait un mouvement de rotation sur eux-mêmes, étaient placés dans un récipient en marbre

rempli de gaz qui devait être constamment renouvelé, car il perd rapidement son efficacité. Il importait aussi de refroidir constamment l'arc ; pour cela, l'anode en cuivre était creuse et contenait une circulation d'eau froide.

D'autre part, M. Poulsen plaçait l'arc dans un champ magnétique transversal intense, pour rendre l'extinction plus rapide et augmenter la chute de tension dans l'arc

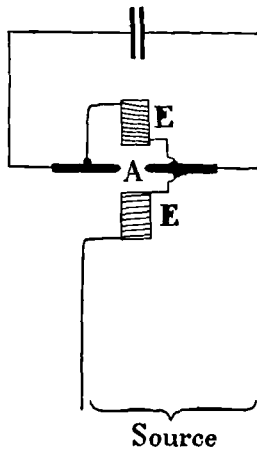


Fig. 202.

sur une faible longueur. Par exemple, il obtenait un arc de 3 mm avec 440 volts.

Le montage schématique est donné par la figure 202 : A est l'arc entre deux électro-aimants E montés en série avec le courant d'alimentation ; un condensateur est mis en dérivation sur l'arc. On obtient ainsi aisément, avec un courant de 450 volts, une fréquence pouvant atteindre 100 000 par seconde. L'énergie convertie en oscillations électriques diminue quand la fréquence augmente ; de plus, pour une fréquence donnée, cette énergie croît avec l'amortissement jusqu'à un certain maximum, puis

diminue très vite. L'intensité des oscillations croît aussi, jusqu'à une certaine limite, avec l'intensité du courant dans l'arc. On augmente encore l'énergie transformée en plaçant plusieurs arcs en parallèle ou en série.

Avec un seul arc et 440 volts, on obtient une énergie d'oscillations de 1 200 watts pour une fréquence de 160 000 périodes par seconde et 900 watts pour 240 000.

M. Poulsen a repris dernièrement l'emploi des vapeurs d'alcool pour entourer l'arc. Ces vapeurs sont produites par des gouttes de liquide qui tombent sur l'électrode cuivre et la refroidissent en même temps. Ses nouvelles lampes sont à électrodes verticales, et le champ magnétique, également vertical, fait tourner l'arc sur lui-même. Des ailettes activent le refroidissement.

La compagnie Telefunken emploie six et même douze arcs en série, dans l'air. Les cathodes sont en charbon de 30 mm et les anodes en cuivre de 45 mm sont creuses avec circulation d'eau. Le réglage se fait soit en agissant individuellement sur chaque arc, soit simultanément sur tous les arcs. Avec six arcs, on emploie un courant de 3,6 ampères à 220 volts.

M. Blondel produit les arcs à 2 000 ou 4 000 volts dans le pétrole. Les électrodes en zinc sont animées d'un mouvement de rotation continu et le pétrole constamment renouvelé. M. Blondel a indiqué également un dispositif autorégulateur de la fréquence.

MM. V. Colin et Jeance font usage de trois arcs en série. Les anodes creuses en cuivre sont refroidies par une circulation de pétrole ; les cathodes en charbon sont des cylindres de 1 mm de hauteur et de 1 mm de diamètre, serrés dans une masse métallique refroidie. La tension est de 300 à 400 volts.

M. Rhumer emploie des arcs à 2 000 ou 2 500 volts. Une très forte self est intercalée dans le circuit d'alimentation en même temps qu'une résistance ohmique de 1 000 à 1 600 ohms. Après avoir essayé des arcs

entre électrodes d'aluminium en barres, puis entre anodes en cuivre et une cathode formée d'un disque d'aluminium, l'auteur s'est arrêté à la disposition suivante.

Les électrodes sont formées par des fils métalliques à section carrée  $m_1$ ,  $m_2$  (fig. 203), qui se déroulent d'une manière continue, à angle droit, à l'aide des tambours  $t_1$ ,  $t_2$  plongeant dans l'eau. Un champ magnétique fixe l'arc entre les électrodes mobiles.

M. Goldschmidt fait jaillir l'arc entre les tranches de deux disques tournant dans un liquide isolant. La tension est de 2 000 à 3 000 volts.

M. Galetti a proposé le dispositif suivant : une dynamo

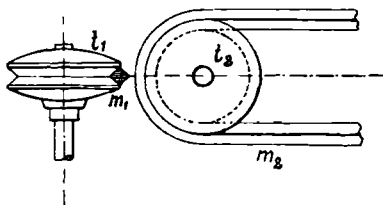


Fig. 203.

à haute tension D (fig. 204) charge quatre condensateurs identiques 1, 2, 3, 4. En A et B sont deux éclateurs. Sur le circuit d'alimentation sont placées les résistances  $R_a$ ,  $R_b$  et  $r$ , ainsi que les selfs K et K'. L'arc, jaillissant en A, crée des oscillations dans le circuit A, 1. Une autre série d'oscillations prend naissance dans le circuit à faible amortissement 1, K', 2, 3, K, 4, dont la période est réglée sur celle de A, 1. Un deuxième arc B se comporte d'une manière analogue. D'après l'auteur, les deux circuits oscillants A, 1 et B, 3 réagiraient l'un sur l'autre en diminuant réciproquement leurs distances explosives. Les étincelles jaillissant alternativement en A et en B, entretiendraient des oscillations dans le circuit 1, K', 2, 3, K, 4.

Les essais de ce procédé ont été faits à Lyon avec un courant de 5 ampères à 40 000 volts. Nous ne posédons pas de renseignements précis sur les résultats obtenus.

M. Peukert a cherché à utiliser en télégraphie sans fil les ondes entretenues produites par un arc chantant alimenté par du courant alternatif à 50 périodes sous 200 volts. Il a remarqué que, pour les faibles capacités donnant la fréquence de  $10^6$ , l'arc doit avoir à peine quelques dixièmes de millimètre et n'absorbe guère que

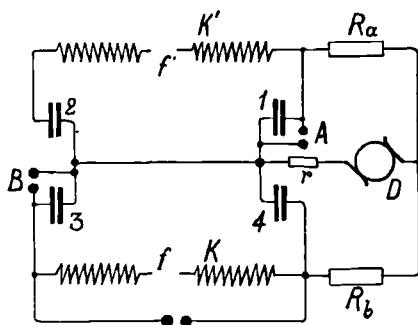


Fig. 204.

2 ampères. Dans le circuit oscillant, l'intensité est de 30 ampères.

M. Peukert a obtenu également de bons résultats avec des arcs à 3 000 volts. Il résulte cependant d'expériences faites antérieurement par M. Blondel sur l'arc chantant à courants alternatifs, que l'on ne peut obtenir par ce moyen une fréquence constante, car elle varie pendant la durée même de chaque alternance.

M. Cooper Hewitt avait indiqué sa lampe à mercure comme susceptible d'être utilisée pour produire des oscillations de haute fréquence. Simon et Reich, Pierce, de Valbreuze, firent des études très complètes du phénomène, mais ils reconnurent que la régularité des extinc-

tions était insuffisante et que la fréquence obtenue était toujours relativement basse. En réalité, l'arc à mercure fonctionne comme un interrupteur rapide. Cet échec paraît devoir être attribué au défaut de constance du degré de vide dans les lampes à mercure et aux variations continuelles de la résistance propre et de la tension d'allumage.

En ce qui concerne la production des ondes entretenues, les arcs à électrodes liquides sont à peu près

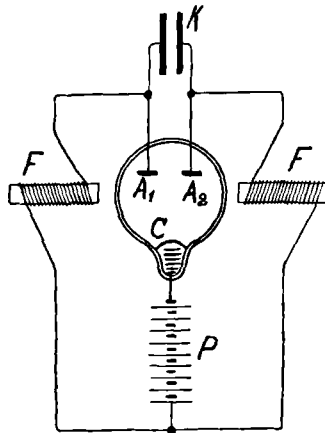


Fig. 205.

complètement abandonnés aujourd'hui pour les arcs à électrodes solides du genre Poulsen.

Citons cependant le dispositif Vreeland, qui comprend une lampe à mercure à deux anodes (fig. 205). Les électro-aimants  $F$  sont perpendiculaires à la direction de l'arc. Le courant cherche d'abord à passer par les deux anodes  $A_1, A_2$ ; mais comme la symétrie n'est jamais absolue, il se fixe sur l'une d'elles. Le champ magnétique correspondant est alors renforcé et repousse l'arc sur l'autre anode et ainsi de suite. Ces variations excitent le

circuit oscillant représenté par le condensateur  $K$ , monté en parallèle sur les deux anodes. Les résultats seraient, paraît-il, satisfaisants.

Nous terminerons cet exposé sur l'arc chantant par la remarque de MM. Righi et Dussaud, que les arcs de cette nature donnent en réalité, non pas des oscillations de résonance, mais des oscillations forcées produites par les influences extérieures. Cette judicieuse constatation explique les grandes difficultés pratiques rencontrées pour la production d'oscillations régulières et l'impossibilité où l'on a été jusqu'à présent d'obtenir, par ce procédé, des oscillations sinusoïdales.

*Emploi des ondes entretenues en télégraphie sans fil.*

— Le mode d'emploi des ondes entretenues est, d'une

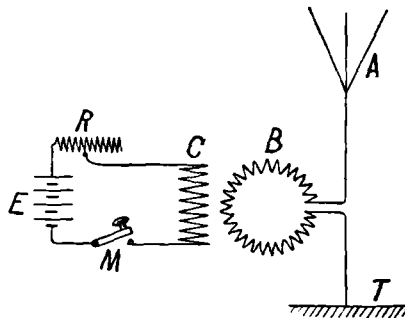


Fig. 206.

manière générale, le même que celui des ondes amorties. Toutefois, les montages présentent quelques particularités et la manipulation se fait par des procédés différents.

Considérons d'abord la *transmission*. Lorsque les ondes sont produites par des alternateurs à haute fréquence, le procédé d'excitation le plus simple consiste à relier l'antenne A (fig. 206) à l'une des extrémités de



l'induit  $B$ , dont l'autre extrémité est à la terre. L'antenne a dû être préalablement accordée sur la période de l'alternateur, de manière à donner le rendement maximum.

On peut aussi faire débiter l'alternateur sur un circuit contenant un condensateur  $K$  (fig. 207) et le primaire  $P$  d'un Tesla et mis en résonance avec l'antenne. On peut également employer l'excitation par dérivation.

La manipulation se fait en intercalant le manipulateur  $M$  sur le circuit d'excitation de l'alternateur (fig. 206)

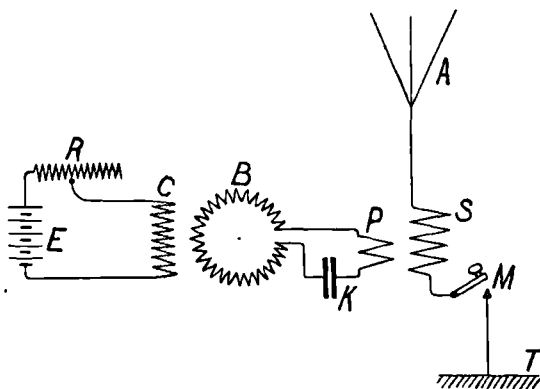


Fig. 207.

ou sur l'antenne (fig. 207), ou bien encore en court-circuitant une partie quelconque du circuit d'excitation  $C$ .

Les signaux ainsi transmis ne produiraient aucun effet perceptible sur les détecteurs, à cause de la continuité et de la régularité des oscillations, sauf cependant sur les détecteurs intégrateurs. Pour utiliser les autres genres de détecteurs, il faut ajouter un organe spécial nommé *ticker*, comme on le verra plus loin, ou bien encore produire des variations périodiques dans l'intensité ou dans la période des ondes entretenues transmises par l'antenne. Cette variation est obtenue soit en interrompant périodiquement l'antenne, soit en court-circuitant,

au moyen d'un commutateur tournant, la self d'antenne ou même l'induit de l'alternateur, etc.

Un autre procédé consiste à exciter l'alternateur non plus avec du courant continu, mais avec du courant alternatif à basse fréquence. On produit ainsi, dans les ondes engendrées, des pulsations régulières qui donnent un son dans le téléphone associé au détecteur.

Lorsque les ondes sont produites par un arc chantant, l'antenne est le plus souvent excitée indirectement. L'accouplement peut être ou très rigide ou très lâche, conditions également favorables à la production d'une période bien nette. C'est là un avantage des oscillations entretenues. Avec des oscillations plus ou moins amorties, on n'obtient un bon accord qu'avec un accouplement lâche, et celui-ci utilise mal l'énergie disponible.

Il vaut mieux en général monter l'arc chantant, avec accouplement rigide, par dérivation par exemple, comme l'indique la figure 208. Le circuit excitateur est formé par l'arc C, le condensateur K et les spires P. Le circuit de l'antenne comprend l'antenne A, les spires S et la prise de terre T.

La manipulation, pour produire les signaux Morse, peut être faite par un grand nombre de procédés : variation de longueur de l'arc rendant celui-ci actif ou inactif, variation du courant d'alimentation, du champ magnétique, etc.

M. Poulsen recommande notamment le procédé qui consiste à intercaler une résistance ohmique dans le circuit oscillant et à la court-circuiter par le manipulateur. Quand cette résistance est en circuit, elle produit un amortissement suffisant pour empêcher la production d'ondes entretenues.

Dans les stations du système Poulsen installées à Lyngby et Esbjerg, on fait usage d'un transmetteur automatique Wheatstone donnant 200 mots à la minute. Le moteur qui entraîne la bande perforée fait tourner en

même temps une sphère isolante à l'intérieur d'un cadre portant quelques spires, qui sont intercalées dans le circuit oscillant. Sur la sphère sont enroulées à angle droit, deux bobines qui peuvent être court-circuitées ensemble ou séparément, au moyen de bagues et de frotteurs, suivant les perforations de la bande. Lorsqu'une seule bobine est mise en court-circuit, les pulsations produites dans les oscillations du cadre fixe donnent des batte-

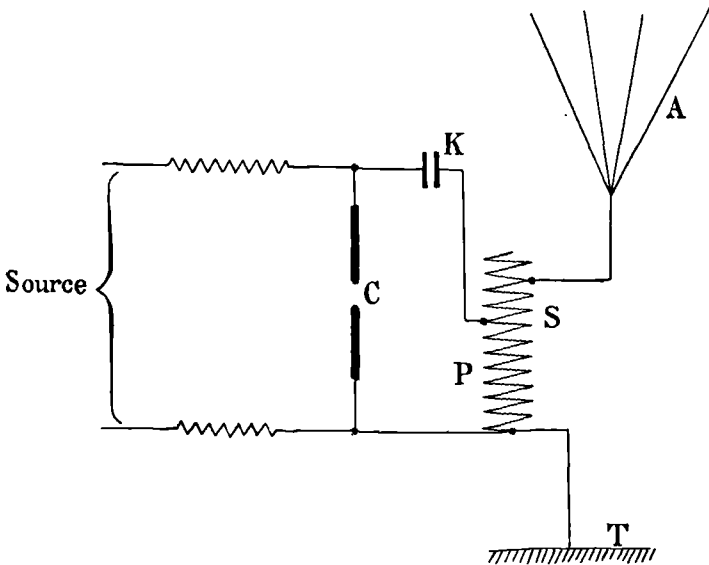


Fig. 208.

ments qui se traduisent à la réception par une série de points. Si, au contraire, les deux bobines mobiles sont court-circuitées simultanément, leur effet sur la bobine fixe demeure sensiblement constant et l'absorption continue de l'énergie pendant toute la durée du court-circuit se traduit par un long blanc, c'est-à-dire un trait. La rupture ou la fermeture du court-circuit des bobines mobiles s'opère quand elles sont à angle droit avec la

bobine fixe ; le courant est donc nul à ce moment et l'on n'a pas d'étincelles aux frotteurs.

M. Goldschmidt a imaginé une clef Morse, construite de telle sorte que les ondes ne sont produites qu'au moment de leur utilisation. Quand la clef est au repos, le courant d'alimentation est coupé ; mais quand on appuie sur le levier, le circuit se ferme d'abord par deux contacts placés dans un liquide isolant. Ces contacts s'éloignant aussitôt après, il se produit entre eux un arc qui dure tant que le levier est maintenu abaissé. Lorsqu'on abandonne le levier, l'arc s'éteint et le circuit est coupé. Ce dispositif paraît simple et pratique.

Pour la *réception*, il y a intérêt, afin d'utiliser complètement les avantages de la résonance, à accoupler très faiblement le circuit secondaire à l'antenne. Grâce à la continuité des oscillations produites, on peut disposer le détecteur de manière qu'il ne soit mis en circuit que d'une façon intermittente. On évite ainsi l'amortissement résultant de la présence permanente du détecteur dans le circuit récepteur. Celui-ci peut donc osciller librement avec un amortissement très faible. En intercalant brusquement le détecteur, on profite de l'énergie accumulée, après quoi on met le détecteur hors circuit.

L'organe qui établit ce contact intermittent est appelé *ticker* ; il peut être un interrupteur actionné électromagnétiquement, ou une roue dentée avec un ressort appuyant sur les dents. La nature des contacts entre lesquels se font ces ruptures et rétablissements de courant n'est pas indifférente ; les contacts or sur or ou maillechort sur argent donnent les meilleurs résultats.

M. Poulsen préconise le montage suivant, qui ne comporte aucun détecteur (fig. 209). Sur l'antenne est intercalé le primaire P d'un transformateur avec un condensateur K à ses bornes. Le secondaire S du transformateur est fermé sur un condensateur  $K_1$ , réglé de manière à établir, avec S, la résonance sur les oscillations trans-

mises. L'accouplement est choisi très faible. Le tiquer  $i$  permet de court-circuiter périodiquement la self  $S$  par un condensateur  $K_2$  de grande capacité par rapport à  $K_1$ . Un téléphone  $H$  est monté aux bornes de ce condensateur.

On peut aussi employer les détecteurs ordinaires reliés périodiquement au circuit par le tiquer.

Le tiquer décrit ci-dessus peut être remplacé par une

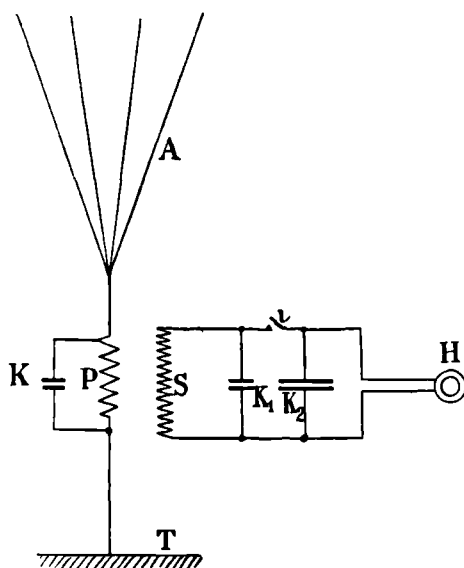


Fig. 209.

self divisée en deux parties, l'une fixe, l'autre mobile. La self résultante dépendant de la position de la self mobile par rapport à la self fixe, la résonance n'existe que pour une position déterminée. On peut donc, en plaçant convenablement la partie mobile, obtenir des pulsations à la réception et, par suite, un son dans le téléphone.

La précision de la résonance pouvant atteindre

1 p. 100, une même antenne pourrait alors recevoir trois télégrammes avec des ondes différant seulement de 3 à 4 p. 100. De plus, les récepteurs montés par ce procédé ne seraient influencés ni par les transmissions amorties, ni par les perturbations naturelles, grâce aux accouplements très lâches. Toutefois, ces espérances ne paraissent pas encore avoir été réalisées dans la pratique.

Avec le transmetteur Wheatstone, appliqué par M. Poulsen, le récepteur comporte un appareil enregistrant les signaux sur une bande photographique. Le détecteur est un élément thermo-électrique en série avec un galvanomètre à corde d'Enthoven (fil fin d'or, d'argent ou de quartz platiné, placé dans un champ magnétique intense). Le galvanomètre est shunté par un condensateur et, par suite, est parcouru seulement par le courant du couple. L'image du fil, agrandie par un microscope, est projetée sur la pellicule sensible qui se déplace. Ce mode de réception serait, dit-on, aussi sensible que ceux qui comportent l'emploi d'un téléphone.

Quand on fait usage d'alternateurs à haute fréquence, on peut, comme nous l'avons vu plus haut, se dispenser d'employer le ticker, en excitant l'alternateur par du courant à basse fréquence. M. Bethenod a même proposé de faire plusieurs transmissions simultanées avec la même longueur d'onde, en employant plusieurs circuits d'excitation pour l'alternateur avec des courants alternatifs de périodes différentes. La réception se ferait alors, dans les divers postes récepteurs, en employant des monotéléphones accordés sur la note du courant alternatif correspondant.

Nous terminerons ce qui concerne l'emploi des ondes entretenues en télégraphie sans fil, en décrivant les dispositions adoptées par M. Marconi dans ses stations puissantes de Cliffden et de Glace-Bay. Ce ne sont pas en réalité des ondes entretenues qui sont produites dans ces stations, mais des trains d'ondes amorties extrême-

ment rapprochés, comme en donne, par exemple, la lampe à mercure.

Un disque métallique C (fig. 210), isolé du sol, tourne autour d'un axe O, avec une vitesse périphérique d'au moins 100 m à la seconde, entre deux autres disques  $C_1$ ,  $C_2$ , animés eux-mêmes d'une grande vitesse de rotation autour des axes  $O_1$  et  $O_2$ . Les pôles d'une dynamo à haute tension D sont réunis aux disques  $C_1$ ,  $C_2$  par des résistances inductives  $R_1$ ,  $R_2$ . En dérivation sur les deux

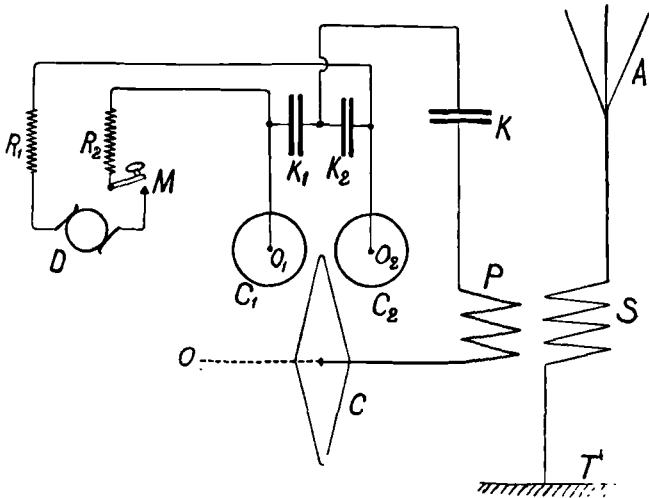


Fig. 210.

disques  $C_1$  et  $C_2$  sont montés deux condensateurs en série  $K_1$ ,  $K_2$ , dont l'armature commune est reliée au disque C par un circuit contenant un troisième condensateur K et le primaire P d'un Tesla. Le secondaire du Tesla est placé sur l'antenne.

D'après M. Marconi, le fonctionnement serait le suivant. La source d'électricité charge graduellement l'ensemble  $K_1$ ,  $K_2$ . A un certain moment, cette charge franchira l'un des intervalles très étroits qui séparent les

disques. Supposons qu'elle passe de  $C_2$  en C. Il se produira une demi-oscillation dans le circuit C P K et la demi-oscillation suivante, qui est de sens inverse, passera de C en  $C_1$  qui est chargé d'électricité de signe contraire. Les mêmes phénomènes se reproduiront indéfiniment, l'énergie dépensée dans K P C pour exciter l'antenne, étant fournie par la dynamo D.

On manipule directement sur le circuit d'alimentation en M avec l'aide d'un relais. Les ondes ainsi obtenues sont trop peu amorties pour qu'on puisse employer un récepteur ordinaire sans lui adjoindre un ticker. Pour éviter celui-ci, M. Marconi place sur le disque C des saillies métalliques également espacées, de sorte que les décharges se produisent à intervalles réguliers et donnent un son dont la hauteur est déterminée par l'écartement des saillies et la vitesse du disque C.

La réception des ondes ainsi produites peut être faite par les récepteurs employés pour les ondes amorties, en donnant cependant la préférence aux détecteurs intégrateurs.

### Téléphonie sans fil

Dès l'origine de la télégraphie sans fil, de nombreux inventeurs ont essayé d'employer des dispositifs analogues à ceux de M. Marconi pour transmettre la parole. Dans les premières expériences, on se contenta de remplacer par un microphone l'interrupteur de la bobine d'induction. Les résultats furent franchement mauvais : on ne produisait à l'oscillateur que des étincelles irrégulières, donnant à la réception un grésillement insupportable.

On essaya ensuite de remplacer le microphone par un *arc parlant*, c'est-à-dire un arc devant lequel on parlait de manière que les vibrations transmises par l'air vissent modifier le régime de l'arc qui était monté, soit à



la place de l'interrupteur de la bobine, soit en parallèle avec le primaire. Les résultats ne furent pas meilleurs.

On tenta sans plus de succès de faire agir le microphone sur l'excitation de la dynamo qui alimentait la bobine, l'étincelle jaillissant en permanence au secondaire.

M. Fessenden a proposé deux dispositifs dans lesquels les étincelles étaient encore produites en permanence au secondaire et où l'on agissait sur la période des ondes produites soit en montant le microphone dans le primaire d'un transformateur spécial, dont le secondaire était sur l'antenne, soit en shuntant l'étincelle par un petit condensateur à air, dont une des armatures vibrait sous l'action de la parole.

Citons encore les premiers essais très intéressants de M. Majorana, qui faisait varier la longueur de l'étincelle en agissant sur un des pôles de l'éclateur par les vibrations de la parole, ou bien en intercalant directement un microphone spécial dans l'antenne. Le nombre des étincelles était très élevé et atteignait 1 000 par seconde.

Dans ces expériences de M. Majorana, c'était l'intensité des ondes qui variait sous l'action de la parole. Il en était de même dans une disposition proposée par M. Blondel, qui faisait agir le microphone sur une flamme manométrique placée entre les pôles de l'oscillateur.

Mais l'emploi de l'étincelle ordinaire, même avec des trains d'ondes très rapprochés comme dans le dispositif de M. Majorana ou celui de MM. Simon et Reich, qui employaient une lampe à mercure, ne permet pas de réduire encore suffisamment les intervalles entre ces trains d'ondes, pour que les modulations de la parole soient reproduites convenablement. Aussi, tous ces procédés sont-ils abandonnés aujourd'hui et les recherches sur la téléphonie sans fil par ondes hertziennes ont

toutes comme point de départ l'emploi des ondes entretenues.

*Production des ondes.* — Tous les procédés indiqués plus haut pour la production des ondes entretenues peuvent être appliqués à la téléphonie sans fil, et l'excitation de l'antenne se fait également comme dans la télégraphie sans fil. Toutefois, la régularité des ondes est encore plus importante dans le cas de la téléphonie, et il importe que les appareils générateurs n'aient pas de variations brus-

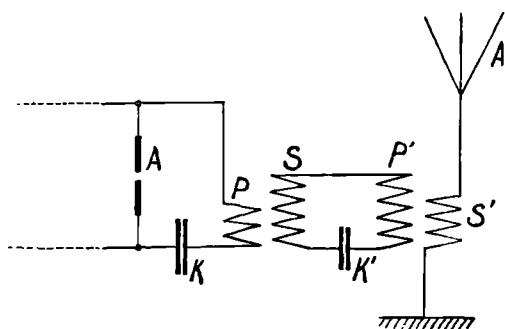


Fig. 211.

ques, qui seraient décelées par le téléphone et gêneraient la réception.

De plus, si l'on emploie l'arc chantant comme générateur, il faut que les intervalles entre les extinctions et réallumages successifs soient assez rapprochés pour ne pas donner lieu à un son. Ces intervalles doivent en outre être constants, ou tout au moins à variations lentes. Ce résultat étant à peu près impossible à obtenir directement, on opère de la manière suivante.

L'antenne étant accouplée faiblement avec le circuit excitateur, n'est pas mise tout à fait en résonance avec lui. On sait en effet que la période des ondes engendrées par l'arc varie fréquemment et que, de plus, on

donne souvent naissance à plusieurs ondes simultanées. Avec un accord imparfait, ces variations sont transmises moins fidèlement à l'antenne et l'on obtient ainsi une constance plus grande des ondes, en diminuant leur intensité. L'action du microphone devient alors plus régulière.

Pour régulariser la fréquence des oscillations, MM. V. Colin et Jeance emploient un circuit intermédiaire entre le circuit exciteur et l'antenne (fig. 211). Ce circuit, dont l'amortissement est très faible, est accordé sur l'onde la plus énergique de celles qui existent simultanément dans le circuit exciteur.

On peut aussi se contenter de placer un condensateur supplémentaire aux bornes de l'arc, comme on l'a vu plus haut.

Avec les alternateurs à haute fréquence, le problème se trouverait bien simplifié et l'on pourrait alors utiliser toute l'énergie disponible.

*Microphones.* — Pour que les vibrations de la parole soient reproduites par les ondes, on peut les faire agir sur les éléments du circuit qui produit ces ondes, c'est-à-dire sur la capacité, la self ou la résistance.

On a essayé de construire des condensateurs à air ou à gaz, dans lesquels une des armatures est constituée par la plaque vibrante devant laquelle on parle, de manière que les vibrations de la parole soient traduites par des variations de la capacité, mais aucun résultat pratique n'a encore été obtenu dans cette voie.

Il n'a pas été possible davantage d'agir directement sur la self-induction du circuit, c'est-à-dire de produire par la parole des déformations du circuit assez grandes pour que la période soit sensiblement modifiée. On n'a pu faire varier la self que par la réaction d'un circuit auxiliaire, dont on faisait varier la résistance au moyen d'un microphone.

Comme en téléphonie ordinaire, les variations de résistance ont donc pu seules être utilisées pour agir sur les ondes.

On a tout d'abord essayé d'employer les microphones ordinaires, mais on a vite reconnu que ces appareils, construits pour de faibles voltages avec de petites intensités, se détérioraient rapidement. On a pu cependant, dans certains cas, utiliser des microphones *hauts parleurs*, en plaçant plusieurs de ces appareils en série, de manière à diminuer la tension aux bornes de chacun d'eux. Mais on augmente ainsi la résistance de l'ensemble. D'après Fessenden, cette augmentation ne présente pas d'inconvénient, à condition que la résistance totale ne dépasse pas la résistance apparente de l'antenne. Le maximum d'effet aurait lieu quand ces deux résistances sont égales.

Au cours des expériences faites en France par MM. V. Colin, Jeance et Mercier, les microphones usuels qui donnèrent les meilleurs résultats furent ceux de MM. Germain et Ducretet.

Pour éviter l'échauffement rapide des microphones, on a imaginé divers procédés de refroidissement, soit par l'air, soit par l'eau. M. Fessenden serait ainsi parvenu à obtenir un débit de 5 ampères, avec une chute de tension de 5 à 15 volts seulement.

Citons en particulier le microphone de M. V. Colin, dans lequel la grenaille de charbon est contenue dans un tube entouré d'une circulation d'eau. Cette grenaille est maintenue à chaque extrémité du tube par une plaque vibrante formée de deux membranes entre lesquelles circule également de l'eau. En face de chaque plaque se trouve un pavillon relié à une embouchure commune devant laquelle on parle. Ce microphone supporte, sans chauffer, de 3 à 5 ampères sous 110 volts, et les vibrations de la parole réduisent l'intensité à une fraction d'ampère.

Les recherches ont également porté sur des procédés différents de ceux qui sont employés en téléphonie ordinaire. M. Majorana a notamment imaginé un dispositif très ingénieux et, paraît-il, très efficace, dont le principe est le suivant.

Lorsqu'un liquide s'écoule verticalement par un tube étroit, bien cylindrique (fig. 212), il se contracte d'abord en G, à une certaine distance de l'orifice, puis se résout en gouttes. Toute vibration mécanique communiquée au tube agit sur la forme du jet et des gouttes et, en soumettant en particulier le tube à des vibrations régulières, on peut obtenir que les contractions du jet suivent le rythme de ces vibrations dans des limites très grandes de périodes.



Fig. 212.

Pour faire agir sur le tube les vibrations de la voix, M. Majorana construit le tube T en matière rigide, sauf au point A (fig. 213), où sa paroi est élastique et reliée à une membrane vibrante, munie d'un pavillon M.

Si l'on examine le jet par une méthode stroboscopique, on voit qu'il suit les vibrations communiquées à la membrane par la parole et qu'il se contracte comme l'indique la figure, en s'élargissant à partir de l'orifice. Si l'on fait tomber le jet sur deux contacts B et C faisant partie du circuit oscillant, on voit que le pont établi par le liquide entre ces deux contacts fait varier la résistance totale avec le rythme de la parole.

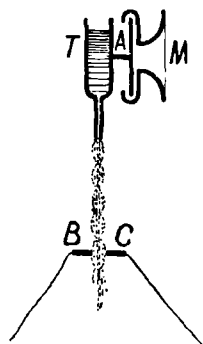


Fig. 213.

Comme le liquide se renouvelle constamment, les intensités sous lesquelles peut agir ce microphone sont considérables. De plus, on peut augmenter la tension entre B et C en écartant suffisamment ces deux contacts. Ce

type de microphone paraît être le meilleur qui ait été réalisé jusqu'à présent pour la téléphonie sans fil.

*Emplacement du microphone.* — Les variations de résistance du microphone provoquées par les vibrations de la parole peuvent être utilisées pour agir soit sur l'intensité, soit sur la période des ondes, soit encore sur les deux à la fois. Le mode d'action dépend de l'emplacement que l'on donne au microphone dans les circuits.

Avec un alternateur à haute fréquence, le microphone

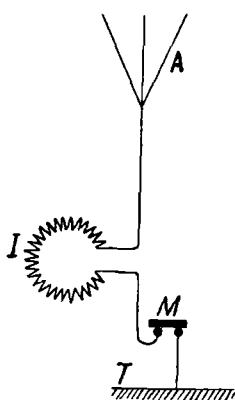


Fig. 214.

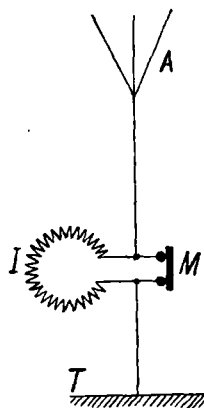


Fig. 215.

peut être placé, par exemple, dans l'antenne (fig. 214), ou bien encore en shunt sur l'induit (fig. 215). On peut le mettre aussi sur une self intercalée dans l'antenne (fig. 216) ou le faire agir par l'intermédiaire d'un petit transformateur (fig. 217). Enfin, on peut le placer en shunt sur une forte capacité K placée dans l'antenne (fig. 218).

M. Rhumer a proposé de placer le microphone M avec une pile (fig. 219) dans le primaire d'une bobine d'induction, dont le secondaire est relié à l'inducteur C de l'alternateur par un condensateur K.

Si les ondes sont engendrées par un arc chantant, on peut employer des procédés absolument semblables à

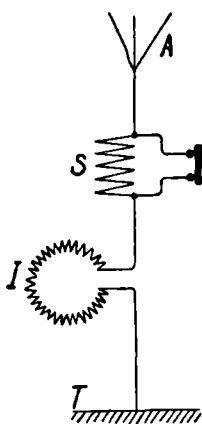


Fig. 216.

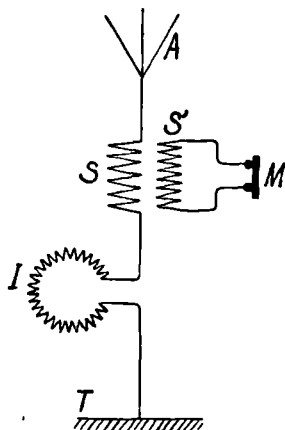


Fig. 217.

ceux qui viennent d'être décrits. L'excitation de l'an-

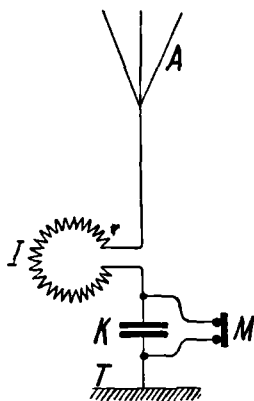


Fig. 218.

tenne étant supposée faite par un Tesla dont le secondaire *S* est intercalé dans l'antenne, les figures 220 à 224

représentent les divers emplacements que l'on peut donner au microphone M.

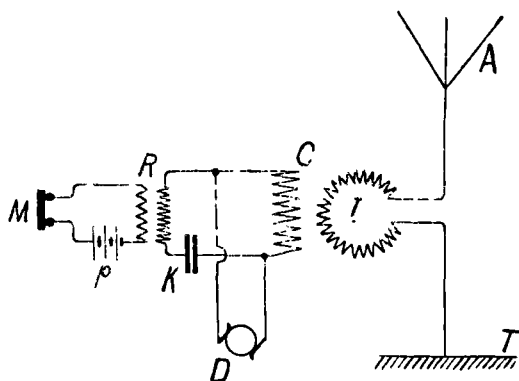


Fig. 219.

En particulier, avec le montage de la figure 223 et celui que l'on pourrait encore réaliser sur la self avec

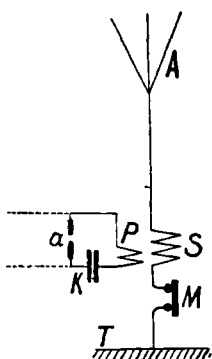


Fig. 220.

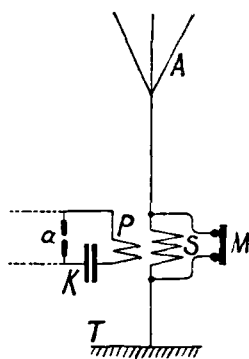


Fig. 221.

une disposition analogue à celle de la figure 222, on peut employer un transformateur semblable à celui de l'ondamètre décrit page 127 (fig. 67), le microphone étant monté sur la coupure de la gaine de cuivre. On a



ainsi, à la vérité, une tension très faible, et pour que l'action soit efficace, il faut que le débit soit considéra-

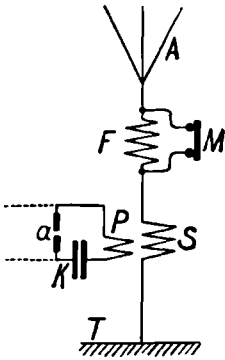


Fig. 222.

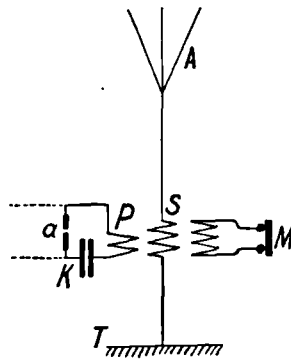


Fig. 223.

ble, c'est-à-dire que le microphone soit à très faible résistance, comme le microphone Majorana.

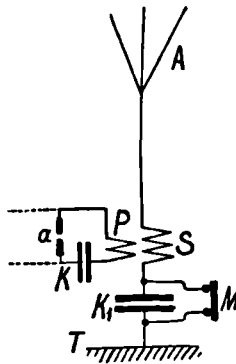


Fig. 224.

MM. Simon et Reich ont proposé de faire varier à la fois l'intensité et la longueur d'onde des oscillations de l'antenne, en agissant sur l'accouplement de celle-ci avec le générateur. Pour cela, ils placent à l'intérieur du Tesla

une plaque vibrante en fer devant laquelle on parle. En choisissant convenablement la forme du transformateur

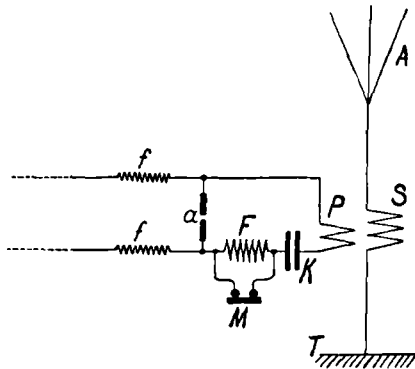


Fig. 225.

et la position de la plaque, on obtiendrait, d'après les auteurs, des variations très sensibles.

Au lieu de faire agir le microphone sur l'antenne, on

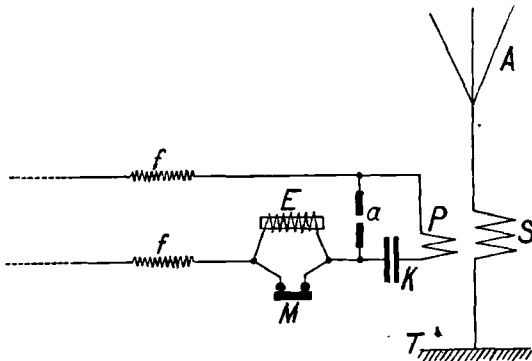


Fig. 226.

peut le placer sur le circuit d'excitation ou dans le circuit d'alimentation de l'arc.

Le montage proposé par M. Campos (fig. 225) consiste à shunter par un microphone une self intercalée dans le

circuit d'excitation. On obtient ainsi une variation de la période des oscillations.

Les procédés indiqués par les figures 226 et 227 con-

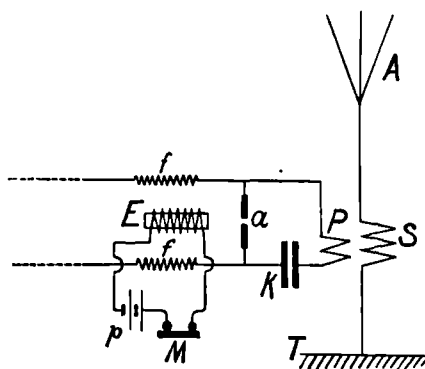


Fig. 227.

sistent à agir sur le soufflage de l'arc. Dans le premier, le microphone est simplement monté aux bornes de l'enroulement de l'électrosouffleur intercalé dans le circuit

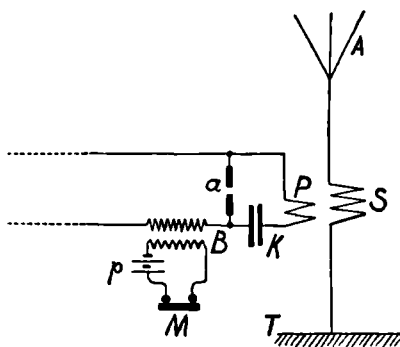


Fig. 228.

d'alimentation. Dans le deuxième, cet électrosouffleur est alimenté par un circuit spécial, dans lequel est intercalé le microphone.

M. Eisenstein remplace la self du circuit d'alimentation

par le secondaire d'une bobine d'induction B (fig. 228), dans le primaire de laquelle sont intercalés une pile et le microphone.

On peut encore agir sur l'arc lui-même en plaçant un microphone à grand débit, avec une pile, dans le primaire d'une bobine d'induction (fig. 229), dont le se-

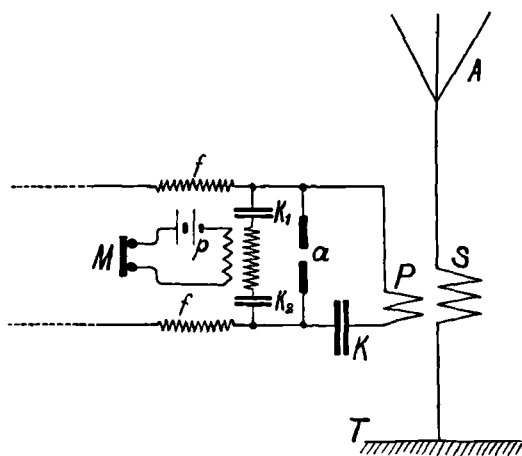


Fig. 229.

condaire est relié à l'arc par l'intermédiaire de deux condensateurs  $K_1$  et  $K_2$ .

Citons enfin un autre moyen d'agir sur l'activité de l'arc, qui consiste à faire varier l'apport du gaz, dans l'atmosphère qui l'entoure, au moyen des vibrations de la parole. Pour cela, on fait agir ces vibrations sur une capsule manométrique intercalée sur le tuyau d'amenée du gaz.

*Montage des appareils récepteurs.* — L'expérience a montré que l'on peut faire usage, pour la téléphonie sans fil, de tous les récepteurs employés pour la télégraphie sans fil, qui comportent un téléphone écouteur. Toutefois, on a reconnu que l'accouplement du circuit

récepteur avec l'antenne doit être très lâche. Avec un accouplement rigide, on augmente, à la vérité, l'intensité des sons perçus, mais aux dépens de la netteté. Les meilleurs résultats ont été obtenus avec les détecteurs à gaz et les détecteurs à cristaux.

Le détecteur magnétique n'est pas suffisamment sensible, car il faut un certain intervalle entre les variations d'intensité, pour qu'il ait le temps de revenir à son état initial. Les détecteurs à charbon et l'électrolytique ont une sensibilité variable; toutefois, le dernier est souvent employé.

*Résultats obtenus.* — De nombreuses expériences, dont quelques-unes ont donné des résultats remarquables, ont été faites avec les divers procédés que nous venons de décrire. Bien qu'aucune d'elles n'ait encore eu de conséquences pratiques pour les applications de la téléphonie sans fil, il paraît intéressant de citer les plus importantes.

En 1907, M. Fessenden est parvenu à communiquer à 300 km, entre Brant-Rock et New-York, en employant à la transmission un alternateur donnant 1 kilowatt, avec une fréquence égale à 817 000. Cet alternateur était actionné par une turbine Laval. Le débit dans le microphone, monté sur l'antenne, était de 5 ampères. La hauteur des antennes était de 75 m.

M. de Forest, avec un arc placé dans une flamme d'alcool, a pu échanger des conversations à 50 km. Le microphone était monté en série avec l'antenne et la réception faite avec l'audion. Tous les navires faisant partie de l'escadre américaine qui vient de terminer le tour du monde étaient munis d'appareils de Forest pour la téléphonie sans fil, mais les résultats pratiques n'ont pas été, paraît-il, très bons.

En 1908, M. Poulsen a pu communiquer entre Esbjerg et Lyngby (270 km), avec des antennes de 60 m de hau-

teur. L'énergie employée était de 900 watts, dont 300 d'énergie radiée. Les ondes étaient produites par un arc placé dans un champ magnétique et la longueur d'onde était de 1 200 m. On employait six microphones placés en série sur l'antenne.

La compagnie Telefunken avait établi en 1906 une communication à 40 km en employant six arcs en série, dans l'air, et en montant le microphone en shunt sur le secondaire du Tesla. En novembre 1907, la distance franchie a été de 75 km entre Berlin et Rheinsberg, avec douze arcs en série.

M. Rhumer, avec un arc à haute tension (2 000 à 2 500 volts) à courant continu, entre électrodes filiformes, a pu transmettre la parole à 50 km, entre Namur et Bruxelles, avec un détecteur thermo-électrique spécial. M. Goldschmidt a également obtenu d'excellents résultats à 110 km aux environs de Bruxelles.

MM. V. Colin, Jeance et Mercier, officiers de la marine française, ont établi, en 1908, des communications entre Paris et Dieppe (200 km).

Enfin, les plus grandes portées paraissent avoir été obtenues par M. Majorana en novembre 1908, grâce à l'emploi de son microphone à liquide. Des conversations très claires ont pu être échangées entre Rome et Caprera (270 km), puis entre Rome et Trapani (420 km), avec des antennes de 60 m. Les oscillations étaient engendrées par un arc Poulsen et la réception faite au moyen d'un détecteur à cristaux (pyrite de fer, platine). M. Majorana indique que la portée de pratique courante, par les procédés qu'il a employés, peut être fixée à 400 km. Il est intéressant de remarquer que, au cours de ces expériences, l'audition de la parole a été trouvée plus claire que dans la téléphonie ordinaire.

## CHAPITRE XV

### HISTORIQUE ET ÉTAT ACTUEL DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

---

Comme nous l'avons dit dans les premiers chapitres, l'idée d'utiliser les oscillations électriques pour la transmission des signaux télégraphiques sans conducteur, paraît appartenir à Tesla. Après lui, Lodge signale la possibilité de déceler à distance la présence des ondes, en employant le tube de Branly. En 1895, Popoff indique l'application à la télégraphie, du récepteur imaginé par lui pour l'étude de l'électricité atmosphérique, mais le transmetteur reste à trouver.

Enfin, c'est en 1896 que M. Marconi réalise la première communication par ondes hertziennes ; depuis cette époque, il a continué à perfectionner ses premiers dispositifs, et l'on peut dire qu'il est encore à l'heure actuelle, de tous les ingénieurs s'occupant de télégraphie sans fil, celui qui a fait progresser le plus la question.

Toutefois, il est juste de reconnaître qu'un bon nombre de perfectionnements et d'études techniques ont été faits en dehors de lui, ainsi qu'on a pu s'en rendre compte au cours de cet ouvrage. Mais la grande difficulté de réaliser des expériences, toujours très coûteuses en raison des installations nécessaires, n'a permis qu'aux puissantes compagnies et à quelques services d'État de donner une impulsion utile au nouveau moyen de communication.

Les étapes successives de la télégraphie sans fil sont les suivantes :

De 1896 à 1900, le premier dispositif imaginé par

M. Marconi, fut seul appliqué, avec quelques variantes, sans aucune tentative de mise en résonance réelle.

En 1901, furent réalisés les premiers dispositifs dits syntonisés, de Braun et Marconi.

En 1905, l'importance de l'amortissement et le rôle de l'accouplement furent mis en évidence par Slaby, Drude, Wien, Abraham, Seibt.

En 1906, eurent lieu les premières tentatives d'emploi des oscillations non amorties.

Nous décrivons sommairement un certain nombre d'applications et d'expériences réalisées par divers expérimentateurs dans chacune de ces périodes.

*Expériences entre la France et l'Angleterre.* — Dans la première période, l'expérience la plus intéressante fut

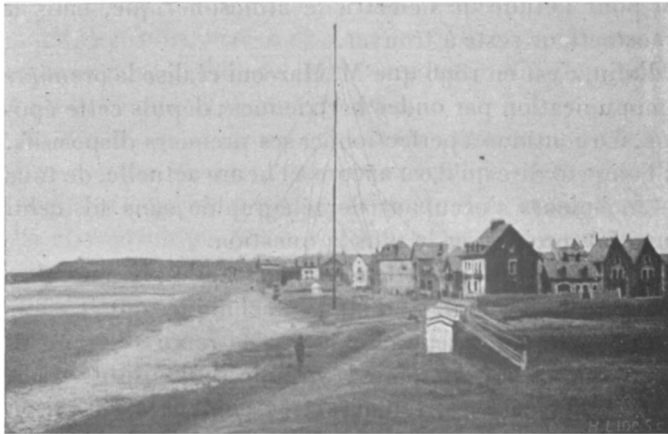


Fig. 230.

l'établissement d'une communication radiotélégraphique entre la France et l'Angleterre, par M. Marconi, en 1899. C'est la première application vraiment pratique de la télégraphie sans fil.



Les stations furent installées, l'une à Wimereux (fig. 230), l'autre à South-Foreland (fig. 231), la distance étant de 46 km.

Les supports d'antennes étaient constitués par des mâts dont la hauteur primitive de 45 m fut ensuite réduite à 37 m, mais ne put l'être davantage.

La transmission était faite par excitation directe des antennes, au moyen de petites bobines d'induction de



Fig. 231.

25 cm d'étincelle actionnées par des piles sèches. La réception était effectuée au moyen d'un petit transformateur (jigger), dont la construction était tenue secrète, agissant sur le cohéreur. Le schéma était semblable à celui de la figure 155.

Les expériences faites furent les suivantes :

Expériences de communication simple entre les deux stations et avec un navire de guerre français, l'*Ibis* (fig. 232), puis la *Vienne*, dont les antennes avaient respectivement 22 et 31 m.

Expériences analogues, les navires se déplaçant le long

de la côte, de manière à interposer des obstacles sur les lignes de communication.

Essais de syntonisation.

Les deux premières séries d'expériences donnèrent des résultats excellents; les portées atteintes furent de 50 km environ (au maximum), sans obstacles, et de 20 à 25 km avec interposition du cap Gris-Nez.

Quant aux expériences de syntonisation, elles ne don-

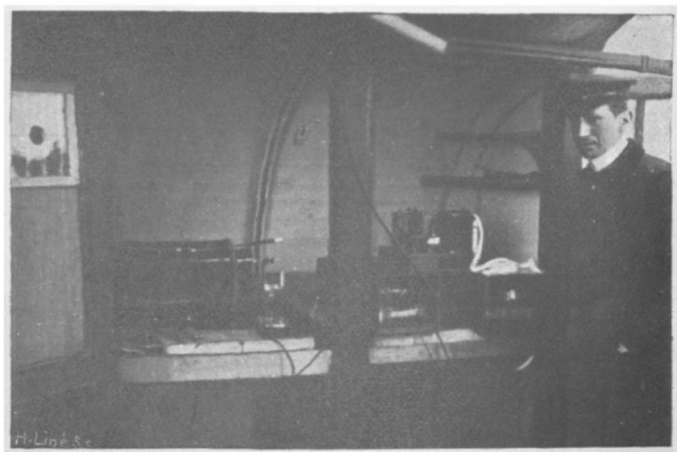


Fig. 232.

nèrent que des résultats incertains; leur durée fut d'ailleurs très courte.

*Expériences entre la France et la Corse.* — Les premières expériences avec des appareils syntonisés furent faites par M. Marconi en 1901, entre la France et la Corse.

Les stations furent installées, l'une à Biot, près d'Antibes (fig. 233), l'autre à Calvi (Corse) [fig. 234], la distance étant de 175 km environ.

La transmission était effectuée par excitation indirecte

de l'antenne, au moyen d'un transformateur Tesla. L'énergie électrique était fournie par de petits accumulateurs actionnant deux bobines d'induction de 25 cm montées en parallèle.

La réception était faite au cohéreur. Les antennes,

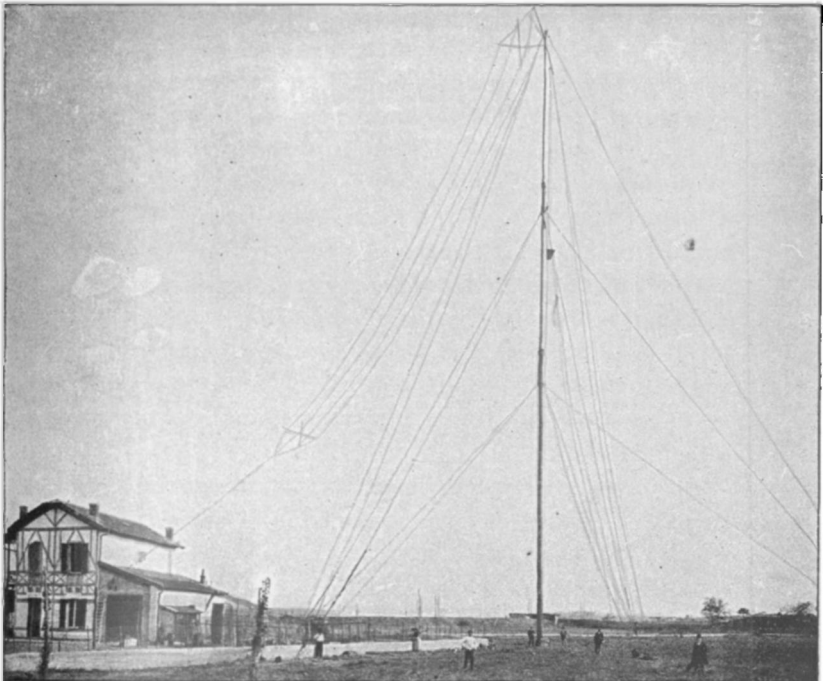


Fig. 233.

dont la hauteur était de 55 m environ, étaient supportées par des mâts analogues à des mâts de navires. Elles comprenaient quatre conducteurs en parallèle, montés suivant les arêtes d'un prisme de 1,5 m de côté.

Les expériences furent les suivantes :

Communication simple entre les deux stations, avec des longueurs d'onde différentes.

Communication avec le navire *Princesse-Alice*, appartenant au prince de Monaco.

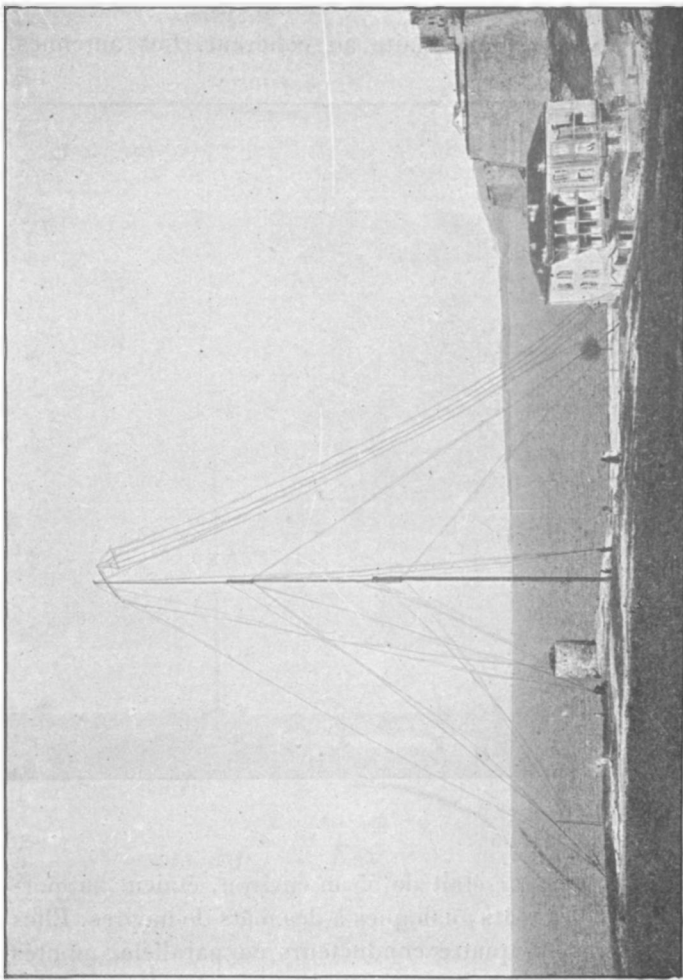


Fig. 258.

Essais de double communication.

La première série donna des résultats excellents : les

communications purent être établies avec trois longueurs d'onde très différentes, 300, 200 et 70 m. La plus longue, correspondant à peu près à la longueur d'onde propre de l'antenne, donna toutefois les meilleurs résultats. On vérifia également que la stabilité des divers réglages était suffisante pour permettre un service ininterrompu pendant trois heures consécutives. La vitesse de transmission put atteindre quatorze mots à la minute.

Les expériences de communication avec la *Princesse-Alice* furent également couronnées de succès : la distance franchie fut supérieure à 150 km.

Quant aux expériences de double communication simultanée, elles ne donnèrent pas de résultats bien satisfaisants. Deux télégrammes étaient transmis simultanément dans la même antenne avec deux longueurs d'onde différentes, et la réception était effectuée aussi dans une même antenne, au moyen de deux récepteurs. On parvint à régler les récepteurs de manière que chacun d'eux n'enregistrât isolément qu'un seul des télégrammes, mais, lorsque tous deux étaient reliés simultanément à l'antenne, les signaux se brouillaient.

Pendant ces expériences, un récepteur fut installé à une distance de 50 km environ de Biot, et on put constater que cet appareil enregistrait, sans aucun accord, tous les télégrammes transmis par Biot, quelle que fût la longueur d'onde employée.

*Expériences de la Télégraphie Militaire.* — L'établissement central du matériel de la Télégraphie Militaire s'est occupé, dès 1898, de rechercher les moyens d'appliquer la télégraphie sans fil aux besoins militaires. Il est parvenu à créer peu à peu un matériel spécial, entièrement étudié par lui, donnant des résultats comparables à ceux que l'on obtient avec les appareils des compagnies étrangères.

La plupart de ces expériences furent faites avec la

collaboration des capitaines Becq, Appiano, Fracque et Brenot. Nous ne les décrivons pas en détail, car elles ont aujourd'hui perdu leur intérêt. Disons seulement qu'elles furent conduites de manière à étudier successivement tous les facteurs qui peuvent influencer sur la transmission des ondes, ainsi que les différents modèles d'appareils pour la transmission et la réception.

Plusieurs de ces expériences furent réalisées avec le précieux concours de M. A. Blondel. Nous citerons en

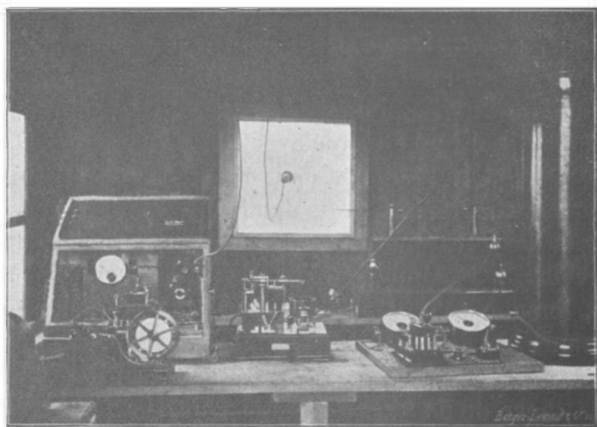


Fig. 235.

particulier les essais relatifs à la recherche de la direction d'où provient un télégramme (page 349).

La figure 235 représente l'intérieur d'un poste militaire en 1901.

Le ballon représenté figure 236 était employé à des expériences faites, la même année, pour étudier l'influence de la hauteur des antennes.

En 1902, le service de la Télégraphie Militaire fut chargé d'installer une communication radiotélégraphique entre la Martinique et la Guadeloupe (180 km), pour

remplacer provisoirement le câble détruit par l'éruption de la montagne Pelée, pendant la réparation de ce câble.

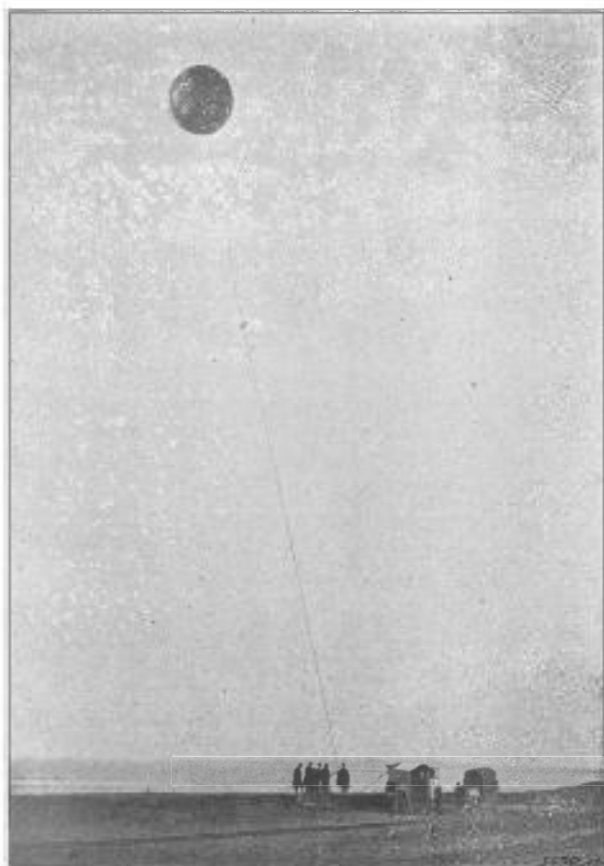


Fig. 236.

Le personnel et le matériel nécessaires, demandés le 12 septembre, furent embarqués le 26 septembre et les premiers télégrammes furent échangés le 4 décembre.

Une des stations fut installée à Beauséjour, près de

Trinité (Martinique) [fig. 237 et 238], par l'un de nous, l'autre à La Verduze, près La Pointe-à-Pitre (Guadeloupe)

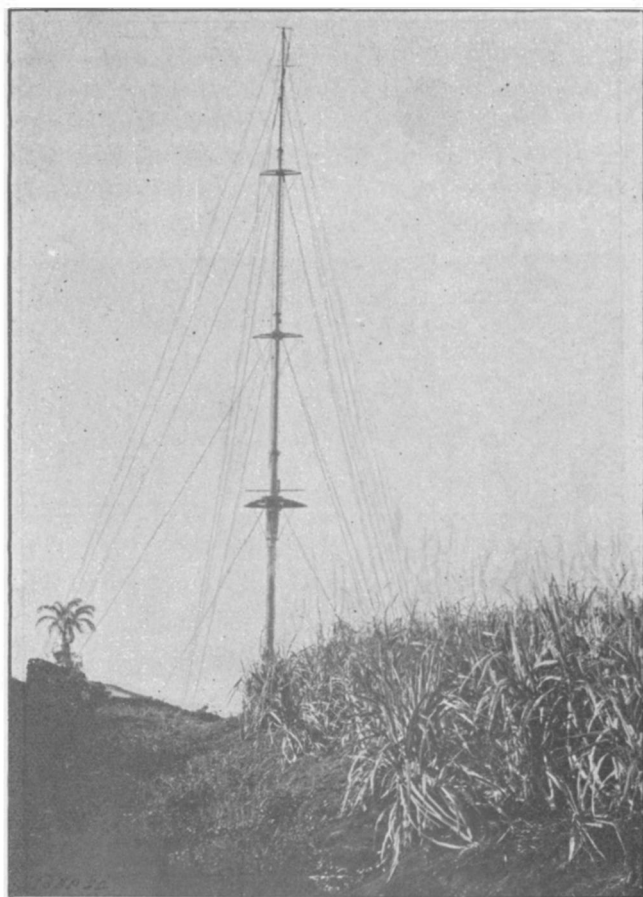


Fig. 237.

[fig. 239 et 240], par M. Magne. Le service fut ensuite assuré par les soins du lieutenant Mounier jusqu'à la fin de 1903, époque à laquelle le câble réparé fut remis en service.



En 1903, les portées des stations militaires avec ballons atteignaient 400 km (Paris—Belfort). Les figures 241 et 242 représentent quelques détails de stations militaires à cette époque.

C'est la même année qu'une première installation provisoire fut faite à la tour Eiffel, en vue de remplacer, pour la station de Paris, le ballon destiné à soutenir l'antenne. Les essais furent couronnés de succès et, par des modifications successives, la portée de la

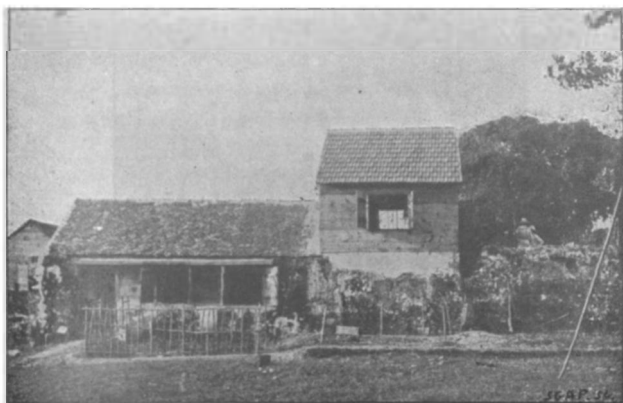


Fig. 238.

station atteignit 2 500 km avec une puissance inférieure à 10 kilowatts. Nous reviendrons plus loin sur ce sujet, à propos des stations puissantes.

Depuis 1903 jusqu'à 1908, le service de la Télégraphie Militaire a étudié et mis en service un certain nombre de stations radiotélégraphiques fixes et mobiles.

Enfin, en 1908, l'armée française a utilisé pour la première fois la télégraphie sans fil pour les opérations de guerre au Maroc. Le matériel destiné au service à terre comprenait : une station fixe à faible portée, qui fut installée au camp près de Casablanca, et deux stations

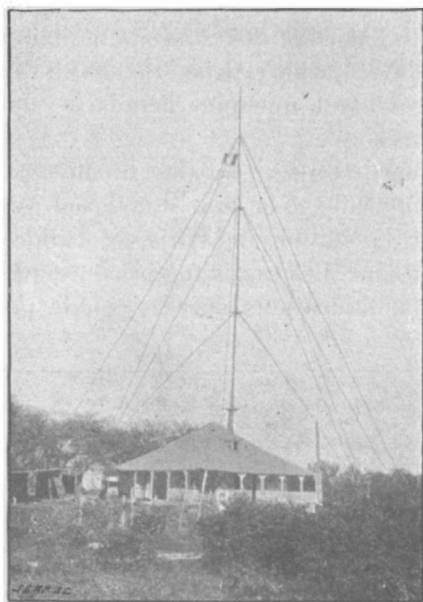


Fig. 23c.

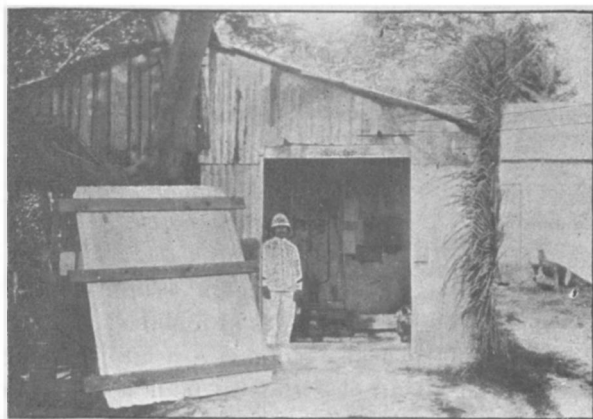
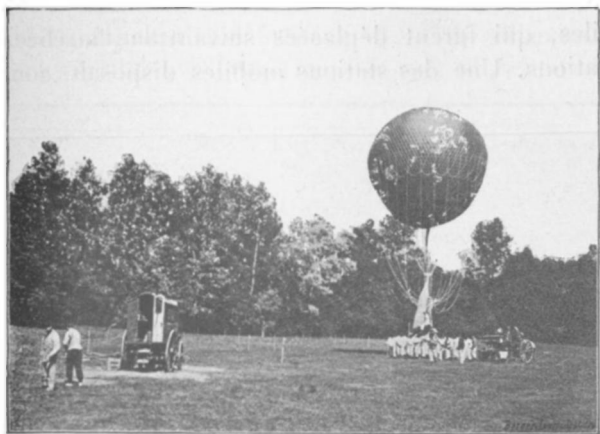
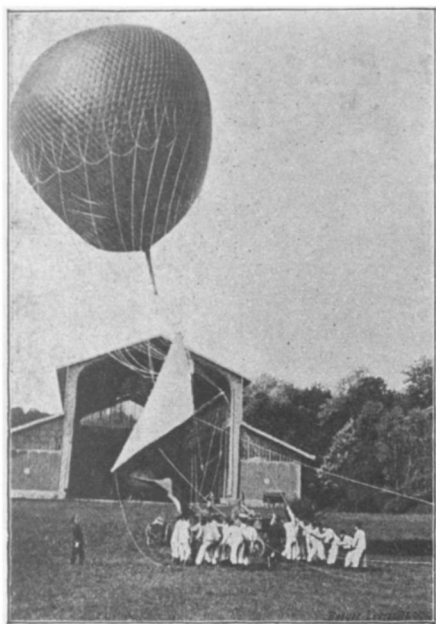


Fig. 24.)



**Fig. 241.**



**Fig. 242.**

mobiles, qui furent déplacées suivant la marche des opérations. Une des stations mobiles disposait, comme

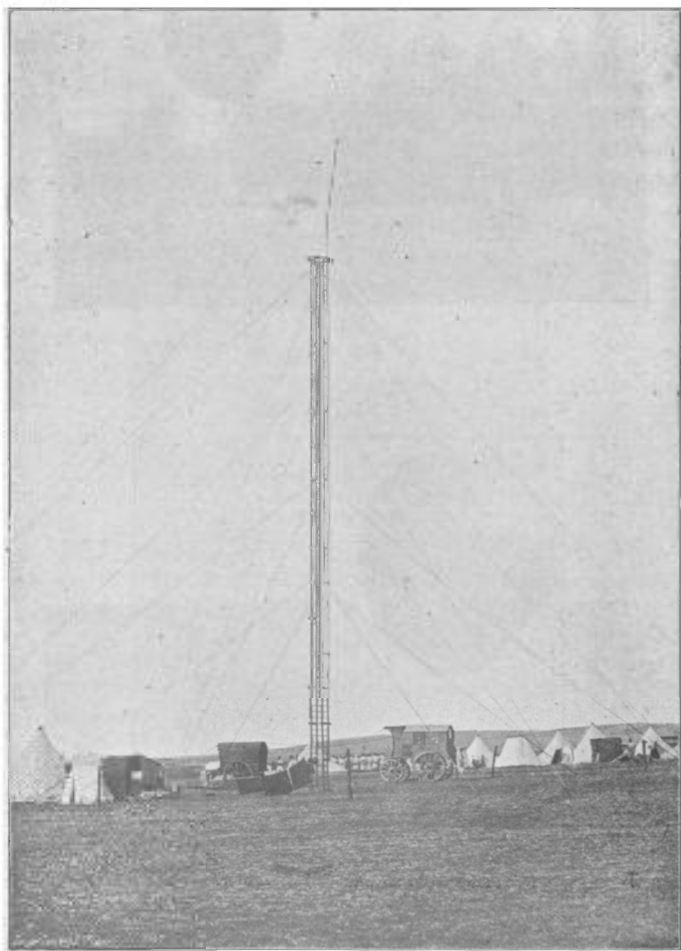


Fig. 248.

support d'antenne, d'une échelle Durand de 23 m de hauteur (fig. 243), qui était surmontée de perches en

bambou donnant une hauteur totale de 28 m environ.

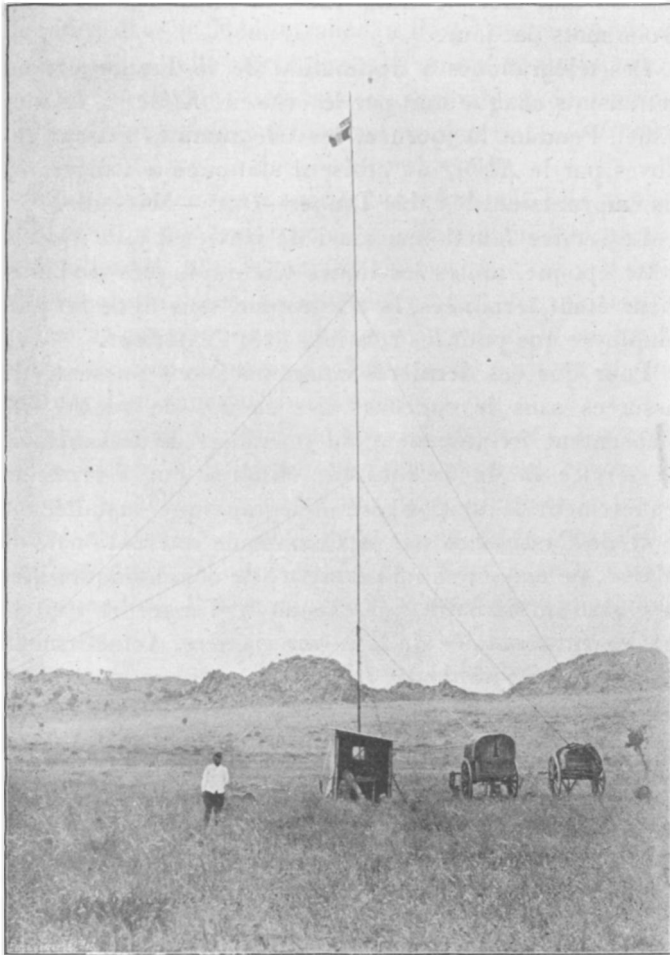


Fig. 244.

L'autre station disposait d'un mât démontable (type Audouard) de 30 m de hauteur (fig. 244).

Les communications furent constamment maintenues entre les trois stations. La distance à franchir ne dépassa pas 80 km, mais le trafic fut très intense et atteignit 3 000 mots par jour.

Les télégrammes à destination de la France étaient retransmis chaque nuit par le croiseur *Kléber* à la tour Eiffel. Pendant la journée, les télégrammes étaient envoyés par le *Kléber* au croiseur stationné à Tanger, où ils empruntaient le câble Tanger—Oran—Marseille.

Le service fonctionna ainsi de janvier à juin 1908. A cette époque, toutes les lignes télégraphiques de l'intérieur étant terminées, la télégraphie sans fil ne fut plus employée que pour les relations avec l'extérieur.

Pour que ces dernières communications pussent être assurées sans le concours des navires de guerre, qui s'absentent fréquemment du mouillage de Casablanca, le service de la Télégraphie Militaire eut à remanier entièrement la station radiotélégraphique installée au port de Casablanca par la Compagnie internationale du Maroc, de manière à lui permettre de communiquer avec une station similaire qui existait à Tanger et qui fut également remaniée de la même manière. Actuellement, le service télégraphique fonctionne régulièrement entre ces deux stations, qui sont desservies, à Casablanca, par des sapeurs télégraphistes et, à Tanger, par des marins.

*Expériences de la marine française.* — La marine de guerre française s'est occupée dès la première heure de tirer parti du nouveau moyen de communication, qui est le seul permettant la liaison des navires quand ils sont hors de vue.

En dehors des travaux théoriques très appréciés de M. Tissot, de nombreuses expériences et applications ont été réalisées, surtout depuis qu'un organe spécial, la Commission centrale de télégraphie sans fil de la marine,

présidée par l'amiral Arago, puis par l'amiral Gaschard, a pu centraliser et diriger les efforts.

Cette commission a elle-même installé des stations d'études dans la Méditerranée, à Port-Vendres, Agde et Porquerolles; elle a créé dès 1902 un matériel qui a permis, dans certaines circonstances favorables, de communiquer jusqu'à 500 km (communication entre le *Bruix*, partant en Chine, et Port-Vendres, 1906).

Elle a établi en 1907, avec le concours de la Télégraphie Militaire, un nouveau type de matériel actuellement installé à bord de tous les navires de guerre, ainsi que dans les stations côtières. Ce matériel permet aux navires de guerre de communiquer entre eux à plus de 1 000 km la nuit, avec une dépense de 3 kilowatts environ et une hauteur d'antenne inférieure à 40 m.

Cette portée a même été souvent dépassée. Les croiseurs *Kléber* et le *Dupuy-de-Lôme* assurent encore, à l'heure actuelle, des communications directes entre le Maroc et Paris à 2 200 km. Le poste de la tour Eiffel emploie pour cela une onde de 1 800 m et le navire correspondant l'harmonique 3, c'est-à-dire une onde de 600 m.

Enfin nous avons déjà signalé, page 334, les expériences faites dans la Méditerranée, qui ont permis de vérifier que les communications entre deux navires ne sont pas troublées par des émissions faites à toute puissance par un troisième navire placé à une distance de l'ordre de  $\frac{1}{20}$  de la distance qui sépare les postes correspondants.

Il suffit pour cela que la différence des ondes employées soit de  $\frac{1}{30}$  environ.

Nous ajouterons que la Commission de la Marine a entrepris l'étude de la téléphonie sans fil et que de très bons résultats ont déjà été obtenus par MM. V. Colin, Jeance et Mercier.

*État actuel dans les divers pays.* — Les départements de la guerre et de la marine ne furent pas seuls, en France, à s'occuper activement de la télégraphie sans fil. L'administration des télégraphes a confié successivement à MM. Voisenat, Magne, Girousse et Petit l'étude de la réalisation de stations radiotélégraphiques commerciales. Nous citerons en particulier les stations de Sainte-Marie-du-Rhône et d'Alger (fig. 245), créées par M. Petit et dont la portée dépasse 1 000 km.

L'industrie privée française s'est également intéressée à la question et une puissante compagnie a été fondée, en 1907, sous le nom de « Compagnie Générale Radiotélégraphique ». De nombreuses stations ont déjà été installées par elle, dans d'excellentes conditions.

En Angleterre et en Italie, la plupart des applications de la télégraphie sans fil sont réalisées par la compagnie Marconi, qui a créé un grand nombre de stations militaires et commerciales. Cette compagnie a également effectué un grand nombre d'expériences. Il convient aussi de citer les essais faits en Angleterre par MM. Lodge et Muirhead, M. Maleskyne, le commandant Jackson, etc., et en Italie par M. Artom.

En Allemagne, les études et applications ont reçu un développement exceptionnel, grâce aux travaux de Slaby, Drude, Zenneck, Abraham, Seibt, Arco, etc., et à la formation d'une puissante compagnie, la Telefunken.

Le nombre des stations terrestres et maritimes existant actuellement est considérable. L'organisation militaire est très complète et l'on peut dire que la télégraphie sans fil donne en Allemagne son maximum de rendement ; peut-être même a-t-on exagéré le nombre des applications.

En Russie, la guerre russo-japonaise a été l'occasion d'un développement considérable de la télégraphie sans fil. Les installations furent tout d'abord faites avec le matériel de MM. Popoff et Ducretet, mais actuellement ce



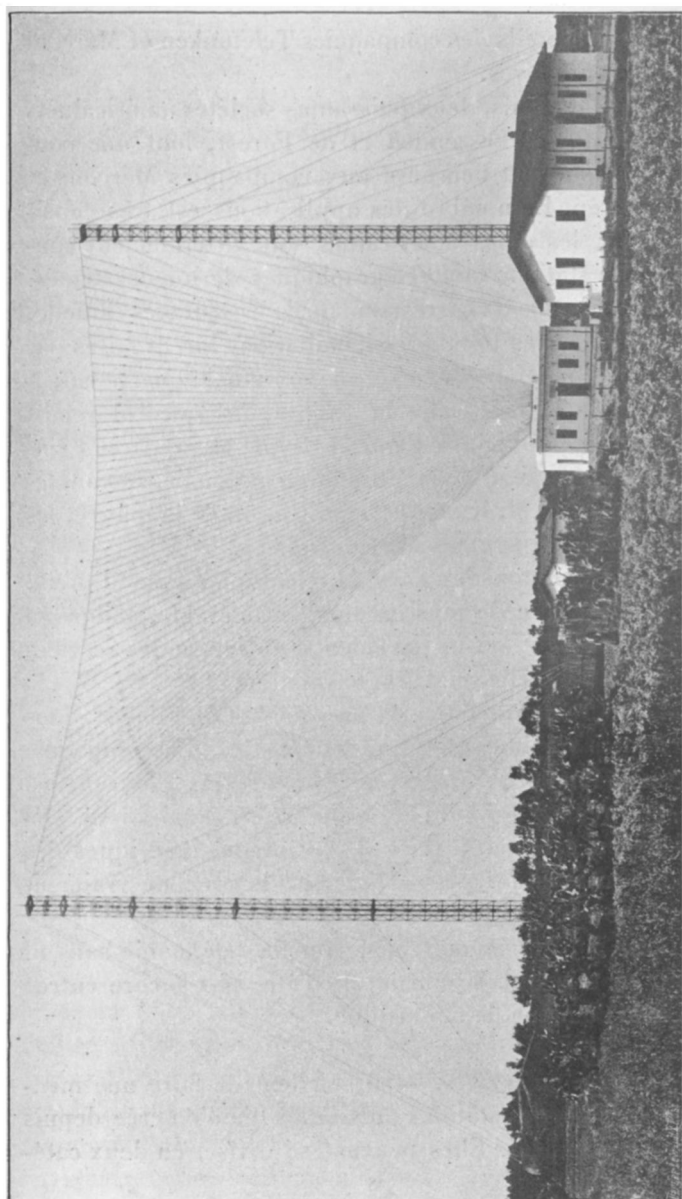


Fig. 245.

sont les appareils des compagnies Telefunken et Marconi qui sont employés.

Aux États-Unis, deux puissantes sociétés américaines, les compagnies Fessenden et de Forest, font une concurrence souvent heureuse aux compagnies Marconi et Telefunken. Le nombre des applications est très considérable : les côtes américaines sont littéralement couvertes de stations radiotélégraphiques de tous systèmes. Aussi l'échange de correspondances y est-il très difficile.

Au Japon, les premières installations furent faites par la compagnie Marconi, mais au cours de la guerre russo-japonaise, dans laquelle la télégraphie sans fil rendit d'immenses services à l'amiral Togo, les appareils employés provenaient de la fabrication nationale, suivant les indications de M. Kimura. Depuis la fin de la guerre, les applications se sont encore multipliées.

Enfin, dans tous les pays, la télégraphie sans fil prend une importance de plus en plus considérable, malgré sa complication et ses inconvénients, en raison des services importants qu'elle rend à la navigation.

Il faut remarquer que la presque totalité des stations existantes emploient des ondes amorties. La compagnie « Amalgamated », qui exploite les brevets Poulsen, n'a encore réalisé qu'un petit nombre d'installations. La raison en est que, malgré les avantages théoriques des ondes entretenues, il n'existe pas de procédé vraiment pratique pour les produire.

C'est à cette même cause que la téléphonie sans fil doit, en très grande partie, de n'être pas encore entrée dans le domaine de la pratique.

*Stations puissantes.* — Il convient de faire une mention spéciale des stations puissantes que l'on crée depuis quelques années. Elles peuvent se diviser en deux catégories :

Celles qui n'ont qu'à transmettre des télégrammes

aux petites stations normales, et n'en reçoivent pas de celles-ci ;

Celles qui sont destinées à assurer une communication entre deux points très éloignés, c'est-à-dire qui reçoivent et transmettent des télégrammes.

Afin de pouvoir mettre en jeu une énergie considérable, ces stations emploient de grandes longueurs d'onde, aux environs de 2000 m, et une puissance de 30 à 150 chevaux ou même davantage.

Les antennes, qui doivent avoir une période propre voisine de celles des ondes transmises, sont à très grande surface ou grande hauteur.

Les stations puissantes qui furent les premières créées sont celles de Poldhu (Angleterre) et du cap Cod (États-Unis). Elles furent établies par M. Marconi en 1901 pour tenter de faire franchir l'Atlantique aux télégrammes hertiens.

La première antenne expérimentée comprenait un faisceau conique de fils supportés par vingt mâts de 65 m de hauteur, disposés sur une circonférence de 65 m de diamètre. La puissance disponible pour la transmission était de 100 chevaux.

La station transmettrice étant seule installée, la réception fut faite à Terre-Neuve au moyen d'une antenne supportée par un ballon. La lettre S fut ainsi reçue à plusieurs reprises, mais aucun télégramme ne put être déchiffré.

En 1902, le *Philadelphia* essaya de recevoir les télégrammes émis par Poldhu, et put recevoir des signaux jusqu'à 1500 milles. Une nouvelle station fut alors installée à *Glance-Bay*, au Canada, pour reprendre les essais transatlantiques. Cette station, ainsi que celles de Poldhu et du cap Cod qui furent transformées, était installée de la manière suivante.

Quatre tours en bois de 70 m de hauteur (fig. 246) furent élevées aux sommets d'un carré de 65 m de côté.

Leurs parties supérieures étaient réunies par quatre gros câbles soigneusement isolés qui portaient 400 fils de cuivre réunis à leur partie inférieure, de manière à former une pyramide renversée.

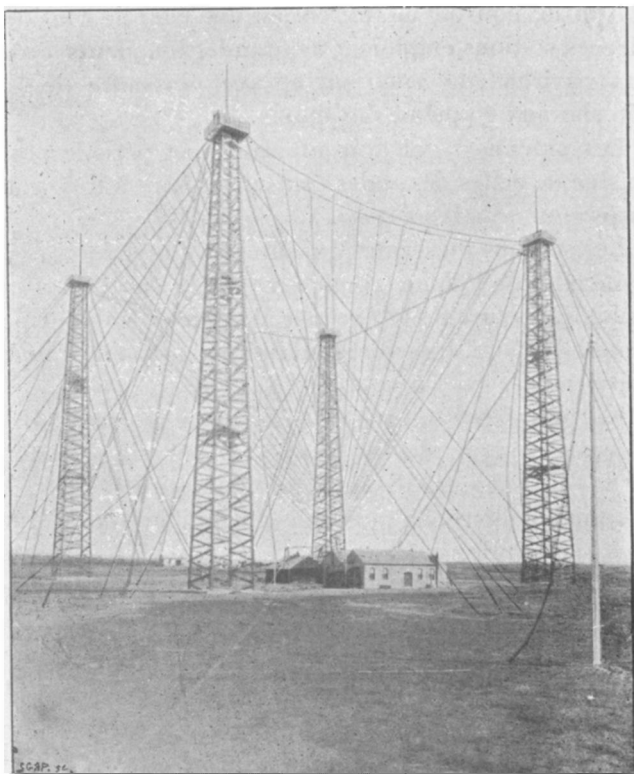


Fig. 246.

Des expériences furent faites à la fin de 1902 entre la station de Poldhu et le navire de guerre italien *Carlo-Alberto*, qui put recevoir des télégrammes pendant toute la durée de son voyage de Cronstadt à la Spezzia.

Ensuite furent repris sans grand succès les essais de communication entre Poldhu et Glace-Bay. Les résultats étant dans tous les cas insuffisants, M. Marconi résolut de modifier encore ses stations et de se borner, en attendant, à transmettre des télégrammes de presse aux navires en mer.

L'antenne de Glace-Bay fut d'abord construite suivant le type Blondel (fig. 36). Elle fut ensuite modifiée comme l'indique la figure 247, et, en 1907, devenue définitive, elle fut adoptée pour Glace-Bay et pour une nouvelle station, Cliffden en Irlande, créée spécialement pour les nouveaux essais transatlantiques.

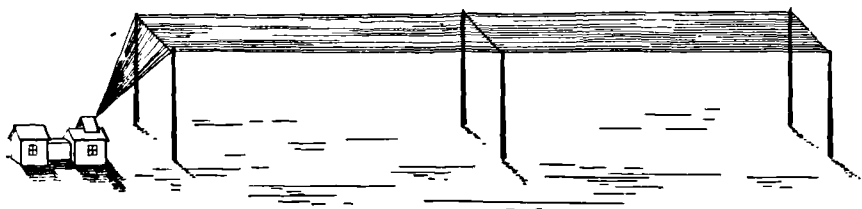


Fig. 247.

Ces antennes horizontales, orientées dans la direction opposée au correspondant, comprennent 60 fils parallèles de 330 m de longueur, placés à 100 m de hauteur. La longueur d'onde employée est d'environ 4 000 m.

Ces stations sont munies du dispositif de transmission à trois électrodes tournantes, décrit page 387. Les condensateurs sont à *air*. Malgré leur encombrement, ils présentent certains avantages au point de vue électrique (suppression des pertes par hystérésis diélectrique), comme au point de vue économique. Chaque station possède deux moteurs de 500 chevaux, qui sont employés à tour de rôle. Actuellement, la transmission est faite avec du courant alternatif à 42 périodes, avec une fréquence d'étincelles d'environ 200. On doit installer pro-

chainement le courant continu à haute tension suivant la description donnée page 387.

Les essais entrepris à la fin de 1907 donnèrent d'assez bons résultats et, à l'heure actuelle, des télégrammes sont échangés jour et nuit. Néanmoins, les signaux sont encore faibles. Il est intéressant de noter que les télégrammes de *Glace-Bay* sont reçus à la tour Eiffel et que, malgré l'orientation de l'antenne de *Cliffden*, les télé-

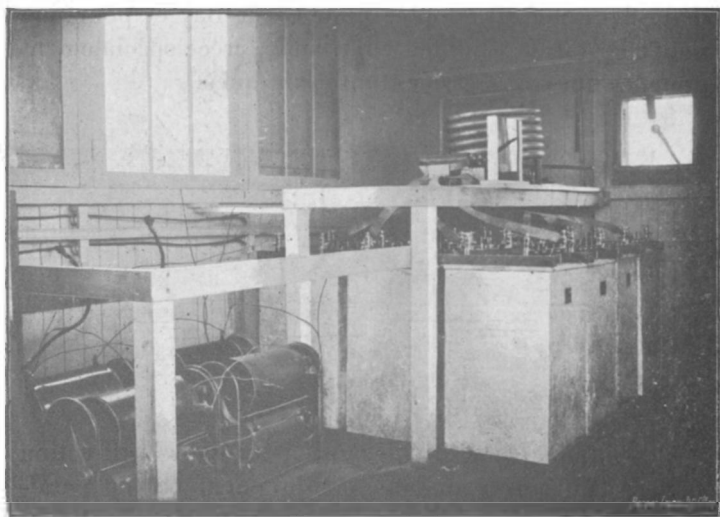


Fig. 248.

grammes de cette station ont été reçus par des navires de guerre français sur les côtes de l'Algérie et du Maroc.

Il semble résulter d'ailleurs des essais effectués avec un grand nombre de postes que, indépendamment des propriétés directrices des antennes, la direction nord-sud est plus favorable que la direction est-ouest. D'autre part, les communications sont meilleures dans le Pacifique que dans l'Atlantique, où les parasites sont plus nombreux.

En ce qui concerne l'influence solaire, la station de la tour Eiffel a fait les observations suivantes. L'accouple-

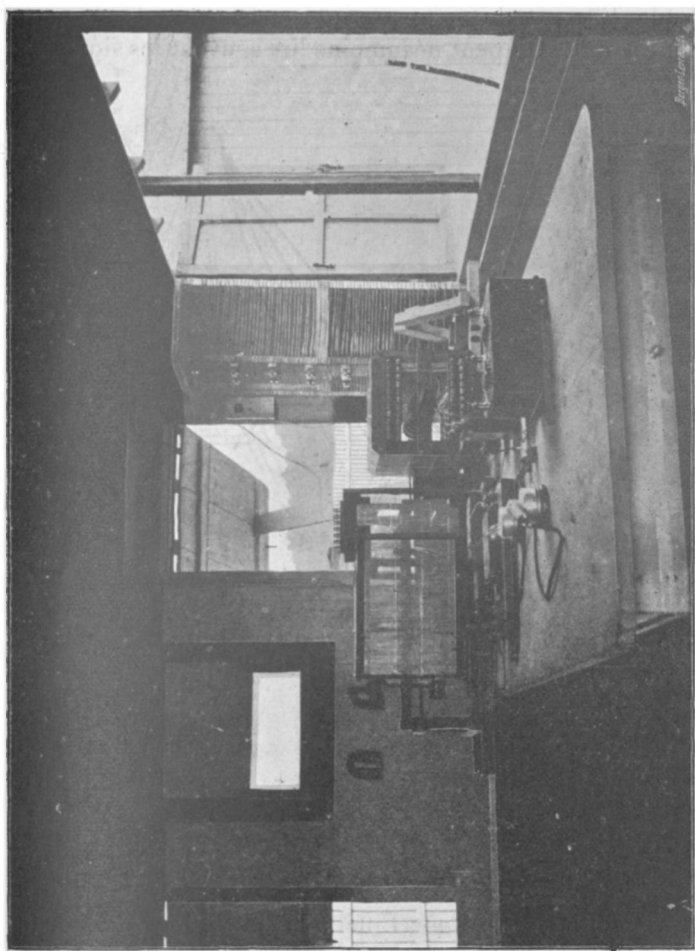


Fig. 10.

ment à *Glace-Bay* est tel, que l'on a deux ondes, l'une de 4 000, l'autre de 5 000 m environ. La première, c'est-à-dire la moins amortie, est reçue facilement à la tour

Eiffel pendant la nuit, jusqu'à 8 heures ou 9 heures du matin. Elle diminue ensuite d'intensité et on est alors forcé de s'accorder sur l'onde de 5 000 m, qui est très faible. Elle est du reste presque aussi peu intense pendant la nuit. On peut néanmoins lire souvent les signaux.

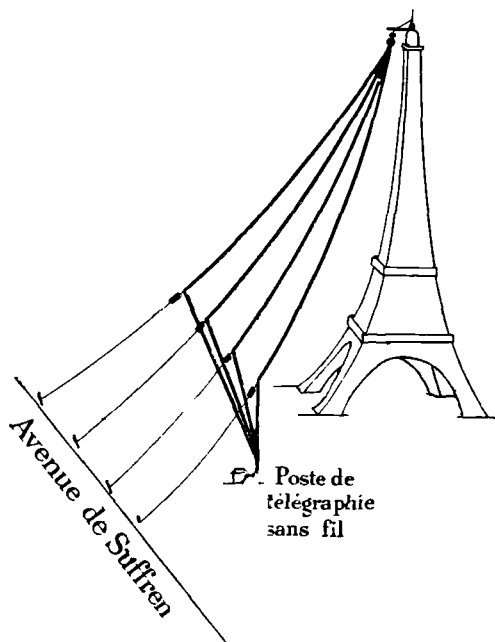


Fig. 250.

Il semble donc que l'influence solaire se fait sentir davantage sur les ondes peu amorties.

La station de la tour Eiffel a été créée en 1903 par le département de la guerre. On n'y employa d'abord que la faible puissance utilisable avec une bobine d'induction et le courant continu. Malgré la masse métallique de la tour qui absorbe une partie de l'énergie, les portées atteignirent 400 km. La bobine d'induction fut



ensuite remplacée par un transformateur à résonance, sans fuites magnétiques, alimenté par du courant alter-

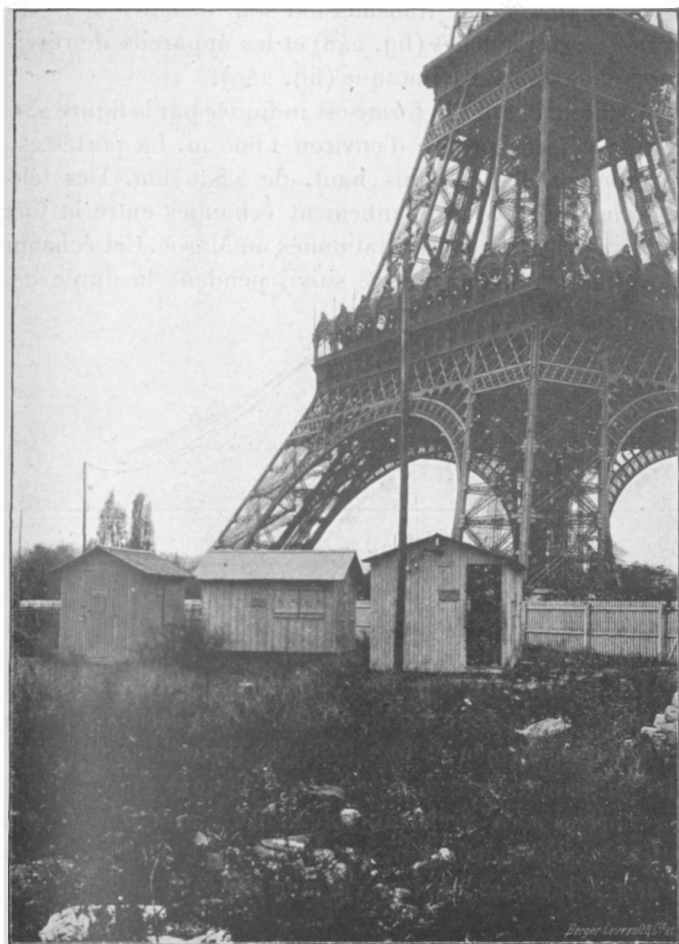


Fig. 251.

natif, et la puissance disponible fut portée d'abord à 3 puis à 8 et à 10 kilowatts. Le courant, à 42 périodes

et 220 volts, est emprunté au secteur d'éclairage de la rive gauche de Paris. Les condensateurs ont une capacité d'environ 0,4 microfarad.

Les appareils de transmission sont installés dans une baraque en planches (fig. 248) et les appareils de réception dans une autre baraque (fig. 249).

L'antenne, dont la forme est indiquée par la figure 250, a une période propre d'environ 1 600 m. La portée est, comme on l'a dit plus haut, de 2 500 km. Des télégrammes sont quotidiennement échangés entre la tour et les navires de guerre stationnés au Maroc. Cet échange de télégrammes a pu être suivi, pendant la durée des

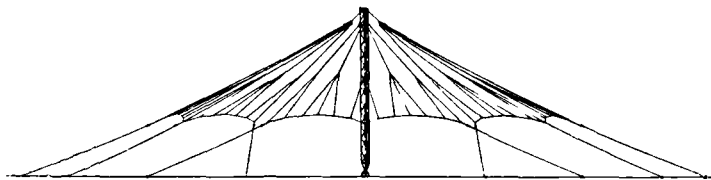


Fig. 252.

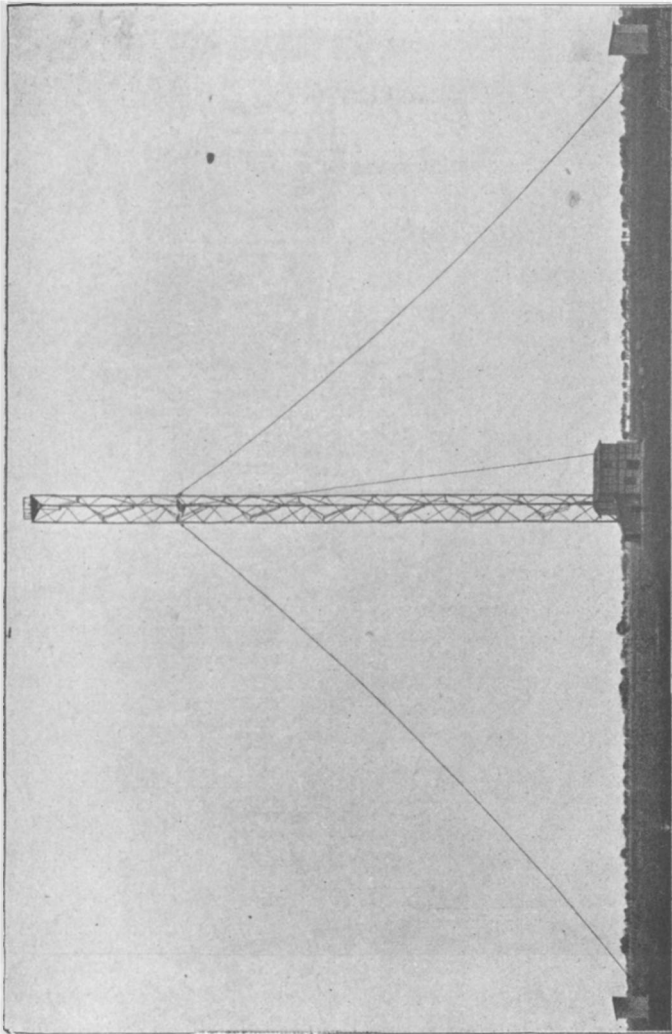
opérations actives, par les petites stations mobiles installées dans l'intérieur du Maroc.

La figure 251 représente l'ensemble de la station actuelle de la tour Eiffel. Cette station sera prochainement transformée et installée d'une manière définitive. La puissance disponible sera notablement augmentée et la portée sera vraisemblablement doublée. Elle sera utilisée notamment pour envoyer chaque nuit l'heure de Paris à tous les navires en mer situés dans son rayon d'action.

La compagnie Telefunken a créé en 1906 deux stations puissantes en Allemagne, l'une à Norddeich, à l'embouchure de l'Elbe, l'autre à Nauen, près de Berlin.

Aucun renseignement n'a été publié sur la première.

Quant à la station de Nauen, elle dispose d'une antenne constituée de la manière suivante (fig. 252 et 253) :



Une tour en fer de forme triangulaire, ayant 100 m

de hauteur, est posée sur un bloc isolant par l'intermédiaire d'une sorte de rotule sphérique. Des haubans iso-

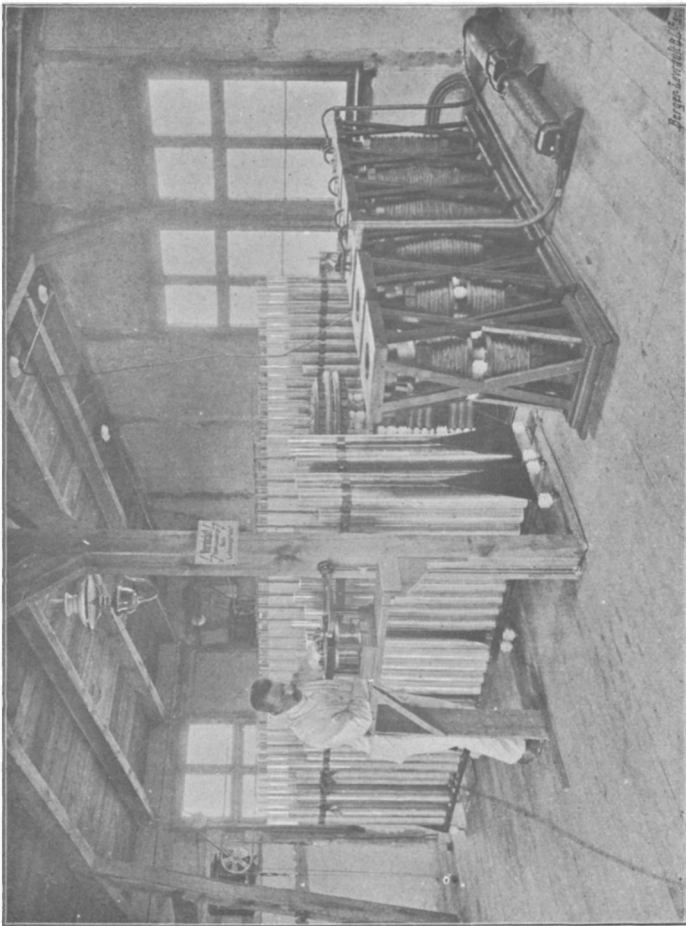


Fig. 151.

lés, fixés à la tour à une hauteur de 75 m, assurent sa stabilité. Du sommet partent 54 câbles métalliques qui s'étalent en forme de parapluie et se subdivisent à leur

extrémité en 162 câbles fixés au sol par l'intermédiaire de forts isolateurs et de haubans (fig. 253).

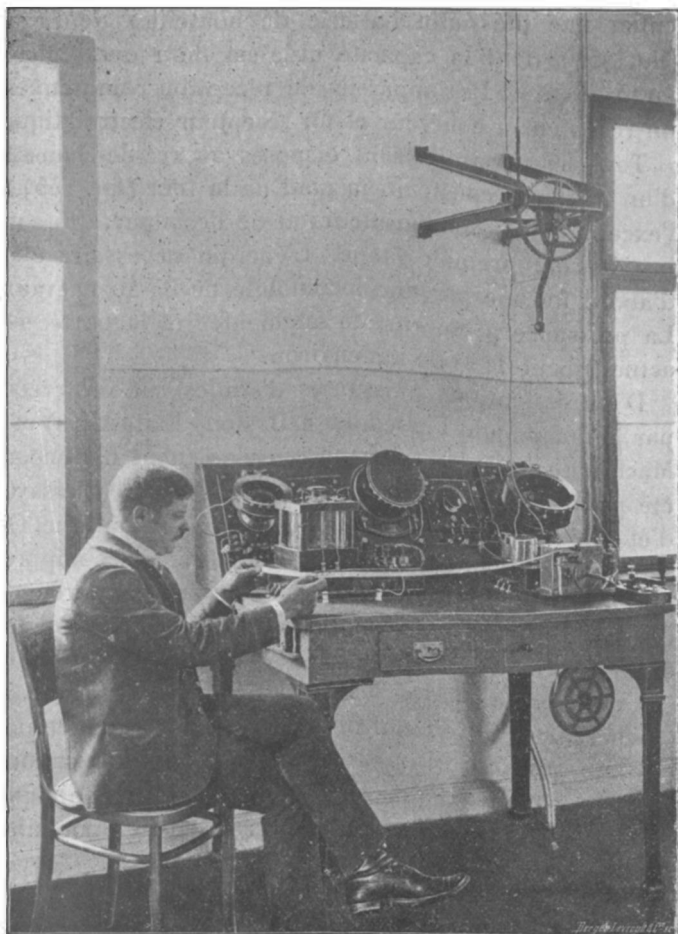


Fig. 255.

L'antenne se compose de la tour elle-même et des câbles rayonnant autour du sommet, lesquels couvrent une surface de 60 000 m<sup>2</sup>.

La prise de terre se compose de 108 fils noyés dans le sol et se subdivisant encore en 324 fils, couvrant 126 000 m<sup>2</sup>.

Les appareils de transmission comprennent en particulier une puissante batterie de bouteilles de Leyde (fig. 254), dont la capacité utile est de 1 demi-microfarad environ. Les appareils de réception comprennent un récepteur à cohéreur et un récepteur électrolytique.

Tous les appareils sont disposés au rez-de-chaussée d'un bâtiment construit au pied de la tour (fig. 255), à l'exception des condensateurs et de l'éclateur, qui sont installés au premier étage. L'énergie nécessaire était d'abord fournie par une locomobile de 35-40 chevaux. La puissance a été ensuite augmentée et la portée est actuellement de 2 000 km environ.

D'autres stations puissantes d'études ont été créées par la compagnie Fessenden à Boston (États-Unis) et à Machrianish (Écosse). Aucun renseignement n'a encore été publié sur ces stations installées en vue d'essayer d'établir une communication par-dessus l'Atlantique. On sait seulement que la station de Machrianish comporte une tour métallique de 150 m de hauteur. La portée de ces stations paraît être au moins égale à celle de Poldhu et du cap Cod.

Une nouvelle station à très grande portée est en voie d'achèvement à Coltano en Italie. Elle est installée par la compagnie Marconi pour assurer des communications directes entre l'Angleterre, l'Italie et la République Argentine. La puissance disponible serait de 1 000 kilowatts.

## CHAPITRE XVI

### RÉGLEMENTATION DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

#### CONCLUSIONS

---

Malgré les perfectionnements apportés depuis ces dernières années aux appareils de production et de réception des ondes hertziennes, on n'a pas réussi à faire disparaître tous les inconvénients que présente la télégraphie sans fil.

Ainsi qu'on l'a vu au cours de cet ouvrage, les nombreuses tentatives faites en vue de réaliser la syntonie n'ont encore donné que des résultats incomplets. Il en résulte qu'une station peut intercepter les dépêches adressées à une autre station, située dans un périmètre assez étendu. Cet inconvénient peut, à la vérité, être atténué dans une certaine mesure par l'emploi du langage chiffré.

Mais, ce qui est plus grave, la réception d'une dépêche peut être troublée et même empêchée, soit par des signaux parasites envoyés à dessein, soit par les signaux destinés à une station voisine.

Malgré ces inconvénients, la télégraphie sans fil se développe tous les jours : elle est aujourd'hui entrée dans le domaine de la pratique et cette extension rapide doit être attribuée à ce fait que, dans certains cas, la télégraphie sans fil est le seul moyen de communication possible.

Il est bien évident que sur terre, et notamment en Europe, il y aura toujours avantage à employer la télégraphie ordinaire ou la téléphonie, qui, grâce aux perfec-

tionnements apportés aux appareils, assurent un débit que ne permettrait pas la télégraphie sans fil. Nous en exceptons, bien entendu, le cas de guerre, où l'établissement des lignes n'est pas toujours réalisable.

Il n'en est pas de même pour les communications à la mer, soit qu'il s'agisse des relations de navire à navire, soit qu'il s'agisse des relations des navires avec la côte. Dans ce cas, en effet, l'une au moins des stations est mobile, sa position peut être inconnue de la station correspondante et la propagation des ondes dans toutes les directions devient alors un avantage.

C'est, par suite, surtout sur l'établissement des stations destinées aux communications maritimes que s'est porté le développement de la télégraphie sans fil. Mais, en raison de leur nombre toujours croissant et des troubles réciproques que peuvent se causer ces stations, on n'a pas tardé à reconnaître la nécessité de réglementer, d'une façon très étroite, l'emploi de la télégraphie sans fil.

C'est dans ce but que, après une conférence préliminaire tenue à Berlin en 1903, une conférence internationale s'est réunie également à Berlin en 1906. Le résultat de ses travaux a été la rédaction des documents que l'on trouvera ci-après et qui comprennent :

Une convention en date du 3 novembre 1906 avec engagement additionnel et protocole final ;

Un règlement de service annexé.

Ces documents ont été signés par les délégués accrédités comme plénipotentiaires de leurs gouvernements respectifs, mais ils ne sont devenus exécutoires qu'à partir du 1<sup>er</sup> juillet 1908 et après avoir été ratifiés par les États représentés à la conférence. Ils ne constituent d'ailleurs qu'une première approximation et, indépendamment des progrès d'ordre technique qui peuvent être réalisés, la pratique fera certainement reconnaître la nécessité de modifier ou de compléter certaines des dispositions adoptées. Aussi a-t-on prévu pour 1910 la réunion d'une nou-



velle conférence internationale qui se tiendra à Londres, en vue d'élaborer les modifications que l'expérience aura montré la nécessité d'apporter à la réglementation de la télégraphie sans fil.

Ce n'est pas seulement au point de vue international qu'il convient de réglementer la télégraphie sans fil. Dans un même pays, les stations se gênent d'autant plus qu'elles sont plus nombreuses et plus rapprochées. De plus, la facilité avec laquelle peuvent être installés des postes clandestins exige une réglementation sévère et une surveillance incessante. Enfin, les progrès que réalise chaque jour une application scientifique encore peu éloignée de son origine peuvent conduire très rapidement à transformer les installations existantes.

En ce qui concerne la France, ces diverses questions sont soumises à l'examen d'une commission mixte instituée par le décret du 7 mars 1907, dont on trouvera le texte ci-après.

Jusqu'à présent, la télégraphie sans fil a seule été réglementée. Mais on sera sans doute amené prochainement à établir des règles internationales au sujet de l'emploi des signaux hertziens dans les phares.

Et maintenant, nous ne pouvons que conclure comme nous l'avons déjà fait dans les précédentes éditions de cet ouvrage, où nous disions : « La télégraphie sans fil n'est appelée à faire disparaître aucun des moyens de communication actuellement existants. Dans certains cas, elle en deviendra un auxiliaire précieux, dans d'autres elle comblera des lacunes en permettant d'établir des relations impossibles avant elle. En particulier, elle contribuera à augmenter dans une très large mesure la sécurité de la navigation. »

Depuis que ces lignes ont été écrites, les événements sont venus en confirmer l'exactitude. Déjà, à plusieurs

reprises, les ondes hertziennes ont servi à éviter des sinistres maritimes ou ont permis de secourir des navires en détresse, et l'on ne compte plus aujourd'hui les vies humaines que la télégraphie sans fil a sauvées. D'autre part, l'expédition du Maroc a montré les services que ce procédé de communication peut rendre en temps de guerre.

Quant à la téléphonie sans fil, les résultats obtenus jusqu'à présent, quelque intéressants qu'ils soient au point de vue théorique, sont encore trop incertains pour permettre d'augurer de l'avenir qui lui est réservé.

---

# ANNEXES



**Convention radiotélégraphique internationale conclue entre l'Allemagne, les États-Unis d'Amérique, l'Argentine, l'Autriche, la Hongrie, la Belgique, le Brésil, la Bulgarie, le Chili, le Danemark, l'Espagne, la France, la Grande-Bretagne, la Grèce, l'Italie, le Japon, le Mexique, Monaco, la Norvège, les Pays-Bas, la Perse, le Portugal, la Roumanie, la Russie, la Suède, la Turquie et l'Uruguay**

Les soussignés, plénipotentiaires des gouvernements des pays ci-dessus énumérés, s'étant réunis en conférence à Berlin, ont, d'un commun accord et sous réserve de ratification, arrêté la convention suivante :

**ART. 1.** — Les hautes parties contractantes s'engagent à appliquer les dispositions de la présente convention dans toutes les stations radiotélégraphiques — stations côtières et stations de bord — ouvertes au service de la correspondance publique entre la terre et les navires en mer qui sont établies ou exploitées par les parties contractantes.

Elles s'engagent en outre à imposer l'observation de ces dispositions aux exploitations privées autorisées soit à établir ou à exploiter des stations côtières radiotélégraphiques ouvertes au service de la correspondance publique entre la terre et les navires en mer, soit à établir ou à exploiter des stations radiotélégraphiques ouvertes ou non au service de la correspondance publique à bord des navires qui portent leur pavillon.

**ART. 2.** — Est appelée station côtière toute station radiotélégraphique établie sur terre ferme ou à bord d'un navire ancré à demeure et utilisée pour l'échange de la correspondance avec les navires en mer.

Toute station radiotélégraphique établie sur un navire autre qu'un bateau fixe est appelée station de bord.

**ART. 3.** — Les stations côtières et les stations de bord sont tenues d'échanger réciproquement les radiotélégrammes sans distinction du système radiotélégraphique adopté par ces stations.

ART. 4. — Nonobstant les dispositions de l'article 3, une station peut être affectée à un service de correspondance publique restreinte déterminé par le but de la correspondance ou par d'autres circonstances indépendantes du système employé.

ART. 5. — Chacuné des hautes parties contractantes s'engage à faire relier les stations côtières au réseau télégraphique par des fils spéciaux ou tout au moins à prendre d'autres mesures assurant un échange rapide entre les stations côtières et le réseau télégraphique.

ART. 6. — Les hautes parties contractantes se donnent mutuellement connaissance des noms des stations côtières et des stations de bord visées à l'article 1, ainsi que de toutes les indications propres à faciliter et à accélérer les échanges radiotélégraphiques, qui seront spécifiées dans le règlement.

ART. 7. — Chacune des hautes parties contractantes se réserve la faculté de prescrire ou d'admettre que dans les stations visées à l'article 1, indépendamment de l'installation dont les indications sont publiées conformément à l'article 6, d'autres dispositifs soient établis et exploités en vue d'une transmission radiotélégraphique spéciale sans que les détails de ces dispositifs soient publiés.

ART. 8. — L'exploitation des stations radiotélégraphiques est organisée, autant que possible, de manière à ne pas troubler le service d'autres stations de l'espèce.

ART. 9. — Les stations radiotélégraphiques sont obligées d'accepter par priorité absolue les appels de détresse provenant des navires, de répondre de même à ces appels et d'y donner la suite qu'ils comportent.

ART. 10. — La taxe totale des radiotélégrammes comprend :

1° La taxe afférente au parcours maritime, savoir :

- a) la « taxe côtière » qui appartient à la station côtière ;
- b) la « taxe de bord » qui appartient à la station de bord.

2° La taxe pour la transmission sur les lignes du réseau télégraphique calculée d'après les règles générales.

Le taux de la taxe côtière est soumis à l'approbation du gouvernement dont relève la station côtière ; celui de la taxe de bord, à l'approbation du gouvernement dont le navire porte le pavillon.

Chacune de ces deux taxes doit être fixée suivant le tarif par mot pur et simple, avec minimum facultatif de taxe par télégramme, sur la base de la rémunération équitable du travail radiotélégraphique. Chacune d'elles ne peut dépasser un maximum à fixer par les hautes parties contractantes.

Toutefois, chacune des hautes parties contractantes a la faculté d'autoriser des taxes supérieures à ce maximum dans le cas de stations d'une portée dépassant 800 km, ou de stations exceptionnellement onéreuses en raison des conditions matérielles de leur installation et de leur exploitation.

Pour les radiotélégrammes originaires ou à destination d'un pays et échangés directement avec les stations côtières de ce pays, les hautes parties contractantes se donnent mutuellement connaissance des taxes applicables à la transmission sur les lignes de leurs réseaux télégraphiques. Ces taxes sont celles qui résultent du principe que la station côtière doit être considérée comme station d'origine ou de destination.

ART. 11. — Les dispositions de la présente convention sont complétées par un règlement qui a la même valeur et entre en vigueur en même temps que la convention.

Les prescriptions de la présente convention et du règlement y relatif peuvent être à toute époque modifiées d'un commun accord par les hautes parties contractantes. Des conférences de plénipotentiaires ou de simples conférences administratives, selon qu'il s'agira de la convention ou du règlement, auront lieu périodiquement ; chaque conférence fixera elle-même le lieu et l'époque de la réunion suivante.

ART. 12. — Ces conférences sont composées de délégués des gouvernements des pays contractants.

Dans les délibérations, chaque pays dispose d'une seule voix.

Si un gouvernement adhère à la convention pour ses colonies, possessions ou protectorats, les conférences ultérieures peuvent décider que l'ensemble ou une partie de ces colonies, possessions ou protectorats est considéré comme formant un pays pour l'application de l'alinéa précédent. Toutefois, le nombre des voix dont dispose un gouvernement, y compris ses colonies, possessions ou protectorats, ne peut dépasser six.

ART. 13. — Un bureau international est chargé de réunir, de coordonner et de publier les renseignements de toute

nature relatifs à la radiotélégraphie, d'instruire les demandes de modifications à la convention et au règlement, de faire promulguer les changements adoptés et, en général, de procéder à tous travaux administratifs dont il serait saisi dans l'intérêt de la radiotélégraphie internationale.

Les frais de cette institution sont supportés par tous les pays contractants.

ART. 14. — Chacune des hautes parties contractantes se réserve la faculté de fixer les conditions dans lesquelles elle admet les radiotélégrammes en provenance ou à destination d'une station, soit de bord, soit côtière, qui n'est pas soumise aux dispositions de la présente convention.

Si un radiotélégramme est admis, les taxes ordinaires doivent lui être appliquées.

Il est donné cours à tout radiotélégramme provenant d'une station de bord et reçu par une station côtière d'un pays contractant ou accepté en transit par l'administration d'un pays contractant.

Il est également donné cours à tout radiotélégramme à destination d'un navire, si l'administration d'un pays contractant en a accepté le dépôt ou si l'administration d'un pays contractant l'a accepté en transit d'un pays non contractant, sous réserve du droit de la station côtière de refuser la transmission à une station de bord relevant d'un pays non contractant.

ART. 15. — Les dispositions des articles 8 et 9 de cette convention sont également applicables aux installations radiotélégraphiques autres que celles visées à l'article 1.

ART. 16. — Les gouvernements qui n'ont point pris part à la présente convention sont admis à y adhérer sur leur demande.

Cette adhésion est notifiée par la voie diplomatique à celui des gouvernements contractants au sein duquel la dernière conférence a été tenue, et par celui-ci à tous les autres.

Elle emporte, de plein droit, accession à toutes les clauses de la présente convention et admission à tous les avantages y stipulés.

ART. 17. — Les dispositions des articles 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 11, 12 et 17 de la convention télégraphique internationale de Saint-Pétersbourg, du 10/22 juillet 1875, sont applicables à la radiotélégraphie internationale.



ART. 18. — En cas de dissentiment entre deux ou plusieurs gouvernements contractants relativement à l'interprétation ou à l'exécution soit de la présente convention, soit du règlement prévu par l'article 11, la question en litige peut, d'un commun accord, être soumise à un jugement arbitral. Dans ce cas, chacun des gouvernements en cause en choisit un autre non intéressé dans la question.

La décision des arbitres est prise à la majorité absolue des voix.

En cas de partage des voix, les arbitres choisissent, pour trancher le différend, un autre gouvernement contractant, également désintéressé dans le litige. A défaut d'une entente concernant ce choix, chaque arbitre propose un gouvernement contractant désintéressé. Il est tiré au sort entre les gouvernements proposés. Le tirage au sort appartient au gouvernement sur le territoire duquel fonctionne le bureau international prévu à l'article 13.

ART. 19. — Les hautes parties contractantes s'engagent à prendre, ou à proposer à leurs législatures respectives, les mesures nécessaires pour assurer l'exécution de la présente convention.

ART. 20. — Les hautes parties contractantes se communiqueront les lois qui auraient déjà été rendues ou qui viendraient à l'être dans leurs pays, relativement à l'objet de la présente convention.

ART. 21. — Les hautes parties contractantes conservent leur entière liberté relativement aux installations radiotélégraphiques non prévues à l'article 1 et *notamment aux installations navales et militaires*, lesquelles restent soumises uniquement aux obligations prévues aux articles 8 et 9 de la présente convention.

Toutefois, lorsque ces installations font de la correspondance publique, elles se conforment, pour l'exécution de ce service, aux prescriptions du règlement en ce qui concerne le mode de transmission et la comptabilité.

ART. 22. — La présente convention sera mise à exécution à partir du 1<sup>er</sup> juillet 1908 et demeurera en vigueur pendant un temps indéterminé et jusqu'à l'expiration d'une année à partir du jour où la dénonciation en sera faite.

La dénonciation ne produit son effet qu'à l'égard du gou-

vernement au nom duquel elle a été faite. Pour les autres parties contractantes, la convention reste en vigueur.

ART. 23. — La présente convention sera ratifiée et les ratifications en seront déposées à Berlin dans le plus bref délai possible.

En foi de quoi, les plénipotentiaires respectifs ont signé la convention en un exemplaire qui restera déposé aux archives du gouvernement impérial d'Allemagne et dont une copie sera remise à chaque partie.

Fait à Berlin, le 3 novembre 1906.

*Pour l'Allemagne* : KRAETKE, SYDOW. — *Pour les Etats-Unis d'Amérique* : CHARLEMAGNE TOWER, H. N. MANNEY, JAMES ALLEN, JOHN I. WATERBURY. — *Pour l'Argentine* : J. OLMI. — *Pour l'Autriche* : BARTH, FRIES. — *Pour la Hongrie* : PIERRE DE SZALAY, DR DE HENNYEY, HOLLÓS. — *Pour la Belgique* : F. DELARGE, E. BUELS. — *Pour le Brésil* : CÉSAR DE CAMPOS. — *Pour la Bulgarie* : IV. STOYANOVITCH. — *Pour le Chili* : J. MUNOZ HURTADO, J. MERY. — *Pour le Danemark* : N. R. MEYER, I. A. VOEHTZ. — *Pour l'Espagne* : IGNACIO MURCIA, RAIMON ESTRADA, RAFAEL RAVENA, ISIDORO CALVO, MANUEL NORIEGA, ANTONIO PELAEZ CAMPOMANES. — *Pour la France* : J. BORDELONGUE, L. GASCHARD, BOULANGER, DEVOS. — *Pour la Grande-Bretagne* : H. BABINGTON SMITH, A. E. BETHELL, R. L. HIPPISELY. — *Pour la Grèce* : T. ARGYROPOULOS. — *Pour l'Italie* : J. COLOMBO. — *Pour le Japon* : OSUKE ASANO, ROKURE YASHIRO, SHUNKICHI KIMURA, ZIRO TANAKA, SABURO KYAKUTAKE. — *Pour le Mexique* : JOSÉ M. PEREZ. — *Pour Monaco* : J. DEPELLEY. — *Pour la Norvège* : HEFTYE, O. T. EIDEM. — *Pour les Pays-Bas* : KRUYT, PERK, HOVEN. — *Pour la Perse* : HOVHANNÉS KHAN. — *Pour le Portugal* : PAULO BENJAMIN CABRAL. — *Pour la Roumanie* : GR. CERKEZ. — *Pour la Russie* : A. EICHHOLZ, A. EULER, VICTOR BILIBINE, A. RENIMERT, W. KEDRINE. — *Pour la Suède* : HERMAN RYDIN, A. HAMILTON. — *Pour la Turquie* : NAZIF BEY. — *Pour l'Uruguay* : F. A. COSTANZO.

## Engagement additionnel

Les soussignés, plénipotentiaires des gouvernements de l'Allemagne, des États-Unis d'Amérique, de l'Argentine, de l'Autriche, de la Hongrie, de la Belgique, du Brésil, de la Bulgarie, du Chili, du Danemark, de l'Espagne, de la France, de la Grèce, de Monaco, de la Norvège, des Pays-Bas, de la Roumanie, de la Russie, de la Suède, de la Turquie, de l'Uruguay, s'engagent à appliquer, à partir de la date de la mise en vigueur de la convention, les dispositions des articles additionnels suivants :

I. — Chaque station de bord visée à l'article 1 de la convention sera tenue d'intercommuniquer avec toute autre station de bord sans distinction du système radiotélégraphique adopté respectivement par ces stations.

II. — Les gouvernements qui n'ont pas adhéré à l'article ci-dessus peuvent, à toute époque, faire connaître, en adoptant la procédure indiquée à l'article 16 de la convention, qu'ils s'engagent à en appliquer les dispositions.

Ceux qui ont adhéré à l'article ci-dessus peuvent, à toute époque, faire connaître, dans les conditions prévues à l'article 22 de la convention, leur intention de cesser d'en appliquer les dispositions.

III. — Le présent engagement sera ratifié et les ratifications en seront déposées à Berlin dans le plus bref délai possible.

En foi de quoi les plénipotentiaires respectifs ont signé le présent engagement en un exemplaire qui restera déposé aux archives du gouvernement impérial d'Allemagne et dont une copie sera remise à chaque partie.

Fait à Berlin, le 3 novembre 1906.

---

### III

#### Protocole final

Au moment de procéder à la signature de la convention arrêtée par la conférence radiotélégraphique internationale de Berlin, les plénipotentiaires soussignés sont convenus de ce qui suit :

I. — Les hautes parties contractantes conviennent qu'à la conférence prochaine le nombre des voix dont chaque pays dispose (article 12 de la convention) sera décidé au début des délibérations de manière que les colonies, possessions ou protectorats admis à bénéficier de voix puissent exercer leur droit de vote au cours de tous les travaux de cette conférence.

La décision prise aura un effet immédiat et restera en vigueur jusqu'à sa modification par une conférence ultérieure.

En ce qui concerne la prochaine conférence, les demandes tendant à l'admission de nouvelles voix en faveur de colonies, possessions ou protectorats qui auraient adhéré à la convention seront adressées au bureau international six mois au moins avant la date de la réunion de cette conférence. Ces demandes seront immédiatement notifiées aux autres gouvernements contractants qui pourront, dans un délai de deux mois à partir de la remise de la notification, formuler des demandes semblables.

II. — Chaque gouvernement contractant peut se réserver la faculté de désigner, suivant les circonstances, certaines stations côtières qui seront exemptées de l'obligation imposée par l'article 3 de la convention, sous la condition que, dès l'application de cette mesure, il soit ouvert sur son territoire une ou plusieurs stations soumises aux obligations de l'article 3 et assurant le service radiographique dans la région desservie par les stations exemptées, d'une manière satisfaisant aux besoins de la correspondance publique. Les gouvernements qui désirent se réserver cette faculté doivent en donner notification dans la forme prévue au deuxième alinéa

de l'article 16 de la convention, au plus tard trois mois avant la mise en vigueur de la convention ou, dans le cas d'adhésions ultérieures, au moment de l'adhésion.

Les pays dont les noms suivent déclarent, dès à présent, qu'ils ne se réserveront pas cette faculté : Allemagne ; États-Unis d'Amérique ; Argentine ; Autriche ; Hongrie ; Belgique ; Brésil ; Bulgarie ; Chili ; Grèce ; Mexique ; Monaco ; Norvège ; Pays-Bas ; Roumanie ; Russie ; Suède ; Uruguay.

III. — Le mode d'exécution des dispositions de l'article précédent dépend du gouvernement qui se sert de la faculté d'exemption : ce gouvernement a la pleine liberté de décider de temps en temps, suivant son propre jugement, combien de stations et quelles stations seront exemptées. Ce gouvernement a la même liberté en ce qui concerne le mode d'exécution de la condition relative à l'ouverture d'autres stations soumises aux obligations de l'article 3 et assurant le service radiotélégraphique dans la région desservie par les stations exemptées, d'une manière satisfaisant aux besoins de la correspondance publique.

IV. — Il est entendu qu'afin de ne pas entraver les progrès scientifiques, les dispositions de l'article 3 de la convention n'empêchent pas l'emploi éventuel d'un système radiotélégraphique incapable de communiquer avec d'autres systèmes, pourvu toutefois que cette incapacité soit due à la nature spécifique de ce système et qu'elle ne soit pas l'effet de dispositifs adoptés uniquement en vue d'empêcher l'intercommunication.

V. — L'adhésion à la convention par le gouvernement d'un pays ayant des colonies, possessions ou protectorats ne comporte pas l'adhésion de ses colonies, possessions ou protectorats, à moins d'une déclaration à cet effet de la part de ce gouvernement. L'ensemble de ces colonies, possessions et protectorats ou chacun d'eux séparément peut faire l'objet d'une adhésion distincte ou d'une dénonciation distincte dans les conditions prévues aux articles 16 et 22 de la convention.

Il est entendu que les stations à bord de navires ayant leur port d'attache dans une colonie, possession ou protectorat peuvent être désignées comme relevant de l'autorité de cette colonie, possession ou protectorat.

VI. — Il est pris acte de la déclaration suivante :

La délégation italienne, en signant la convention, doit toute-

fois faire la réserve que la convention ne pourra être ratifiée de la part de l'Italie qu'à la date de l'expiration de ses contrats avec M. Marconi et sa compagnie, ou à une date plus rapprochée si le gouvernement du roi d'Italie peut la fixer par des négociations avec M. Marconi et sa compagnie.

VII. — Dans le cas où une ou plusieurs des parties contractantes ne ratifieraient pas la convention, celle-ci n'en sera pas moins valable pour les États qui l'auront ratifiée.

En foi de quoi, les plénipotentiaires ci-dessous ont dressé le présent protocole final, qui aura la même force et la même valeur que si ses dispositions étaient insérées dans le texte même de la convention à laquelle il se rapporte, et ils l'ont signé en un exemplaire qui restera déposé aux archives du gouvernement impérial d'Allemagne et dont une copie sera remise à chaque partie.

· Fait à Berlin, le 3 novembre 1906.

---

## IV

### Règlement de service annexé à la convention radiotélégraphique internationale

#### I. ORGANISATION DES STATIONS RADIOTÉLÉGRAPHIQUES

I. — Le choix des appareils et des dispositifs radiotélégraphiques à employer par les stations côtières et les stations de bord est libre. L'installation de ces stations doit répondre, autant que possible, aux progrès scientifiques et techniques.

II. — Deux longueurs d'onde, l'une de 300 et l'autre de 600 m, sont admises pour le service de la correspondance publique générale. Toute station côtière ouverte à ce service utilise l'une ou l'autre de ces deux longueurs d'onde. Pendant toute la durée de son ouverture au service, chaque station doit être en état de recevoir les appels faits au moyen de sa longueur d'onde, et il n'y peut être fait usage d'aucune autre longueur d'onde pour le service de la correspondance publique générale. Toutefois, chaque gouvernement peut autoriser l'emploi dans une station côtière d'autres longueurs d'onde destinées à assurer un service de longue portée ou un service autre que celui de la correspondance publique générale et établi conformément aux dispositions de la convention, à condition que ces longueurs d'onde ne dépassent pas 600 m, ou qu'elles soient supérieures à 1 600 m.

III. — 1. La longueur d'onde normale pour les stations de bord est de 300 m. Toute station de bord doit être installée de manière à pouvoir se servir de cette longueur d'onde. D'autres longueurs d'onde peuvent être employées par ces stations à condition de ne pas dépasser 600 m.

2. Les navires de faible tonnage qui seraient dans l'impossibilité matérielle de réaliser le dispositif assurant la longueur d'onde de 300 m, peuvent être autorisés à employer une longueur d'onde inférieure.

IV. — a) Il est procédé, par les soins du bureau international, à l'établissement d'une nomenclature des stations

radiotélégraphiques, visées à l'article 1 de la convention. Cette nomenclature donne pour chaque station les renseignements suivants :

1° Nom, nationalité et position géographique pour les stations côtières ; nom, nationalité, signal distinctif du code international et indication du port d'attache du navire, pour les stations de bord ;

2° Indicatif d'appel (les indicatifs doivent être différenciés les uns des autres et chacun doit être formé d'un groupe de trois lettres) ;

3° Portée normale ;

4° Système radiotélégraphique ;

5° Catégorie des appareils récepteurs (appareils écrivants, à réception auditive ou autres) ;

6° Longueurs d'onde utilisées par la station (la longueur d'onde normale est soulignée) ;

7° Nature du service effectué par la station :

Correspondance publique générale ;

Correspondance publique restreinte (correspondance avec les navires... ; correspondance avec les lignes de navigation de.... ; correspondance avec les navires munis d'appareils du système... etc.) ;

Correspondance publique de longue portée ;

Correspondance d'intérêt privé ;

Correspondance spéciale (correspondance exclusivement officielle), etc. ;

8° Heures d'ouverture ;

9° Taxes côtière ou de bord.

b) Sont compris, en outre, dans la nomenclature, les renseignements relatifs aux stations radiotélégraphiques autres que celles visées à l'article 1 de la convention, qui sont communiqués au bureau international par l'administration dont dépendent ces stations.

V. — L'échange de signaux et de mots superflus est interdit aux stations visées à l'article 1 de la convention. Des essais et des exercices ne sont tolérés dans ces stations qu'autant qu'ils ne troublent point le service d'autres stations.

VI. — 1. Aucune station de bord ne peut être établie ou exploitée par une entreprise privée sans autorisation du gouvernement dont dépend le navire. Cette autorisation fait l'objet d'une licence délivrée par ce gouvernement.



2. Toute station de bord autorisée doit satisfaire aux conditions suivantes :

- a) Le système employé doit être un système syntonisé ;
- b) La vitesse de transmission et de réception, dans les circonstances normales, ne doit pas être inférieure à douze mots par minute, le mot étant compté à raison de cinq lettres ;
- c) La puissance transmise à l'appareil radiotélégraphique ne doit pas, dans les circonstances normales, dépasser 1 kilowatt. Une puissance supérieure à 1 kilowatt peut être employée si le navire se trouve dans la nécessité de correspondre à une distance de plus de 300 km de la station côtière la plus rapprochée, ou si, par suite d'obstacles, la communication ne peut être réalisée qu'au moyen d'une augmentation de puissance.

3. Le service de la station de bord doit être assuré par un télégraphiste possesseur d'un certificat délivré par le gouvernement dont dépend le navire. Ce certificat constate la valeur professionnelle du télégraphiste en ce qui concerne :

- a) Le réglage des appareils ;
- b) La transmission et la réception auditive à une vitesse qui ne doit pas être inférieure à vingt mots par minute ;
- c) La connaissance des règlements applicables à l'échange des communications radiotélégraphiques.

4. En outre, le certificat constate que le gouvernement a soumis le télégraphiste à l'obligation du secret des correspondances.

VII. — 1. Si une administration a connaissance d'une infraction à la convention ou au règlement commise dans une des stations qu'elle a autorisées, elle constate les faits et fixe les responsabilités.

En ce qui concerne les stations de bord, si la responsabilité incombe au télégraphiste, l'administration prend les mesures nécessaires et, le cas échéant, retire le certificat. S'il est constaté que l'infraction résulte de l'état des appareils ou d'instructions données au télégraphiste, il est procédé de même à l'égard de la licence accordée au navire.

2. Dans le cas d'infractions réitérées à la charge du même navire, si les représentations faites à l'administration dont dépend le navire par une autre administration restent sans effet, celle-ci a la faculté, après en avoir donné avis, d'autoriser ses stations côtières à ne pas accepter les communications provenant du navire en cause. En cas de différend entre les

deux administrations, la question est soumise à un jugement arbitral, à la demande de l'un des gouvernements en cause. La procédure est celle indiquée à l'article 18 de la convention.

## 2. DURÉE DU SERVICE DES STATIONS CÔTIÈRES

VIII. — 1. Le service des stations côtières est, autant que possible, permanent, le jour et la nuit, sans interruption.

Toutefois, certaines stations côtières peuvent avoir un service de durée limitée. Chaque administration fixe les heures de service.

2. Les stations côtières dont le service n'est point permanent ne peuvent prendre clôture avant d'avoir transmis tous leurs radiotélégrammes aux navires qui se trouvent dans leur rayon d'action et d'avoir reçu de ces navires tous les radiotélégrammes annoncés. Cette disposition est également applicable lorsque des navires signalent leur présence avant la cessation effective du travail.

## 3. RÉDACTION ET DÉPÔT DES RADIOTÉLÉGRAMMES

IX. — Si le parcours d'un radiotélégramme s'effectue en partie sur des lignes télégraphiques ou par des stations radiotélégraphiques relevant d'un gouvernement non contractant, il peut être donné cours à ce radiotélégramme, sous la réserve tout au moins que les administrations dont dépendent ces lignes ou ces stations aient déclaré vouloir appliquer, le cas échéant, les dispositions de la convention et du règlement qui sont indispensables pour l'acheminement régulier des radiotélégrammes, et que la comptabilité soit assurée.

X. — 1. Les radiotélégrammes portent en préambule la mention de service « Radio ».

2. Dans la transmission des radiotélégrammes des stations de bord aux stations côtières, il est fait abstraction, dans le préambule, de la date et de l'heure de dépôt.

A la réexpédition sur le réseau télégraphique, la station côtière inscrit, comme indication du bureau d'origine, son nom suivi de celui du navire et elle donne, comme heure de dépôt, l'heure de réception.

XI. — L'adresse des radiotélégrammes destinés aux navires en mer doit être aussi complète que possible. Elle est obligatoirement libellée comme il suit :

a) Nom du destinataire, avec indication complémentaire s'il y a lieu ;

b) Nom du navire, tel qu'il figure à la nomenclature, complété par la nationalité et au besoin par le signal distinctif du code international, en cas d'homonymie ;

c) Nom de la station côtière, tel qu'il figure à la nomenclature.

#### 4. TAXATION

XII. — La taxe côtière ne peut dépasser 60 cent. par mot, celle de bord 40 cent. par mot.

Un minimum de taxe, qui ne peut dépasser la taxe côtière ou de bord d'un radiotélégramme de dix mots, peut être imposé en ce qui concerne les taxes côtière ou de bord.

XIII. — Le pays sur le territoire duquel est établie une station côtière servant d'intermédiaire pour l'échange de radiotélégrammes entre une station de bord et un autre pays est considéré, en ce qui concerne l'application des taxes télégraphiques, comme pays de provenance ou de destination de ces radiotélégrammes et non comme pays de transit.

#### 5. PERCEPTION DES TAXES

XIV. — La taxe totale des radiotélégrammes est perçue sur l'expéditeur.

Les stations de bord doivent posséder à cet effet les tarifs utiles. Elles ont toutefois la faculté de se renseigner auprès des stations côtières au sujet de la taxation de radiotélégrammes pour lesquels elles ne possèdent pas toutes les données nécessaires.

#### 6. TRANSMISSION DES RADIOTÉLÉGRAMMES

##### a) *Signaux de transmission*

XV. — Les signaux employés sont ceux du code Morse international.

XVI. — Les navires en détresse font usage du signal suivant :

... — — — ...

répété à de courts intervalles.

Dès qu'une station perçoit le signal de détresse, elle doit suspendre toute correspondance et ne la reprendre qu'après avoir acquis la certitude que la communication motivée par l'appel de secours est terminée.

Dans le cas où le navire en détresse ajoute à la fin de la série de ses appels de secours l'indicatif d'appel d'une station déterminée, la réponse à l'appel n'appartient qu'à cette station. A défaut de l'indication d'une station déterminée dans l'appel de secours, chaque station qui perçoit cet appel est tenue d'y répondre.

XVII. — 1. L'indicatif d'appel, suivi des lettres . — — ... — — ... « P R B », signifie que le navire ou la station faisant l'appel désire communiquer avec la station appelée à l'aide du code international de signaux.

La combinaison des lettres P R B est interdite, comme indication de service, pour tout autre objet que celui indiqué ci-dessus.

2. Les radiotélégrammes peuvent être rédigés à l'aide du code international de signaux.

Ceux qui sont adressés à une station radiotélégraphique en vue d'une transmission ultérieure ne sont pas traduits par cette station.

#### b) *Ordre de transmission*

XVIII. — Entre deux stations, les radiotélégrammes de même rang sont transmis isolément dans l'ordre alternatif ou par séries de plusieurs radiotélégrammes suivant l'indication de la station côtière, à la condition que la durée de la transmission de chaque série ne dépasse pas vingt minutes.

#### c) *Appel des stations radiotélégraphiques et transmission des radiotélégrammes*

XIX. — 1. En règle générale, c'est la station de bord qui appelle la station côtière.

2. L'appel ne peut être fait, en règle générale, que lorsque

le navire se trouve à une distance de la station côtière inférieure à 75 p. 100 de la portée normale de cette dernière.

3. Avant de procéder à un appel, la station de bord doit régler le plus sensiblement possible son système récepteur et s'assurer que la station côtière qu'elle veut appeler n'est pas en communication. Si elle constate qu'une transmission est en cours, elle attend la première suspension.

4. La station de bord fait emploi, pour l'appel, de l'onde normale de la station côtière.

5. Si, malgré ces précautions, un échange radiotélégraphique public est entravé, l'appel doit cesser à la première demande d'une station côtière ouverte à la correspondance publique. Cette station doit alors indiquer la durée approximative de l'attente.

XX. — 1. L'appel comporte le signal  $\text{---}\cdot\text{---}\cdot\text{---}$ , l'indicatif répété trois fois de la station appelée, le mot « de » suivi de l'indicatif de la station expéditrice répété trois fois ;

2. La station appelée répond en donnant le signal  $\text{---}\cdot\text{---}\cdot\text{---}$ , suivi de l'indicatif répété trois fois de la station correspondante, du mot « de », de son indicatif et du signal  $\text{---}\cdot\text{---}$ .

XXI. — Si une station appelée ne répond pas à la suite de l'appel (article XX) répété trois fois à des intervalles de deux minutes, l'appel ne peut être repris qu'après un intervalle d'une demi-heure, la station faisant l'appel s'étant d'abord assurée qu'aucune communication radiotélégraphique n'est en cours.

XXII. — Aussitôt que la station côtière a répondu, la station de bord fait connaître :

a) La distance du navire à la station côtière en milles nautiques ;

b) Le relèvement vrai en degrés, comptés de 0 à 360 ;

c) La route vraie en degrés, comptés de 0 à 360 ;

d) La vitesse en milles nautiques ;

e) Le nombre de mots qu'elle a à transmettre.

La station côtière répond en indiquant le nombre de mots à transmettre au navire.

Si la transmission ne peut avoir lieu immédiatement, la station côtière fait connaître à la station de bord la durée approximative de l'attente.

XXIII. — Lorsqu'une station côtière est saisie d'appels provenant de plusieurs stations de bord, la station côtière

décide de l'ordre dans lequel les stations de bord seront admises à échanger leurs correspondances.

Pour régler cet ordre, la station côtière s'inspire uniquement de la nécessité de permettre à toute station intéressée d'échanger le plus grand nombre possible de radiotélégrammes.

XXIV. — Avant de commencer l'échange de la correspondance, la station côtière fait connaître à la station de bord si la transmission doit s'effectuer dans l'ordre alternatif ou par séries (article XVIII) ; elle commence ensuite la transmission ou fait suivre ces indications du signal —.— (invitation à transmettre).

XXV. — La transmission du radiotélégramme est précédée du signal —.—.— et terminée par le signal —.—.— suivi de l'indicatif de la station expéditrice.

XXVI. — Lorsque le télégramme à transmettre contient plus de quarante mots, la station expéditrice interrompt la transmission après chaque série de vingt mots environ par un point d'interrogation ..—.—., et elle ne reprend la transmission qu'après avoir obtenu de la station correspondante la répétition du dernier mot bien reçu suivi d'un point d'interrogation.

Dans le cas de transmission par séries, l'accusé de réception est donné après chaque radiotélégramme.

XXVII. — 1. Lorsque les signaux deviennent douteux, il importe d'avoir recours à toutes les ressources possibles pour l'achèvement de la transmission. A cet effet, le télégramme est répété, à la demande de la station réceptrice, sans toutefois dépasser trois répétitions. Si, malgré cette triple transmission, les signaux sont toujours illisibles, le radiotélégramme est annulé. Si l'accusé de réception n'est pas reçu, la station transmettrice appelle de nouveau la station correspondante. Si aucune réponse n'est faite après trois appels, la transmission n'est pas poursuivie.

2. Si la station réceptrice juge que, malgré une réception défectueuse, le radiotélégramme peut être remis, elle inscrit la mention de service : « Réception douteuse » à la fin du préambule et donne cours au radiotélégramme.

XXVIII. — Toutes les stations sont tenues d'échanger le trafic avec le minimum de dépense d'énergie nécessaire pour assurer une bonne communication.

d) *Accusé de réception et fin du travail*

XXIX. — 1. L'accusé de réception se donne, dans la forme prescrite par le règlement télégraphique international, précédé de l'indicatif de la station transmettrice et suivi de l'indicatif de la station réceptrice.

2. La fin du travail entre deux stations est indiquée par chaque station au moyen du signal ...—.— suivi de son indicatif.

e) *Direction à donner aux radiotélégrammes*

XXX. — 1. En principe, la station de bord transmet ses radiotélégrammes à la station côtière la plus rapprochée.

2. Toutefois, un expéditeur à bord d'un navire a le droit d'indiquer la station côtière par laquelle il désire que son radiotélégramme soit expédié.

La station de bord attend alors jusqu'à ce que cette station côtière soit la plus rapprochée. Si cette condition n'est pas réalisable, il n'est donné satisfaction à l'expéditeur que si la transmission peut s'effectuer sans troubler le service d'autres stations.

## 7. REMISE DES RADIOTÉLÉGRAMMES A DESTINATION

XXXI. — Lorsque, pour une cause quelconque, un radiotélégramme provenant d'un navire en mer ne peut être remis au destinataire, il est émis un avis de non-remise. Cet avis est transmis au navire s'il est possible. Lorsqu'un radiotélégramme parvenu à une station de bord ne peut être remis, cette station en fait part au bureau d'origine par avis de service. Cet avis est transmis, autant que possible, à la station côtière par laquelle a transité le radiotélégramme ou, le cas échéant, à la station côtière la plus rapprochée.

XXXII. — Si le navire auquel est destiné un radiotélégramme n'a pas signalé sa présence à la station côtière dans le délai indiqué par l'expéditeur ou, à défaut d'une telle indication, jusqu'au matin du vingt-neuvième jour suivant, cette station côtière en donne avis à l'expéditeur.

Celui-ci a la faculté de demander par avis de service taxé, télégraphique ou postal, adressé à la station côtière, que son radiotélégramme soit retenu pendant une nouvelle période de

trente jours pour être transmis au navire, et ainsi de suite. A défaut d'une telle demande, le radiotélégramme est mis au rebut à la fin du trentième jour (jour de dépôt non compris).

Toutefois, si la station côtière a l'assurance que le navire est sorti de son rayon d'action avant qu'elle ait pu lui transmettre le radiotélégramme, cette station en avise l'expéditeur.

#### 8. TÉLÉGRAMMES SPÉCIAUX

XXXIII. — Ne sont pas admis :

- a) Les télégrammes avec réponse payée ;
- b) Les télégrammes-mandats ;
- c) Les télégrammes avec collationnement ;
- d) Les télégrammes avec accusé de réception ;
- e) Les télégrammes à faire suivre ;
- f) Les télégrammes de service taxés, sauf en ce qui concerne le parcours sur les lignes du réseau télégraphique ;
- g) Les télégrammes urgents, sauf en ce qui concerne le parcours sur les lignes du réseau télégraphique, sous réserve de l'application des prescriptions du règlement télégraphique international ;
- h) Les télégrammes à remettre par exprès ou par poste.

#### 9. ARCHIVES

XXXIV. — Les originaux des radiotélégrammes et les documents y relatifs retenus par les administrations ou les exploitations privées sont conservés au moins pendant douze mois à compter du mois qui suit le mois du dépôt du radiotélégramme, avec toutes les précautions nécessaires au point de vue du secret.

Ces originaux et documents sont, autant que possible, envoyés au moins une fois par mois par les stations de bord aux administrations dont elles relèvent.

#### 10. DÉTAXES ET REMBOURSEMENTS

XXXV. — 1. En ce qui concerne les détaxes et remboursements, il est fait application des dispositions du règlement télégraphique international en tenant compte des restrictions indiquées à l'article XXXIII du présent règlement et sous les réserves suivantes :

Le temps employé pour la transmission radiotélégraphique



ainsi que la durée de son séjour dans la station côtière ou dans la station de bord ne comptent pas dans les délais concernant les détaxes et remboursements.

Le remboursement est supporté par les différentes administrations ou exploitations privées qui ont participé à l'acheminement du radiotélégramme, chaque administration abandonnant sa part de taxe. Toutefois, les radiotélégrammes auxquels sont applicables les articles 7 et 8 de la convention de Saint-Petersbourg restent soumis aux dispositions du règlement télégraphique international, sauf lorsque l'acceptation de ces radiotélégrammes est le résultat d'une erreur de service.

2. Lorsque l'accusé de réception d'un radiotélégramme n'est pas parvenu à la station qui l'a transmis, la taxe n'est remboursée que lorsqu'il a été établi que le radiotélégramme donne lieu à remboursement.

#### 11. COMPTABILITÉ

XXXVI. — 1. Les taxes côtières et de bord n'entrent pas dans les comptes prévus par le règlement télégraphique international.

Les comptes concernant ces taxes sont liquidés par les administrations des gouvernements intéressés. Ils sont établis par les administrations dont relèvent les stations côtières et communiqués par elles aux administrations intéressées.

2. Pour la transmission sur les lignes du réseau télégraphique, le radiotélégramme est traité, au point de vue des comptes, conformément au règlement télégraphique international.

3. Pour les radiotélégrammes originaux des navires, l'administration dont relève la station de bord est débitée par celle dont relève la station côtière des taxes côtières et télégraphiques ordinaires perçues à bord des navires.

Pour les radiotélégrammes à destination des navires, l'administration qui a perçu les taxes est débitée directement par l'administration dont relève la station côtière des taxes côtières et de bord. Cette dernière crédite l'administration dont relève le navire de la taxe de bord.

Toutefois, dans le cas où l'administration qui a perçu les taxes est la même que celle dont relève la station de bord, la taxe de bord n'est pas débitée par l'administration dont dépend la station côtière.

4. Les comptes mensuels servant de base à la comptabilité spéciale des radiotélégrammes sont établis télégramme par télégramme avec toutes les indications utiles et dans un délai de six mois à partir du mois auquel ils se rapportent.

5. Les gouvernements se réservent la faculté de prendre entre eux et avec les exploitations privées (entrepreneurs exploitant des stations radiotélégraphiques, compagnies de navigation, etc.) des arrangements spéciaux en vue de l'adoption d'autres dispositions concernant la comptabilité.

## 12. BUREAU INTERNATIONAL

XXXVII. — Le bureau international des administrations télégraphiques sera chargé, sous réserve du consentement du gouvernement de la Confédération suisse et de l'approbation de l'union télégraphique, des attributions déterminées à l'article 13 de la convention.

Les dépenses supplémentaires résultant du fonctionnement du bureau international, en ce qui concerne la radiotélégraphie, ne doivent pas dépasser 40 000 fr. par an, non compris les frais spéciaux auxquels donne lieu la réunion d'une conférence internationale.

Ces dépenses font l'objet d'un décompte spécial et il est fait application à leur sujet des dispositions du règlement télégraphique international. Toutefois, en attendant la réunion de la prochaine conférence, chaque gouvernement contractant fait connaître au bureau international la classe dans laquelle il désire être inscrit.

XXXVIII. — Les différentes administrations font parvenir au bureau international un tableau conforme au modèle ci-joint et contenant les indications énumérées dans ledit tableau pour les stations visées à l'article IV du règlement. Les modifications survenues et les suppléments sont communiqués par les administrations au bureau international du 1<sup>er</sup> au 10 de chaque mois. A l'aide de ces communications, le bureau dresse une nomenclature qu'il tient au courant. La nomenclature et ses suppléments sont imprimés et distribués aux administrations intéressées ; ils peuvent également être vendus au public au prix de revient.

Le bureau international veille à ce que l'adoption d'indicatifs identiques pour les stations radiotélégraphiques soit évitée.

## 13. DISPOSITIONS DIVERSES

XXXIX. — Les administrations facilitent la communication, aux agences d'informations maritimes qu'elles agréent, des renseignements concernant les avaries et sinistres maritimes ou présentant un intérêt général pour la navigation, dont les stations côtières peuvent régulièrement donner communication.

XL. — Les transmissions échangées entre les stations de bord, visées à l'article 1 de la convention, doivent s'effectuer de manière à ne pas troubler le service des stations côtières, celles-ci devant avoir, en règle générale, le droit de la priorité pour la correspondance publique.

XLI. — 1. A moins d'arrangements spéciaux entre les intéressés, les dispositions du présent règlement sont applicables, par analogie, à l'échange radiotélégraphique entre deux navires en mer, sauf les exceptions suivantes :

a) ARTICLE XIV. La taxe de bord revenant au navire transmetteur est perçue sur l'expéditeur et celle revenant au navire récepteur est perçue sur le destinataire.

b) ARTICLE XVIII. L'ordre de transmission est réglé chaque fois de commun accord entre les stations correspondantes.

c) ARTICLE XXXVI. Les taxes des radiotélégrammes en question n'entrent pas dans les comptes prévus à cet article, ces taxes étant acquises aux administrations qui les ont encaissées.

2. La retransmission des radiotélégrammes échangés entre les navires en mer est subordonnée à des arrangements spéciaux entre les intéressés.

XLII. — Les dispositions du règlement télégraphique international sont applicables par analogie à la correspondance radiotélégraphique en tant qu'elles ne sont pas contraires aux dispositions du présent règlement.

Conformément à l'article 11 de la convention de Berlin, ce règlement entrera en vigueur le 1<sup>er</sup> juillet 1908.

En foi de quoi, les plénipotentiaires respectifs ont signé le règlement en un exemplaire qui restera déposé aux archives du gouvernement impérial d'Allemagne et dont une copie sera remise à chaque partie.

Fait à Berlin, le 3 novembre 1906.

---

(Annexe à l'article XXXVIII du Règlement)

Administration de .....

## État signalétique des stations radiotélégraphiques

## a) STATIONS CÔTIÈRES

NOM	NATIONALITÉ	POSITION géo- graphique	INDICATIF d'appel	PORTÉE normale	SYSTÈME radio- télégra- phique	CATÉGORIE des appareils récepteurs (appareils écrivants, appareils à réception auditive ou autres)	LONGUEURS d'onde (la lon- gueur d'onde normale est sou- lignée)	NATURE du service effec- tué par la station	HEURES d'ou- verture (avec l'indi- cation du mé- ridien auquel elles se rap- portent)	TAXE côtière avec indica- tion du mini- mum de taxe	OBSERVATIONS





# ORGANISATION

DE LA

## TÉLÉGRAPHIE SANS FIL EN FRANCE

(Extrait du *Journal officiel* du 6 mars 1907)

---

MINISTÈRE DES TRAVAUX PUBLICS, DES POSTES ET DES TÉLÉGRAPHES

---

*Rapport au Président de la République française*

Paris, le 5 mars 1907.

MONSIEUR LE PRÉSIDENT,

Les perfectionnements apportés à la télégraphie sans fil et l'extension des applications de ce mode de correspondance ont attiré, depuis longtemps, l'attention du gouvernement. Aussi, chacun dans son domaine, tous les divers départements intéressés se sont efforcés de se constituer un outillage approprié et d'établir les postes dont l'utilité immédiate avait été reconnue par eux. Toutefois, si une telle dispersion d'efforts avait peu d'inconvénients tant que la télégraphie sans fil était encore, en quelque sorte, une science de laboratoire, il n'en saurait plus être de même aujourd'hui où les services rendus par elle deviennent susceptibles d'une régularité véritablement commerciale.

Il est nécessaire, dans ces conditions, que le réseau en formation ne soit plus simplement la résultante de nécessités particulières, mais réponde à un plan d'ensemble et à tous les besoins généraux qui sont en cause.

A cet effet, un accord a été établi entre les divers départements intéressés au sujet de la constitution présente du réseau. Cet accord doit être complété par des dispositions assurant à l'avenir une entière coordination des efforts, qu'il

s'agisse du mode d'exploitation ou de l'établissement de nouveaux postes.

Le décret que j'ai l'honneur de soumettre à votre haute approbation résume les règles arrêtées à cet effet. Elles ont recueilli l'assentiment de tous les ministres intéressés et permettront, tout en facilitant l'essor de la télégraphie sans fil, de procurer à celle-ci les conditions d'unité et d'harmonie nécessaires à tout service public.

Je vous prie d'agréer, monsieur le Président, l'hommage de mon profond respect.

*Le ministre des travaux publics,  
des postes et des télégraphes,*

Louis BARTHOU.

Le Président de la République française,

Vu la loi du 2 mai 1837 sur le monopole des lignes télégraphiques ;

Vu la loi du 9 novembre 1850 sur la télégraphie privée ;

Vu le décret-loi du 27 décembre 1851, portant, dans son article 1, qu'aucune ligne télégraphique ne peut être établie ou employée à la transmission des correspondances que par le gouvernement ou avec son autorisation ;

Vu la loi du 5 avril 1878, autorisant l'administration des postes et des télégraphes à consentir des abonnements à prix réduits pour la transmission des dépêches télégraphiques, lorsque cette transmission s'effectue en dehors des conditions ordinaires établies pour l'application des taxes télégraphiques ;

Vu le décret du 7 février 1903, relatif à l'établissement et à l'exploitation des postes de télégraphie sans fil destinés à l'échange de la correspondance officielle ou privée ;

Vu le décret du 27 février 1904, réglant le régime administratif auquel seront soumis les postes côtiers de télégraphie sans fil ;

Sur le rapport du ministre des travaux publics, des postes et des télégraphes,

Décète :

Art. 1. — Les stations radiotélégraphiques établies ou à établir sur des emplacements fixes en France, Algérie et Tunisie, sont classées en quatre catégories, savoir :

Stations côtières ou intérieures spéciales au service commercial ;



Stations côtières spéciales au service de la marine de guerre ;

Stations spéciales aux communications militaires ;

Stations spéciales au service des phares et balises.

Des stations privées peuvent être, en outre, établies dans certains cas et en vertu d'autorisations temporaires.

ART. 2. — Les stations spéciales au service commercial sont établies, entretenues et exploitées par l'administration des postes et des télégraphes.

Les stations côtières spéciales au service de la marine de guerre sont établies, entretenues et exploitées par le ministère de la marine.

Les stations spéciales aux communications militaires sont établies, entretenues et exploitées par le ministère de la guerre.

Les stations spéciales au service des phares et balises sont établies, entretenues et exploitées par les soins du ministère des travaux publics, des postes et des télégraphes.

En cas de mobilisation, toutes les stations sans exception sont soumises à l'autorité des départements de la marine et de la guerre.

ART. 3. — Le choix de l'emplacement, la détermination de portée d'une station quelconque et, d'une manière générale, les conditions techniques applicables à toute station projetée sont soumis à l'examen d'une commission interministérielle instituée comme il est dit à l'article 4 ci-après. Cette commission a pour mission d'apprécier les desiderata des divers services et d'indiquer aux administrations intéressées dans quelles conditions il lui paraît possible de concilier leurs intérêts respectifs.

ART. 4. — Il est institué, auprès du ministre des travaux publics, des postes et des télégraphes, une commission technique interministérielle comprenant les membres suivants :

1 président désigné par décret présidentiel et choisi en dehors des administrations intéressées ;

2 représentants techniques du ministère de la marine ;

2 représentants techniques du ministère de la guerre ;

1 représentant du ministère des travaux publics, des postes et des télégraphes (travaux publics) ;

1 représentant du ministère des colonies ;

1 représentant du ministère des affaires étrangères ;

2 représentants de l'administration des postes et des télégraphes ;

1 secrétaire pris dans l'administration des postes et des télégraphes et n'ayant pas voix délibérative.

ART. 5. — Les attributions de la commission technique sont les suivantes :

Examen, à titre consultatif, des emplacements et conditions techniques afférentes à toutes stations destinées à constituer le réseau radiotélégraphique français ;

Examen des réclamations d'ordre technique relatives au fonctionnement des stations françaises, formulées soit par des services de l'État, soit par des services privés, soit par des puissances étrangères ;

Institution d'expériences d'intérêt général.

La commission est informée, par les soins des administrations intéressées, des résultats obtenus à l'aide des divers types d'appareils ou de montages utilisés par les postes en fonctionnement.

ART. 6. — En dehors des périodes de mobilisation, toutes les stations côtières radiotélégraphiques et les stations spéciales au service commercial, à l'exception de celles qui fonctionnent à titre d'essai ou d'exercice, sont ouvertes à la télégraphie privée.

ART. 7. — L'administration des postes et des télégraphes est chargée de centraliser toutes les affaires concernant la perception des taxes et les relations administratives avec les stations étrangères et le bureau international de Berne. Elle vérifie, sur le vu d'états transmis par les stations des administrations intéressées, la perception des taxes appliquées. Elle contrôle l'exécution des règlements internationaux en ce qui concerne les transmissions commerciales dans les postes fixes de la France, de l'Algérie et de la Tunisie et dans les postes établis à bord des navires de commerce.

ART. 8. — Les autorisations d'installations de postes privés sont accordées par l'administration des postes et des télégraphes, sur avis de la commission technique prévue à l'article 4. Ces installations ne peuvent être que temporaires et ne doivent en aucun cas troubler le service des autres stations.

ART. 9. — Les frais d'expériences à exécuter sur la demande de la commission technique sont imputés sur un

crédit spécial inscrit au budget de l'administration des postes et des télégraphes.

ART. 10. — Les ministres des travaux publics, des postes et des télégraphes, de la guerre, de la marine, des colonies et des affaires étrangères sont chargés, chacun en ce qui le concerne, de l'exécution du présent décret.

ART. 11. — Les dispositions du décret du 7 février 1903 et du décret du 27 février 1904 sont abrogées.

Fait à Paris, le 5 mars 1907.

A. FALLIÈRES.

Par le Président de la République :

*Le ministre des travaux publics,  
des postes et des télégraphes,*

LOUIS BARTHOU.

*Le ministre de la guerre,*

G. PICQUART.

*Le ministre de la marine,*

GASTON THOMSON.

*Le ministre des colonies,*

MILLIÈS-LACROIX.

*Le ministre des affaires étrangères,*

S. PICHON.



**BERGER-LEVRULT ET C<sup>o</sup>, ÉDITEURS**

PARIS, 5-7, RUE DES BEAUX-ARTS — RUE DES GLACIS, 18, NANCY

---

**SAZERAC DE FORGE, Capitaine breveté**

---

# L'Homme s'envole

**LE PASSÉ, LE PRÉSENT ET L'AVENIR DE L'AVIATION**

1909. Volume in-8 de 101 pages, illustré de 42 gravures, broché. 1 fr. 25

---

## L'Aéroplane des frères Wright

**HISTORIQUE — EXPÉRIENCES — DESCRIPTION**

1908. Brochure in-8, avec une planche, broché . . . . . 1 fr.

---

**Capitaine F. FÉRBER**

---

# L'AVIATION

**SES DÉBUTS — SON DÉVELOPPEMENT**

*De Crête à Crête — De Ville à Ville — De Continent à Continent*

1909. Volume in-8 de 262 pages, avec 117 figures, broché . . . . . 5 fr.

---

**Les Automobiles à l'Exposition de 1900.** Extrait du *Rapport de la Commission militaire de l'Exposition universelle de 1900*. 1903. Un volume grand in-8 de 364 pages, avec 336 figures, broché . . . . . 7 fr. 50

**Curiosités cyclistes et automobiles. Roues libres. Bicyclettes et tandems à pétrole.** *L'invention de la locomotion automobile*, par L. FERRUS, chef d'escadron d'artillerie. 1904. Brochure in-8, avec 10 figures et 2 planches hors texte. . . . . 2 fr.

**Curiosités cyclistes. Bicyclette percutante à une et deux vitesses**, par le même. 1904. Brochure in-8, avec 9 figures . . . . . 1 fr.

**La Bicyclette rétro-directe**, par le capitaine E. PERRACHE. 3<sup>e</sup> tirage. 1906. In-8, avec 16 figures, broché. . . . . 1 fr.

**Étude sur la Bicyclette**, par J. PALOQUE, capitaine d'artillerie. 1896. Brochure in-8, avec 32 figures dans le texte et 2 planches in-folio hors texte . . . . . 2 fr.

**La Roue, Étude paléo-technologique**, par F. FORESTIER, inspecteur général des ponts et chaussées, professeur du cours de routes à l'École des ponts et chaussées. 1901. Un vol. grand in-8, avec 161 figures, broché . . . . . 3 fr.

BERGER-LEVRULT ET C<sup>ie</sup>, ÉDITEURS

PARIS, 5-7, RUE DES BEAUX-ARTS — RUE DES GLACIS, 18, NANCY

---

Lieutenant-Colonel KLEIN

## ÉTUDE

SUR LE

# Rôle du Génie en campagne

1908. Volume grand in-8 de 250 pages, avec 6 planches, broché. . . 5 fr.

---

## ÉTUDE SUR LA GUERRE DE SIÈGE

ET LA

### MANŒUVRE DE FORTERESSE DE LANGRES

EN 1906

Brochure grand in-8 avec une planche . . . . . 3 fr.

---

V. DEGUISE

MAJOR DU GÉNIE, PROFESSEUR DE FORTIFICATION A L'ÉCOLE D'APPLICATION  
DE L'ARTILLERIE ET DU GÉNIE DE BRUXELLES

# La Fortification permanente contemporaine

1908. Un volume grand in-8 de 246 pages, avec atlas de 14 planches in-folio double. Prix, broché. . . . . 20 fr.

---

**La Fortification passagère et la Fortification mixte ou semi-permanente.** 1904. Un volume grand in-8 de 543 pages, avec un atlas de 20 planches in-folio . . . . . 20 fr.

---

**Étude sur la Fortification permanente.** — Première partie : *Principes de fortification*, par le général DUPOMMIER. 2<sup>e</sup> édition. 1907. Brochure in-8, avec 5 figures et 1 planche hors texte : . . . . . 2 fr.

---

**Organisation, Attaque et Défense des Places**, par J. SANDIER, capitaine du génie. 1896. Un volume in-8 de 142 pages, avec 7 figures et 5 planches hors texte, broché . . . . . 3 fr. 50

---

**BERGER-LEVRAULT ET C<sup>e</sup>, ÉDITEURS**

PARIS, 5-7, RUE DES BEAUX-ARTS — RUE DES GLACIS, 18, NANCY

---

# MANUEL COMPLET DE FORTIFICATION

Rédigé conformément au programme d'admission à l'École supérieure de guerre

**E. LEGRAND-GIRARDE**

GÉNÉRAL DE BRIGADE

PAR

**H. PLESSIX**

COLONEL D'ARTILLERIE EN RETRAITE

4<sup>e</sup> édition refondue. Un volume in-8 de 933 pages, avec 325 figures, 22 planches hors texte et 3 cartes en couleurs. Relié en percaline. . . . . **12 fr. 50**

---

## AIDE-MÉMOIRE POUR LES APPLICATIONS DE LA FORTIFICATION DE CAMPAGNE

Par les capitaines commandants du génie Em. TOLLEN et M. CAUWE

PROFESSEURS A L'ÉCOLE MILITAIRE DE BRUXELLES

2<sup>e</sup> édition. 1906. Un volume in-8 de 168 pages, avec figures et tableaux, relié en percaline souple. . . . . **2 fr. 50**

---

**L. PIARRON DE MONDESIR**

LIEUTENANT-COLONEL DU GÉNIE, PROFESSEUR A L'ÉCOLE SUPÉRIEURE DE GUERRE

## ESSAI SUR L'EMPLOI TACTIQUE DE LA FORTIFICATION DE CAMPAGNE

Troisième édition, revue et augmentée. 1907. Volume in-8 de 131 pages, avec 6 croquis et 3 planches hors texte, broché . . . . . **3 fr.**

Comment se défend un fort d'arrêt. 1906. Brochure in-8. . . . . **1 fr. 25**

---

## Les Travaux de Fortification de campagne et l'armement actuel

*Leçons professées à l'École des travaux de campagne du 1<sup>er</sup> régiment du génie*, par le lieutenant-colonel du génie CLERGERIE, breveté d'État-major, ancien professeur à l'École supérieure de guerre. Nouvelle édition, revue et mise à jour. 1906. In-8, 87 pages, avec 29 figures. . . . . **2 fr.**

---

## DÉFENSE OFFENSIVE

**et reconnaissance d'état-major de la position de Magny-Fouchard.**  
*Causerie sur la tactique de la fortification de campagne*, par le chef de bataillon du génie Jules DUVAL, breveté d'état-major. 1905. In-8, 62 pages, avec 2 figures et 1 carte en couleur, broché . . . . . **2 fr. 50**

---