GEN. LUIGI SACCO
Libero docente nella Università di Roma

RADIOGONIOMETRIA

CON

PRINCIPII DI RADIONAVIGAZIONE

con 123 incisioni

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

RADIOGONIOMETRIA

CON PRINCIPII DI RADIONAVIGAZIONE

GEN. LUIGI SACCO
Libero docente nella Università di Roma

RADIOGONIOMETRIA

CON

PRINCIPII DI RADIONAVIGAZIONE

con 123 incisioni

EDITORE — ULRICO HOEPLI — MILANO
1946

PROPRIETÀ LETTERARIA

PREFAZIONE

Il prodigioso sviluppo della radiotecnica, compiutosi negli ultimi anni, è stato accompagnato da una grande fioritura della relativa letteratura, che ha affrontato l'esame particolareggiato sia dei princìpi scientifici che delle applicazioni pratiche degli svariatissimi tipi di apparati radio attualmente in uso. Un ramo di tale tecnica appare tuttavia trattato meno degli altri ed è precisamente quello che riguarda gli apparati radiogoniometrici.

La Radiogoniometria non è certo rimasta indietro di fronte alle consorelle della grande famiglia radio; la navigazione aerea e quella marittima hanno trovato nella R. G. un elemento di sicurezza sempre più efficace; le realizzazioni pratiche, molte delle quali di capitale importanza militare, sono numerosissime e non meno numerose sono le promesse dell'ulteriore progresso avvenire. Tutto ciò però è rimasto pressochè confinato negli ambienti direttamente interessati alla costruzione ed all'impiego degli apparati r. g. Pochissime sono le pubblicazioni tecniche, le trattazioni sistematiche e generali; la maggior parte delle pubblicazioni è infatti quella curata dalle ditte costruttrici, a scopo di illustrazione degli apparati realizzati.

Il solo trattato, di data relativamente recente, è l'inglese Keen, di cui l'ultima edizione, di 803 pagg., risale al 1938: esso costituisce invero una miniera di notizie sull'argomento, ma invano vi si cercherebbe un filo conduttore, un modo di classificazione che rechi un po' di ordine in tanta disparata materia.

In queste condizioni l'opera del Gen. Sacco rappresenta un coraggioso tentativo per dare alla R. G. un assetto sistematico, che permetta, a chi desideri approfondire questa tecnica, di scorgere le varie direzioni in cui essa progredisce. Meritano uno speciale rilievo la definizione e la classificazione degli effetti r. g.; la definizione e la clas-

sificazione degli apparati r. g.; la trattazione relativamente diffusa del funzionamento del R. G. ad antenne spaziate (Adcock).

La R. G. sfrutta tutti i rami della Radiotecnica, tutte le teorie relative, tutti i progressi compiuti nelle varie parti, ed a tutto ciò essa aggiunge una serie numerosa di dispositivi suoi propri, spesso basati sui fenomeni più delicati, quasi sempre ingegnosi se non geniali, sovente di difficile comprensione per i non iniziati. Il tentativo del Gen. Sacco merita perciò uno speciale incoraggiamento, anche perchè rappresenta un contributo italiano in questa materia che, sorta per opera di italiani, è progredita specialmente all'estero. Le numerosissime e chiare illustrazioni costituiscono un pregio notevole di questo lavoro. Varie originali trattazioni non mancheranno di interessare i competenti,

L'opera proviene dall'ampliamento di un corso libero di R. G. tenuto nella Scuola Superiore di Telegrafia presso l'Università di Roma. Essa è perciò destinata specialmente agli studiosi dei problemi radiotecnici, ma è da ritenere che troverà buona accoglienza anche presso i dirigenti e gli operatori dei servizi r. g. sia militari che civili.

G. PESSION

INDICE

PREMESSA

1. – Generalità 1
2. – Sommario della materia e cenno storico 2

PARTE I. — NOZIONI FONDAMENTALI

Capo I. — *Gli effetti radiogoniometrici dei telai.*

3. – Effetto di telaio 5
4. – La ricezione radio 8
5. – Diagramma ad 8 10
6. – Determinazione del senso 11
7. – Altri schemi per l'utilizzazione dell'effetto di senso 14
8. – Caso della cardioide imperfetta 15
9. – Effetto di antenna 18
10. – Cause interne dell'effetto di antenna 20
11. – Compensazione dell'effetto di antenna 22
12. – Effetto di fase, effetto differenziale, effetto di confronto 23
13. – Riassunto sugli effetti r. g. 24
14. – Influenza della natura del terreno 25
15. – Telai di dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda 27
16. – Equivalenza dei metodi magnetico ed elettrico 29

Capo II. — *I sistemi direttivi e girevoli ad antenne.*

17. – Telai ed antenne direttive 31
18. – Sistemi emittenti a due antenne alimentate 32
19. – Sistemi riceventi ad antenne tutte alimentanti 37
20. – Sistemi direttivi ad antenne non tutte alimentate 38
21. – Linee di alimentazione 42

Capo III. — *Perturbazioni e limitazioni radiogoniometriche.*

22. – Campo ellittico e sue cause 44
23. – Compensazione del campo ellittico 45
24. – Rotazione del piano di polarizzazione 48
25. – Onde sparpagliate 49
26. – Portata radiogoniometrica 51

Capo IV. — *Generalità sugli apparati r. g.*

27. – Nettezza del rilevamento per minimo 54
28. – Minimo campo radiogoniometrabile per minimo 57
29. – Rumore di fondo, sensibilità, selettività dei ricevitori 58

30. – Fattore di bontà del circuito d'ingresso 61
31. – Rapporto segnale/rumore 63
32. – Numero ottimo di spire del telaio 65
33. – Norme costruttive 66
34. – Scelta della località d'impianto 68
35. – Norme generali di installazione dei R. G. 70
36. – Classificazione degli apparati radiogoniometrici 71

PARTE II. — APPARATI UTILIZZANTI LA PROPAGAZIONE TERRESTRE

Capo V. — *Radiogoniometri propri.*

A. – A TELAIO SEMPLICE GIREVOLE.

37. – Funzionamento degli apparati a telaio girevole 73
38. – Dispositivo goniometrico 74
39. – Vari schemi di R. G. a telaio girevole:
a) telaio ed antenna sintonizzabili 77
b) telaio ed antenna aperiodici 80
40. – R. G. con telaio accelerato 87

B – A TELAI INCROCIATI GIREVOLI

41. – R. G. Robinson per segnali deboli 88
42. – R. G. unidirezionale per massimo 89
43. – R. G. unidirezionali per minimo 92

C. – A TELAI INCROCIATI FISSI

44. – Il complesso a tre bobine 95
45. – Funzionamento del R. G. Bellini-Tosi 96
46. – Influenza dell'accordo dei telai 99
47. – Errore di accoppiamento 101

D – R. G. AUTOPUNTANTI

48. – Principio dei R. G. autopuntanti - R. G. S.A.F.A.R. tipo S. 92 103

Capo VI. — *Radiobussole.*

49. – Principii delle Radiobussole. 107
50. – Radiobussola e. m. Busignies 109
51. – Radiobussola a tubo catodico per aeroporti 112

Capo VII. — *Radioindicatori di rotta.*

A – PRINCIPII GENERALI

52. – Principii dei R. I. di rotta 116
53. – Classificazione dei R. I. di rotta 120

B – VARI TIPI DI R. I. DI ROTTA

54. – R. I. Dieckmann a commutazione di telai incrociati 122
55. – R. I. Marconi con tubo catodico 124
56. – R. I. Telefunken ad inversione di cardioide 125
57. – R. I. Hell ed R.C.A. a commutazione elettronica 126
58. – R. I. del Bureau of Standards (senza antenna ausiliaria) 132

59. – R. I. della D.V.G. 135
60. – R. I. senza commutazione 138
61. – Sensibilità dei R. I. di rotta 140

Capo VIII. — *Radiofari.*

62. – Varie specie di radiofari 142

A – RADIOFARI A TELAI FISSI

63. – Radiofari ad emissioni direzionali fisse 142
64. – Rivelatori visivi dell'equisegnale 144
65. – Radiofari ad emissioni direzionali fisse con equisegnali multipli. 146
66. – Radiofari ad emissioni direzionali fisse con inversione di cardioide 147
67. – Radiofari ad emissioni direzionali rotanti 149
68. – Radiofari a doppia emissione (fissa e rotante) 151

B – RADIOFARI AD ANTENNE

69. – Radiofari a coppie di antenne 153
70. – Radiofari di atterraggio (ad antenne, equisegnali ed unidirezionali) 155
a) Marconi 155
b) Philips 156
c) Lorenz 158
71. – La scelta dell'onda di lavoro dei radiofari 159

Capo IX — *Radiolocalizzatori*

72. – Principii e varie specie di R. L. 160

PARTE III. — APPARATI UTILIZZANTI LA PROPAGAZIONE IONOSFERICA

Capo X. — *Radiogoniometri ad impulsi.*

73. – Radiogoniometro Telefunken ad impulsi 167

Capo XI. — *R. G. ad antenne spaziate (Adcock).*

74. – Principio del funzionamento 171
75. – Varie realizzazioni del R. G. Adcock 176
76. – Deviazione ottantale 180
77. – Zone morte pel rilevamento 182
78. – Influenza del terreno di impianto 184
79. – Compensazione dell'effetto di antenna nei R. G. Adcock 188
80. – Impianti Adcock per onde corte 189
81. – R. G. Adcock girevole 191
82. – Difetti dei R. G. Adcock 192

Capo XII. — *R. G. a telai spaziati.*

83. – Rivelatore di rotta Eckersley 193

PARTE IV. — PERTURBAZIONI DOVUTE ALLA INSTALLAZIONE DEL R. G.

Capo XIII. — *Influenza delle masse circostanti.*

84. – R. G. installati su veicoli elettricamente isolati 197
85. – R. G. installati su veicoli messi a terra 200
86. – Perturbazioni dovute a conduttori vicini 201
87. – Rilievi sperimentali 205

PARTE V. — ERRORI NEI RILEVAMENTI R. G.

Capo XIV. — *Errori e correzioni.*

88. – Varie specie di errori nel rilevamento r. g. 207
89. – Correzione e compensazione degli errori 209
90. – Caso di una vettura r. g. 210
91. – Taratura dei r. g. mobili 212
92. – Determinazione dell'errore probabile di un rilevamento senza taratura 212

PARTE VI. — RADIO-TRIGONOMETRIA

Capo XV. — *Riporto dei rilevamenti R. G. sulla carta.*

93. – Uso dei rilevamenti r. g. 215
94. – Determinazione della posizione del posto emittente sulla carta topografica 216
95. – Tracciamento della direzione del rilevamento sulla cartageografica 218
96. – Calcolo del rilevamento di posti R. T. noti e lontani 218

PARTE VII. — TEORIA DEI TELAI R. G.

Capo XVI. — *Premessa.*

97. – Generalità 221
98. – Le costanti del telaio 223
99. – Il telaio di due spire 224

Capo XVII. — *Equazione del telaio di due spire.*

100. – Soluzione delle equazioni differenziali 225

Capo XVIII. — *Applicazioni ai telai r. g.*

101. – Calcolo delle costanti arbitrarie 227
102. – Calcolo della f.c.m. e della corrente ricevuta 228
103. – Calcolo delle altezze elettrica e magnetica 229
104. – Calcolo delle Z 229
105. – Calcolo dell'effetto di antenna 230
106. – Calcolo del fattore di merito 231

Capo XIX. — *Casi particolari.*

107. – Telaio aperiodico col centro isolato 233
108. – Circuiti simmetrici 237
109. – Circuiti dissimmetrici 240

PARTE VIII — NOZIONI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE RADIO

Capo XX. — *I tre modi di propagazione.*

110. – Influenza generica della lunghezza d'onda 243
111. – La propagazione ionosferica 244
112. – La frequenza limite per la riflessione 246
113. – La rotazione della polarizzazione 251
114. – La propagazione terrestre 252
115. – La propagazione atmosferica 255
116. – La propagazione delle onde ultracorte 256
117. – La R. G. delle onde ultracorte 257
118. – Anomalie, affievolimenti e disturbi 257

PARTE IX — RADIONAVIGAZIONE

Capo XXI. — *I moderni sistemi di Radionavigazione.*

119. – Generalità 261
120. – Radiofaro (Radiosentiero) omnidirezionale ad onde ultracorte ... 262
121. – Sistema di atterraggio S. C. S. 51 262
122. – Radiofaro Consol 263
123. – Sistema P. O. P. I. 267
124. – Sistemi di Radionavigazione iperbolica 269
125. – Sistema Decca 270
126. – Sistemi Loran e Gee 272
127. – Sistemi Radar ad onde ultracorte (V. H. F.) 275
128. – Radiosentiero 276
129. – Indicatore di posizione (P.P.I.) 276
130. – Sistema G.C.A. 277
131. – Pregi e difetti dei vari sistemi 278

Bibliografia 281

Appendice N. 1 — IV Riunione del C.C.I.R. 285

Appendice N. 2 — Onde destinate alla R. G. internazionale in Europa 291

SIMBOLI ED ABBREVIAZIONI

R. G. = radiogoniometro, radiogoniometria
r. g. = radiogoniometric-o-a-he-i
E, e = ampiezza e valore istantaneo della f. e. m., in volt
I, i = ampiezza e valore istantaneo della corrente, in ampere
$\mathfrak{F}$ = forza cimomotrice, in volt
F = forza elettrica, intensità del campo elettrico, in volt/metro (oppure = farad = unità di capacità elettrica)
H = forza magnetica, intensità di campo magnetico, in ampere per metro. (oppure = henry = unità di induttanza magnetica)
V, v = ampiezza e valore istantaneo della d. d. p., in volt
W = potenza, in watt
f. e. = forza elettrica od intensità del campo elettrico (volt/metro)
f. m. = forza magnetica od intensità del campo magnetico (ampere/metro)
f. c. m. = forza cimomotrice (volt)
f. e. m. = forza elettromotrice (volt)
d. d. p. = differenza di potenziale (volt)
R. F. = radiofrequenza = alta frequenza
B. F. = bassa frequenza = audiofrequenza
λ = lunghezza d'onda, in metri
f = frequenza, in Hz
Hz = Hertz = unità di frequenza (periodi al secondo): con i multipli KHz = 10^3Hz; MHz = 10^6 Hz.
h = altezza delle antenne; altezza efficace dei telai, in metri
$C, G, L, M, R,$ = capacità (farad); conduttanza (mho); induttanza (henry); mutua induttanza (henry); resistenza (ohm)
$k, g, l, m, r,$ = idem. Valori specifici, cioè per metro lineare
X, Y, Z = reattanza (ohm); ammittanza (mho); impedenza (ohm)
$x, y, z,$ = idem, valori specifici (per metro lineare); oppure coordinate cartesiane (metri)
c = velocità della luce = 3.10^8 metri al secondo = $1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$.
μ_0 = induttività magnetica del vuoto ($4\pi\, 10^{-7}$ henry per metro e per spira al quadrato)
ε_0 = induttività dielettrica del vuoto ($\simeq \frac{10^{-9}}{36\pi}$ farad per metro)
ρ_0 = impedenza caratteristica dello spazio vuoto = 377 ohm $\simeq$ $\simeq 120\pi$ ohm
[2] = richiamo della formola [2]. Le formole sono numerate per capitoli
(2) = richiamo alla nota (2).
{2} = richiamo alla pubblicazione n. 2 della Bibliografia.

PREMESSA

1. – *Generalità.*

La radiogoniometria (R. G.) si può definire quel ramo della radiotecnica che si propone la determinazione della direzione di provenienza delle emissioni radio.

A tale scopo essa sfrutta il modo di propagazione delle onde elettromagnetiche emesse dalle ordinarie stazioni radio; propagazione che all'intorno del posto emittente e sul suolo, supposto piano ed uniforme, avviene per onde che, a distanza, possono senza errore apprezzabile considerarsi piane e verticali, con il campo elettrico polarizzato quasi verticalmente e il campo magnetico polarizzato orizzontalmente, secondo rette perpendicolari alla direzione di propagazione.

In tali condizioni un aereo a telaio verticale, girevole intorno ad un asse pure verticale e impiegato come captatore delle onde e. m., acquista proprietà direttive, perchè fornisce un massimo di ricezione allorchè esso abbraccia il massimo numero di linee di forza magnetica, vale a dire quando il prolungamento del suo piano verticale passa per la stazione emittente. Per contro l'effetto del campo sul telaio si annulla quando il piano del telaio è esattamente parallelo alla linea di forza magnetica, cioè quando esso è perpendicolare alla direzione di provenienza dei segnali. La posizione di ricezione nulla individua così nettamente la direzione di provenienza dei segnali; determinando in diverse località la direzione di provenienza di una stessa emissione e riportando su una adatta carta topografica tali direzioni, il loro incrocio individuerà la ubicazione della stazione emittente.

Su questo semplice schema si è sviluppata una grande varietà di artifici e di dispositivi tendenti a rendere più semplice, rapido, preciso, sicuro, il rilevamento r. g. L'esame e la descrizione di questi artifici e di questi dispositivi formano l'oggetto di questo Corso.

Fin dal suo sorgere (1906-1910) la R. G. ha avuto un certa im-

portanza militare per il fatto che essa permetteva, in condizioni favorevoli, di determinare la postazione delle stazioni radio nemiche e costituiva perciò un ottimo ausilio al servizio delle informazioni militari. Un notevole sviluppo ha pure avuto, anche in passato, come mezzo ausiliario per la navigazione marittima. Ma l'importanza della R. G. è andata aumentando, specialmente negli ultimi anni, in seguito al crescente sviluppo della navigazione aerea, per la quale i radiogoniometri, gli indicatori di rotta, i radiofari, le radiobussole ed i radiolocalizzatori costituiscono i mezzi più efficaci per garantire la sicurezza della navigazione stessa.

2. – *Sommario della materia e cenno storico.*

Nelle nozioni fondamentali esamineremo i principali effetti ed i sistemi aerei direttivi ad onda fissa e prenderemo poscia in esame i principali inconvenienti ed i requisiti che si richiedono agli apparati, terminando con la classificazione degli stessi.

Passeremo poi allo studio dei principali apparati r. g., convenientemente suddivisi in categorie e gruppi secondo il modo del loro impiego e secondo le loro caratteristiche funzionali. In una successiva parte esamineremo le principali cause di errori ed i relativi rimedi e nel seguito accenneremo ai modi di utilizzare i rilevamenti r. g. per la determinazione del punto geografico, o della rotta, del centro emittente che si vuol rilevare. Due note complementari contengono una teoria dei telai r. g. e le nozioni essenziali sulla propagazione sulle onde e. m.

In apposita tabella sono dati i significati dei simboli più usati ed in una nota bibliografica sono citate le principali pubblicazioni trattanti di R. G.; infine un appendice riporta i risultati r. g. dell'ultima conferenza tecnica internazionale di Radio comunicazioni (Bucarest, 1937).

Useremo le unità del sistema definitivo (Giorgi) e le notazioni simboliche per le grandezze elettriche, e supporremo noti gli elementi della elettrotecnica e della radiotecnica.

Non ci indugieremo nella storia della R. G. limitandoci ad alcune date. Il telaio girevole, oggi comunemente usato, venne proposto nel 1902 da A. Blondel ma effettivamente impiegato solo molto più tardi, cioè dopo l'avvento dei tubi elettronici: esso venne preceduto dalle coppie di antenne (o telai) fisse e incrociate, dovute ad E. Bellini ed A. Tosi (1906), già collaboratori del Prof. A. Artom che nel 1903 aveva per primo iniziato gli studi r. g. in Italia.

Nel 1919 venne proposto da F. Adcock il sistema a due coppie di antenne incrociate, come nel Bellini-Tosi, ma con i collegamenti orizzontali accuratamente schermati.

L'avvento delle onde ultracorte ha stimolato la introduzione dei sistemi direttivi di antenne, lavoranti su una sola onda, preconizzati da G. S. BROWN fin dal 1899 (due antenne distanti $^1/_2$ onda).

Tra gli artifici r. g. fondamentali dobbiamo ricordare il complesso a tre bobine (inizialmente chiamato radiogoniometro) dovuto a Bellini e Tosi (1906); il dispositivo di senso, dei medesimi (1909); la antenna ausiliaria di compensazione (F. MICHELSSEN, 1926); la commutazione della cardioide (effetto differenziale — M. DIECKMANN, 1926); la commutazione elettronica (effetto di fase — R. HELL, 1929) ecc., ecc.

Il nostro studio non ha per scopo il maneggio degli apparati in uso nè la descrizione dei loro particolari costruttivi, ma piuttosto la messa in evidenza dei principi informatori dei vari apparati realizzati o di probabile realizzazione, a fine di bene omprenderne il funzionamento, di mostrarne le differenze, le analogie, le possibilità, le limitazioni; tutto ciò nell'intento di facilitare gli studiosi e di stimolarli nelle ricerche di perfezionamenti, di nuove combinazioni, di nuovi principi.

Ci rivolgiamo specialmente ai ricercatori italiani, che paghi di aver dato al mondo le prime realizzazioni r. g., hanno abbandonato tale campo e solo in questi ultimi tempi accennano ad una ripresa.

Vogliamo qui ringraziare il Col A. Marino pei suoi consigli e per le sue parole di consenso a questo lavoro e l'Amm. G. Pession che ne ha curata la presentazione.

PARTE I

NOZIONI FONDAMENTALI

Capo I.

GLI EFFETTI RADIOGONIOMETRICI DEI TELAI

3. – *Effetto di telaio.*

Cominciamo col considerare il caso ideale della propagazione terrestre e regolare, e di un apparato perfetto e perfettamente installato.

Le onde emesse dal posto emittente che deve essere rilevato, e che supponiamo ad antenna del tipo marconiano, si propagano in ogni direzione secondo successive superfici sferiche aventi tutte il centro nella stazione emittente. Ad una certa distanza sulla superficie del suolo, le linee di f. m. sono perciò dei cerchi orizzontali, mentre quelle di f. e. sono rette pressochè verticali: sono cioè rispettivamente direttrici e generatrici di successive superfici cilindriche circolari che si espandono partendo dalla stazione emittente e che, dato il grande raggio, possono ritenersi, al posto ricevente, praticamente piane.

Se in queste condizioni si pone (fig. 1) un telaio, cioè un conduttore rigido, a spirale, contenuto in un piano

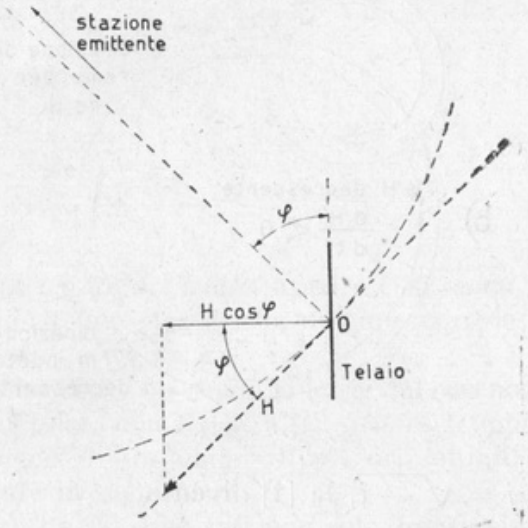


Fig. 1.

verticale e comprendente N spire di superficie S, in modo che la normale (orizzontale) al suo piano faccia un angolo φ con la direzione del campo magnetico H, il flusso magnetico entrante nel circuito sarà $\Phi = \mu_0 S N H \cos \varphi$, l'angolo φ essendo uguale a quello che il piano del telaio fa con la direzione di provenienza dei segnali (fig. 1). Ciò a condizione che le dimensioni del telaio siano piccole di fronte alla lunghezza d'onda, in modo da poter ritenere H costante in tutti i punti nell'interno del telaio.

Poichè H è variabile con la pulsazione ω dell'onda in arrivo, la variazione del flusso produce, sul complesso delle spire del telaio, la f.e.m. di induzione

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -N S \mu_0 \frac{dH}{dt} \cos \varphi \qquad [1]$$

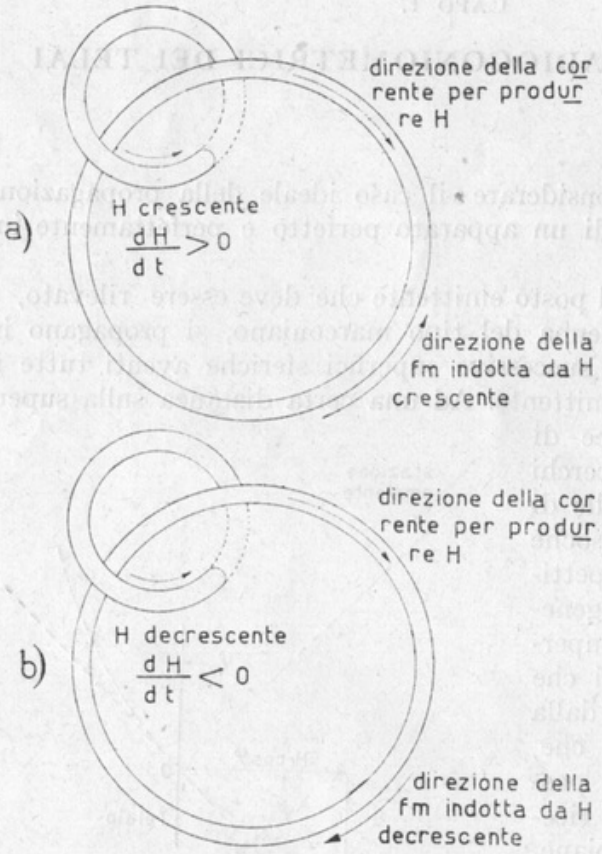


Fig. 2.

In *unità Giorgi* sarà Φ in Weber; H in ampere/metro; S in m^2; e in volt; μ_0 in henry/metro.

Come è noto, il segno meno della E sta ad indicare che per H *crescente* in una certa direzione, la f.e.m. indotta ha la direzione *contraria* (figura 2-*a*), a quella della corrente che produrrebbe un flusso avente quella direzione. Quando H è decrescente (fig. 2-*b*) la f.e.m. ha invece la direzione della corrente che produrrebbe un flusso avente la direzione di H.

In notazioni simboliche, ricordando che è $\frac{d}{dt} = j\omega$ con $j = \sqrt{-1}$, la [1] diventa:

$$E = -j\omega\mu_0 NSH \cos\varphi = = j \cdot \frac{2\pi c}{\lambda} \mu_0 NSH \cos\varphi$$

Abbiamo qui sostituita la pulsazione $\omega = 2\pi f$ con $2\pi c/\lambda$ in cui $c = 3.10^8$ metri al secondo è la velocità di propagazione della luce nel vuoto, f è la frequenza in periodi al secondo (Hertz) e λ la lunghezza d'onda in metri.

Osserviamo ora che nelle condizioni di propagazione qui considerate, cioè sulla superficie di un suolo piano ed omogeneo, il campo elettrico F e quello magnetico H sono tra loro in fase e costituiscono, con la direzione R di propagazione, una terna destrorsa (pollice — campo elettrico; indice — campo magnetico; medio — direzione di propagazione).

Inoltre tra le ampiezze dei due vettori, misurate rispettivamente in volt per metro il vettore elettrico, ed in ampere per metro quello magnetico, esiste la relazione:

$$F = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\, H = \rho_0 H \simeq 120\,\pi\, H$$

in cui μ_0 = induttività magnetica del vuoto $= 4\pi\, 10^{-7}$ henry per metro; ε_0 = induttività elettrica del vuoto $\simeq 10^{-9}/36\,\pi$ farad per metro; $\rho_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \simeq 120\,\pi$ ohm $(= 377$ ohm$)$ = impedenza caratteristica del vuoto.

Essendo inoltre, notoriamente, $c = 1/\sqrt{\mu_0\,\varepsilon_0}$ ne risulta

$$c\,\mu_0 = \frac{\mu_0}{\sqrt{\mu_0\,\varepsilon_0}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \rho_0 = \frac{F}{H}$$

e quindi:

$$E = -j\,\frac{2\pi N S}{\lambda}\,\rho_0 H \cos\varphi$$

ovvero

$$E = -j\, h_t F_t \cos\varphi \qquad [2]$$

nella quale si è posto:

$$h_t = \frac{2\pi N S}{\lambda} \qquad [3]$$

Questa h_t detta *altezza efficace del telaio*, appare così come una caratteristica importante del telaio stesso, che ne sintetizza le proprietà radiative e captative.

La [2], che mostra come la f.e.m. segua la legge del coseno, è la relazione fondamentale dei telai, nonchè di altri sistemi (coppie di antenne distanti molto meno di un onda, dipoli orizzontali) che avremo occasione di studiare in seguito.

Entrambe le relazioni [2] e [3] sono tuttavia solo approssimate,

pur essendo lecite nella maggior parte dei casi pratici. Al N. 15 ed alla Parte VII vedremo i limiti della loro validità.

4. – *La ricezione radio.*

Osserviamo che mentre *rilevare* una emissione radio significa, nel gergo r.g., determinarne la direzione di provenienza, *rivelare* una emissione radio significa renderla sensibile con mezzi uditivi o visibili, mediante trasformazione in corrente continua o di minor frequenza.

La rivelazione può consistere, o in una semplice *rettificazione* della R. F., che dà all'uscita una corrente continua o pulsante, cioè avente direzione costante; oppure in una *demodulazione*, che ottiene all'uscita una corrente alternata, avente la frequenza e la fase della modulazione. La demodulazione è in genere uno stadio successivo alla rettificazione; ad esempio immettendo la corrente rettificata nel primario di un trasformatore si avrà al secondario la sola componente alternata, che costituisce appunto la corrente demodulata.

La emissione radio da rilevare e che induce nel telaio la f.e.m. [2] può trasportare segnali telegrafici o modulati, cioè avere la f. e. di ampiezza F costante, oppure variabile come $F\,(1 + m \cos pt)$ essendo $p/2\pi$ la frequenza di modulazione ed m il tasso.

Nel 1° caso la rivelazione è preceduta dalla eterodinazione, cioè dalla interferenza con una oscillazione locale di radiofrequenza $(\omega_e/2\pi)$ poco diversa da quella $(\omega/2\pi)$ del segnale in arrivo, ma di ampiezza V_e molto maggiore di quella $V_s = F\,h_t \cos\varphi$ del segnale stesso.

Dalla rappresentazione nel piano complesso delle f.e.m. $v_e = V_e \cos \omega_e t$ e $v_s = V_s \cos \omega t$, interferenti, si ricava l'ampiezza del segnale d'ingresso risultante:

$$V = \sqrt{V_e^2 + V_s^2 + 2\,V_e\,V_s \cos\,(\omega_e - \omega)t}$$

che per $V_e \gg V_s$ diventa

$$V = V_e \left(1 + \frac{V_s}{V_e} \cos\,(\omega_e - \omega)\,t\right) \qquad [4]$$

Se il segnale in arrivo fosse modulato, la f.e.m. di ingresso sarebbe invece

$$V_s = E = F\,h_t \cos\varphi\,(1 + m \cos pt)$$

Ora è noto [1] che un segnale modulato avente, come ampiezza della R. F., $N\,(1 + n \cos pt)$, dopo demodulazione dà una corrente

[1] Vedi ad es.: G. LATMIRAL, *I Tubi elettronici nella rivelazione*, Riunione della A. E. I., Bari, 1937.

di uscita proporzionale a $N^2\, n \cos pt$ oppure ad $|N|\, n \cos pt$, secondo che la rivelazione è del tipo quadratico o lineare. Il fattore $|N|$ indica che il segno della corrente demodulata non dipende da quello della N, ampiezza della R. F. ma conserva il segno della $n \cos pt$, cioè della B. F. modulante. Segue che i due segnali considerati daranno rispettivamente in uscita:

a) il segnale modulato: $m F^2 h_t^2 \cos^2 \varphi \cos p\, t$

oppure: $m \mid F h_t \cos \varphi \mid \cos pt$

b) il segnale eterodinato: $V_e F h_t \cos \varphi \cos (\omega_e - \omega)\, t$

oppure: $\dfrac{|V_e|}{V_e} F h_t \cos \varphi \cos (\omega_e - \omega)\, t$

Risulta così che l'intensità di ricezione, proporzionale all'ampiezza della B. F. e di pulsazione p od $(\omega_e - \omega)$, potrà scriversi:

$$I = I_0 \mid \cos \varphi \mid \qquad \text{oppure:} \qquad I = I_0 \cos^2 \varphi.$$

Queste due funzioni sono rappresentate, in coordinate polari, la $I_0 \mid \cos \varphi \mid$ dalla fig. 3-*a*, e la $I_0 \cos^2 \varphi$ dalla fig. 3-*b*. Ora l'angolo α che la tangente alla curva fa col raggio vettore ρ si ricava dalla $\operatorname{tg} \alpha = \rho / \dfrac{d\rho}{d\varphi}$ che dà, rispettivamente per le due curve, $\operatorname{tg} \alpha = -\cot \varphi$ e $2 \operatorname{tg} \alpha = -\cot \varphi$. Segue che quando $\varphi = 90^\circ$ per entrambe si ha $\alpha = 0$, cioè le due tangenti sono parallele al raggio vettore e, come questo, perpendicolari all'asse polare. Entrambe presentano dunque una cuspide per $\varphi = 90^\circ$ (e per 270°), ma malgrado questa analogia esse vi si comportano molto diversamente. Infatti, per $\varphi = 90^\circ \pm \varepsilon$ e per piccoli valori di ε si ha, in valore assoluto:

$$d\,(I_0 \mid \cos \varphi \mid) = I_0 \cos \varepsilon\, d\, \varepsilon \simeq I_0\, d\, \varepsilon$$

e

$$d\,(I_0 \cos^2 \varphi) = I_0 \operatorname{sen} 2\, \varepsilon\, d\, \varepsilon \simeq 2\, \varepsilon\, I_0\, d\, \varepsilon$$

che per $d\, \varepsilon = 1^\circ = 0{,}01745$, sempre intorno a $\varphi = 90^\circ$, danno

$$d\, I_0 \mid \cos \varphi \mid = 0{,}01745\, I_0 \quad \text{e} \quad d\,(I_0 \cos^2 \varphi) = 0{,}000608\, I_0 \;;$$

l'incremento di ρ per $d\, \varepsilon = 1^\circ$ è circa 28 volte maggiore per la 1ª che per la 2ª.

Per contro, per $\varphi = 0^\circ$ (oppure $\varphi = 180^\circ$) entrambe le derivate sono nulle e le due curve hanno comportamenti identici, cioè minima variazione di ρ al variare di φ.

Ne emerge la convenienza che il rilevamento radiogoniometrico

sia fatto cercando la direzione di ricezione nulla ($\varphi = 90^0$), per sfruttare la massima variazione nella intensità dei segnali al rotare del telaio ed ottenere con ciò la massima nettezza del rilevamento.

È inoltre chiara la convenienza di eterodinare anche i segnali modulati, per evitare l'uscita del tipo $I_0 \cos^2 \varphi$, di variazione più lenta. Con l'eterodinamento si introduce bensì una distorsione nella modulazione, ma questa non interessa l'operatore r. g., cui spetta solo di curare il rilevamento.

5. – *Il diagramma ad* 8.

Riferendoci particolarmente alla forma $I_0 |\cos \varphi|$ che considereremo come normale, l'interpretazione del relativo diagramma (fig. 3-*a*) è molto semplice.

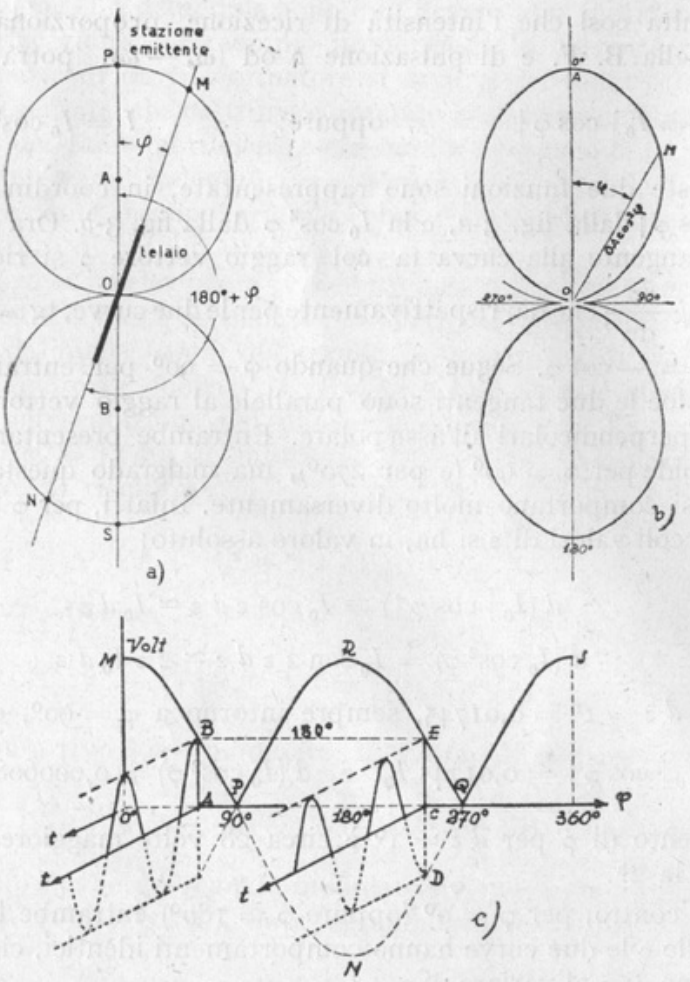


Fig. 3.

Se $S\,O\,P$ rappresenta (fig. 3-*a*) la direzione di provenienza dei segnali e $O\,M$ la proiezione del piano del telaio facente un angolo φ con la prima direzione, indicando con OP, in una scala arbitraria, l'ampiezza della f.e.m. E massima (per $\varphi = o$), segue che quella corrispondente all'angolo φ è indicata dal segmento $O\,M$ intercettato su un cerchio di raggio $OA = {}^1/_2\ OP$. Infatti è $OM = OP$ cos φ. Aumentando di 180° l'angolo φ, ovvero rovesciando il telaio, la f.e.m. cambia di segno ma conserva lo stesso valore assoluto. La forza della ricezione, che dipende solo dall'ampiezza della f.e.m., cioè dal suo valore assoluto, segue quindi l'andamento rappresentato dei due cerchi tangenti della fig. 3-*a*, che costituiscono il cosidetto *diagramma ad otto*, classico in R. G. Da esso risulta chiaro che mentre la posizione della massima ricezione è molto incerta, al contrario la posizione di ricezione nulla è molto netta, perchè intorno ad essa una rotazione lievissima del telaio basta per far sparire o ricomparire il segnale.

Rimane tuttavia la incertezza di 180°, perchè la ricezione è nulla, od ha uguale forza, per segnali uguali provenienti da parti opposte.

Alla stessa conclusione si giunge ragionando su un diagramma cartesiano (fig. 3-*c*) avente per ascisse l'angolo φ tra piano del telaio e piano di provenienza dei segnali, e per ordinate l'ampiezza della f.e.m. agente. La [2] dice che il valore istantaneo della f.e.m. agente, seguendo nel tempo la legge sinusoidale di pulsazione ω, ha segni opposti per direzioni opposte di provenienza del segnale (direzioni differenti di 180° come AB e CD della fig. 3-*c*) mentre la forza della ricezione non è suscettibile di segni diversi. La f.e.m. agente segue quindi l'andamento della curva $M\,B\,P\,N\,D\,Q\,S$ mentre la forza della ricezione segue quello della curva $MBPREQS$, lasciando la incertezza di 180° perchè $BA = CE$, come nel diagramma ad 8.

6. – *Determinazione del senso.*

Per togliere l'incertezza di 180° si adotta il dispositivo di senso, realizzato {50} prima del 1909 dagli italiani Ettore Bellini ed Alessandro Tosi e consistente nell'accoppiare al telaio accordato sull'onda di lavoro, un aereo ad antenna pure accordato sulla stessa onda (fig. 4-*a*). Vedremo in seguito che questo doppio accordo non è indispensabile ma per una prima comprensione del funzionamento lo supporremo realizzato.

Se h_a è, in metri, l'altezza efficace dell'antenna, la f.e.m. su di

essa incidente sarà, in volt, $E = Fh_a$ in cui F è il campo elettrico in volt/metro: l'antenna, di resistenza R_a, se viene accodata sulla pulsazione Z dell'onda incidente, sarà percorsa dalla corrente I, in fase con F, data da:

$$I = \frac{F\,h_a}{R_a}$$

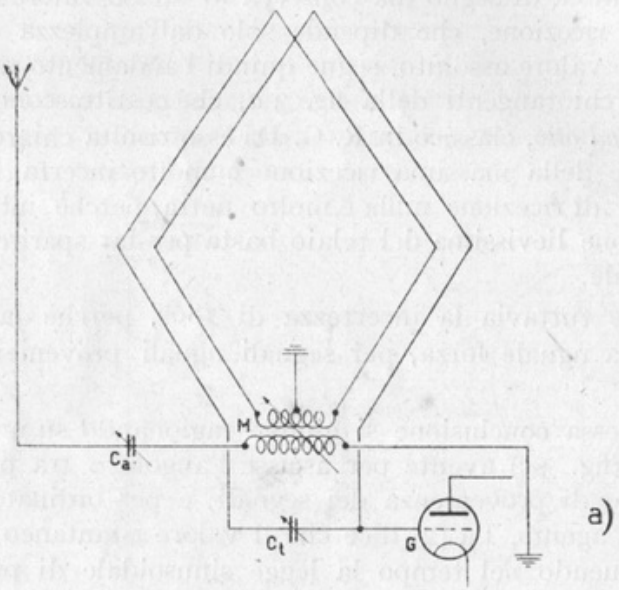


Fig. 4-*a*.

e se M (in Henry) è la mutua induzione tra antenna e telaio, la f.e.m. indotta nel telaio dalla corrente I sarà, in notazioni simboliche:

$$E' = -j\,\omega\,M\,I = -j\,\frac{\omega\,M\,F\,h_a}{R_a} \qquad [5]$$

mentre la f,e.m. indotta dal campo magnetico direttamente sul telaio è data dalla [2] cioè:

$$E'' = -j\,h_t\,F\cos\varphi \qquad [3]$$

Entrambe le f.e.m. E' ed E'', essendo in quadratura con il campo elettrico F, sono tra loro in fase e la loro somma vettoriale si riduce perciò alla somma algebrica. La f.e.m. risultante sarà quindi, ponendo $-j\,h_t\,F = E_0''$:

$$E = -j\,\frac{\omega\,M\,F\,h_a}{R_a} - j\,h_t\,F\cos\varphi = E_0''\left(\frac{\omega\,M\,h_a}{R_a\,h_t} + \cos\varphi\right)$$

Se regoliamo l'accoppiamento M e la resistenza R_a in modo che sia:

$$\frac{\omega M}{R_a} = \frac{h_t}{h_a} \qquad [6]$$

otteniamo

$$E = E_0'' (1 + \cos \varphi) \qquad [7]$$

cioè il diagramma polare di ricezione diventa una cardioide (fig. 4-*b*).

La fig. 4-*b* mostra il modo di costruirla per punti: Sommando, per $\varphi < \pi/2$, il raggio vettore OR del diagramma ad 8 con quello OS del cerchio rappresentante la f.e.m. d'antenna, si ottiene quello

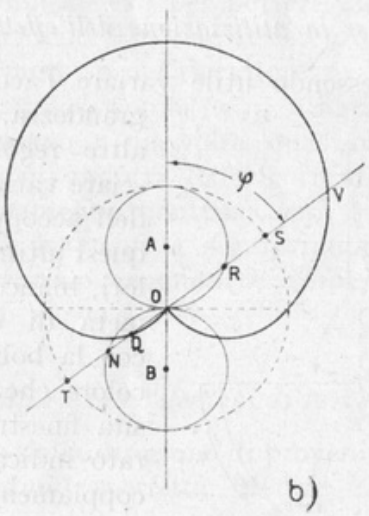


Fig. 4-*b*.

della cardioide. Sottraendo, per $\varphi > \pi/2$, ON da OT si ottiene OQ della stessa cardioide.

Variando φ da 0° a 180° la E varia da $2\ E_0''$ a 0; cioè col telaio nel piano della stazione emittente si ha un max di ricezione da una parte e ricezione nulla nella direzione opposta. Questa dissimmetria di ricezione permette di eliminare l'incertezza di 180°.

Se infatti si prende come origine delle fasi la fase della f.e.m. dovuta all'antenna ausiliaria, la f.e.m. del telaio sarà con essa concordante quando un certo lato del telaio è rivolto verso la stazione emittente, e sarà con essa in opposizione se, rovesciando il telaio, si inverte il senso della f.e.m. in esso agente. Se rimane fisso il senso dell'accoppiamento tra antenna e telaio, sarà sempre lo stesso lato del telaio che, rivolto verso la stazione emittente, produce la oppo-

sizione tra le due f.e.m. e che, rivolto nel senso opposto, produce la concordanza; tale lato del telaio, opportunamente contrassegnato, potrà perciò servire da indice della direzione di provenienza dei segnali, perchè rivolto verso la stazione esso indebolirà la ricezione, mentre che la rinforzerà se si volge dalla parte opposta.

In altre parole si può dire che fissati gli accoppiamenti interni, la cardioide si può considerare vincolata al telaio e disposta col suo centro sulla proiezione orizzontale del telaio stesso, e da una parte ben determinata; essa ruota col telaio e rappresenta, col segmento fu di essa intercettato dalla direzione di provenienza dei segnali, la sorza di ricezione.

7. – *Altri schemi per la utilizzazione dell'effetto di senso.*

Praticamente essendo utile variare l'accoppiamento anche in grandezza, conviene impiegare altre regole. Ad es. si può lasciare variabile l'entità e il senso dell'accoppiamento e indicare quest'ultimo con due diversi colori, bianco e nero, dati alle due metà di un quadrante solidale con la bobina mobile (fig. 5). Il colore che appare da una apposita finestra sul fronte dell'apparato indica così il senso dell'accoppiamento. Rovesciare l'accoppiamento equivale a rovesciare il telaio, cosicchè se il bianco indica il senso che produce l'estinzione col lato contrassegnato del telaio rivolto verso la stazione emittente, il nero indicherà il senso opposto. Ciò posto, messo il telaio a 90° da una estinzione goniometrica, il suo piano passerà per la stazione emittente; in questa posizione si cercherà l'estinzione variando l'accoppiamento. Se essa avverrà sul quadrante bianco, ciò indicherà che la stazione si trova dalla parte del lato contrassegnato del telaio: se avverrà sul nero la stazione sarà dalla parte opposta.

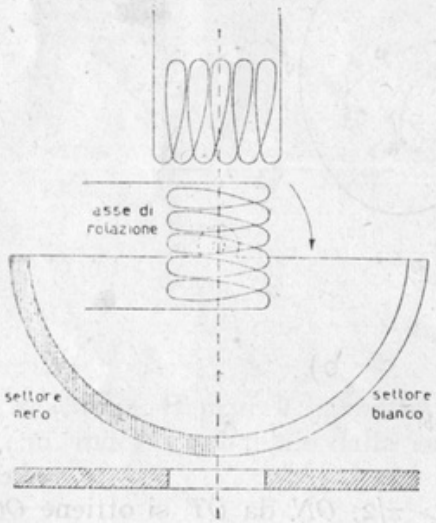


Fig. 5.

Lo schema che abbiamo considerato nella fig. 4 non è il solo che sia usato in pratica; esso è anzi ormai sostituito da molti altri, tutti tendenti però ad ottenere che le f.e.m. indotte nel ricevitore dall'antenna ausiliaria e dal telaio siano tra loro in fase.

Così ad es. adoperando un'antenna elevata e di grande efficienza captativa, la f.e.m. indotta su di essa dal campo elettrico essendo molto maggiore di quella indotta nel telaio dal campo magnetico, si dovrà ridurne l'effetto inserendo una forte resistenza nell'aereo, molto maggiore della reattanza dell'aereo per la frequenza ricevuta. La corrente cosí ottenuta nell'aereo sarà perciò in fase (o quasi) col campo, come se fosse accordata: si otterrà quindi la cardioide senza che occorra di accordare l'antenna, semplificando le operazioni.

Quando si voglia usare un'antenna di dimensioni ridotte, il suo accoppiamento al telaio può avvenire attraverso una valvola amplificatrice aperiodica. In tale caso nell'aereo stesso si inserirà una forte resistenza (100.000 ohm ad es.) per portare la corrente in fase (o quasi) con il campo incidente; su tale resistenza si deriverà poi la griglia della valvola d'ingresso del ricevitore.

La corrente di placca, in fase con la f.e.m. di gríglia, sarà quindi in fase con la corrente di aereo, a sua volta quasi in fase col campo elettrico incidente. La f.e.m. indotta dalla corrente di placca nel telaio, attraverso l'accoppiamento induttivo, sarà quindi in quadratura col campo e perciò in fase con la f.e.m. indotta direttamente nello stesso telaio dal campo magnetico, come occorre per la cardioide.

8. – *Caso della cardioide imperfetta e relazioni di fasi.*

Per giudicare del verso della direzione di provenienza non è però necessario ottenere la cardioide perfetta. Mentre è indispensabile che le due f.e.m. di antenna e di telaio agiscano in fase (o quasi), è meno importante raggiungere l'eguaglianza tra le ampiezze delle stesse due f.e.m., bastando che non siavi troppa differenza tra di esse. La fig. 6-*a* indica le variazioni del diagramma di ricezione, in coordinate cartesiane e polari, al variare del rapporto tra le due f.e.m. in causa. A è la f.e.m. d'antenna; T quella del telaio; $A + T$ la risultante.

La f.e.m. di antenna scarsa (fig. sup.), produce un semplice spostamento degli zeri di ricezione, che perciò non si verificano più a 180°; per contro la f.e.m. d'antenna eccessiva (fig. inf.) fa scomparire gli zeri di ricezione; questi si riducono poi ad uno solo nel caso di uguaglianza delle due f.e.m. (cardioide, fig. centrale).

Nella fig. 6-*b* sono rappresentate le varie tensioni anche come funzioni del tempo, secondo un asse normale al foglio, pel caso della cardioide perfetta. La *a*) dà le tensioni del telaio; la *b*) quelle dell'antenna; la *c*) la loro somma. Tutte sono supposte del tipo modulato

(I = onda portante; J = modulazione). Essendo prese in direzioni opposte, φ e $180° + \varphi$, le f.e.m. di R. F. del telaio, in P e Q (linea *a*) hanno fasi opposte mentre quelle di antenna hanno la stessa fase

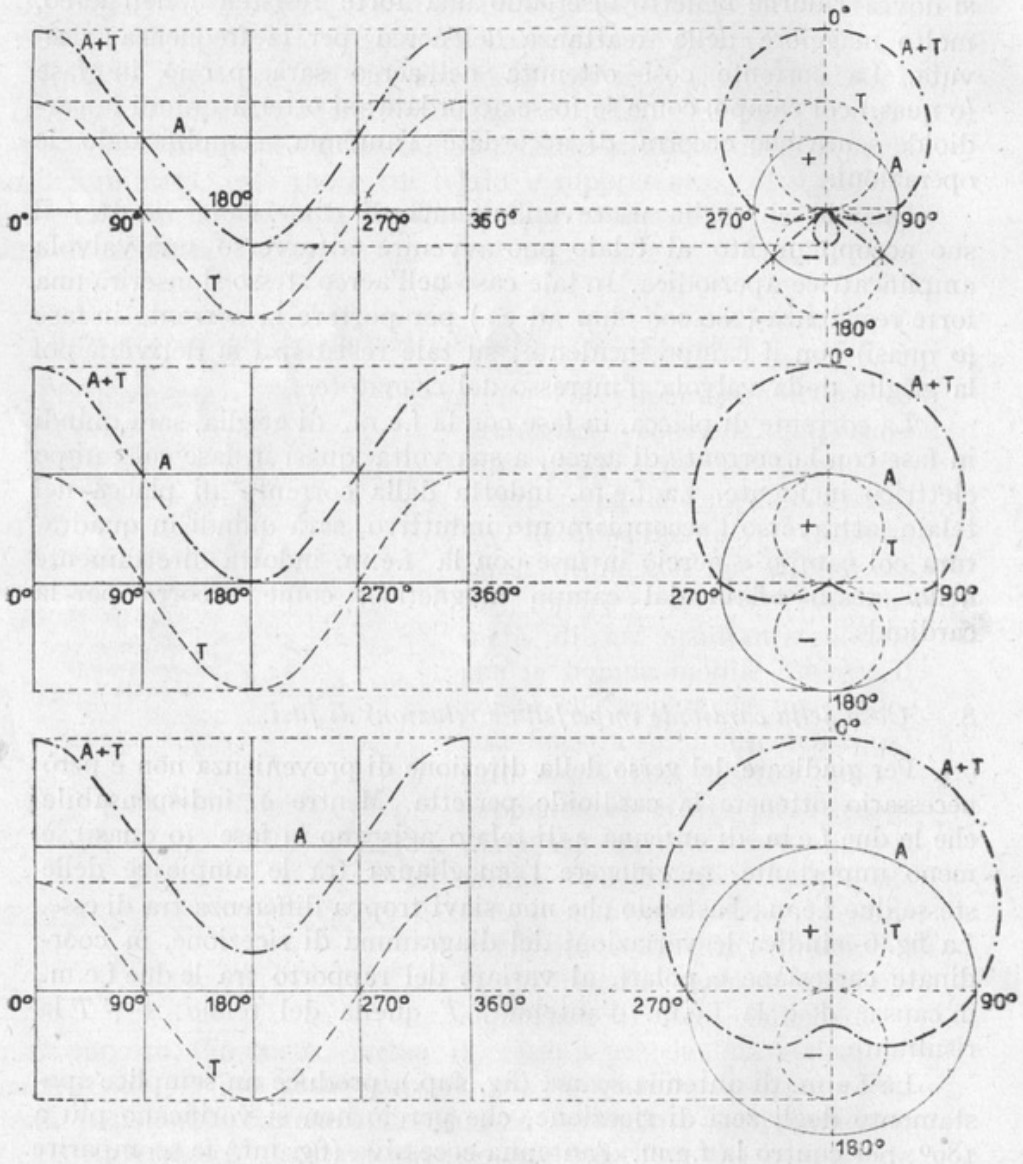


Fig. 6-*a*.

(*m* P' e Q', linea *b*); le f.e.m. risultanti hanno perciò diverse ampiezze (P'' A'' e Q'' C'', linea *c*). Con la rettificazione semplice si eliminano le alternanze punteggiate, il che mostra che le correnti demodulate, aventi la frequenza della modulazione, avranno pure diverse am-

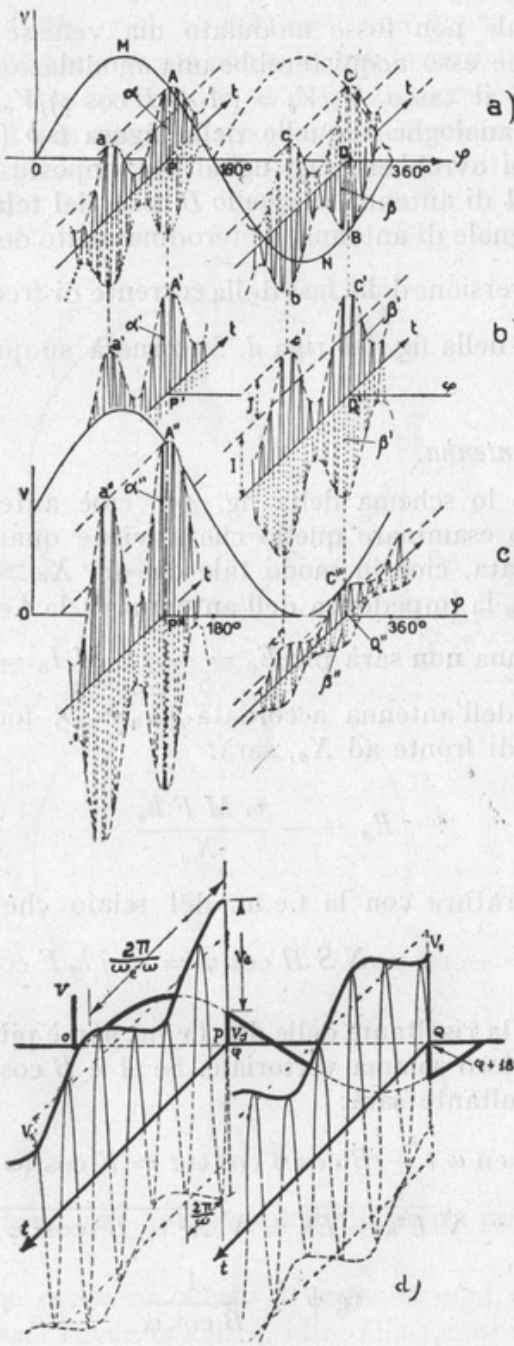


Fig. 6-*b*.

piezze, ma la stessa fase, ciò che si deduce anche dalle formole del N. 4.

Se il segnale non fosse modulato ma venisse eterodinato, si vide al N. 4 che esso acquisterebbe una modulazione di frequenza $(\omega_e - \omega)/2\pi$ ed il tasso $V_s/V_e = (A + B\cos\varphi)/V_e$, cosicchè esso avrebbe forme analoghe a quelle della figura 6-*b* (linea *c*), ma le due modulazioni avrebbero fasi uguali od opposte secondochè prevale il segnale A di antenna su quello $B\cos\varphi$ del telaio, o viceversa. Se manca il segnale di antenna, l'eterodinamento del solo segnale di telaio porta l'inversione della fase della corrente di frequenza $\frac{\omega_e - \omega}{2\pi}$, come è indicato nella fig. 6-*b* riga *d*. Si tornerà su questo argomento al N. 12.

9 - *Effetto di antenna.*

Impiegando lo schema della fig. 4-*a*, cioè antenna accoppiata al telaio, si può esaminare quello che avviene quando l'antenna è molto disaccordata, cioè in modo tale che sia $X_a \gg R_a$. Allora essendo $R_a + j X_a$ la impedenza dell'antenna [1] la f.e.m. indotta nel telaio dall'antenna non sarà più $E_a = -j\omega M I_a = -j\frac{\omega M F h_a}{R_a}$ come nel caso dell'antenna accordata ($X_a = O$, formola [5]), ma, trascurando R_a di fronte ad X_a, sarà:

$$E_a = -\frac{\omega M F h_a}{X_a} \qquad [7]$$

quindi in quadratura con la f.e.m. del telaio che è

$$E_t = -j\omega\mu_k N S H\cos\varphi = = j h_t F \cos\varphi$$

In tale caso la risultante delle due f.e.m. non è più la loro somma algebrica ma la loro somma vettoriale. Se A e $B\cos\varphi$ sono le loro ampiezze, la risultante sarà:

$$e = A\,\mathrm{sen}\,\omega t + B\cos\varphi\cos\omega t = E\cos(\omega t - \psi)$$

con: $$E = \sqrt{E^2_a + E^2_t} = \sqrt{A^2 + B^2\cos^2\varphi} \qquad [9]$$

e $$\mathrm{tg}\,\psi = \frac{A}{B\cos\varphi}$$

---

[1] Nelle antenne filiformi impiegate in R. G., di lunghezza molto minore di $^1/_4$ d onda, la impedenza Z_a si riduce alla sua reattanza di capacità. Si ha cioè $Z_a = \frac{1}{j\omega C_a} + \frac{jL\omega a}{2}$ in cui è molto preponderante il 1° termine. (Vedi ad es. ANTINORI-SAVELLI, *Fondamenti di Radiotecnica*, 1941, pag. 238).

Si ha ancora (fig. 7-*a*) in tale caso una figura a 8, ma deformata nel senso che per $\varphi = \pi/2$ non si ha più lo zero, ma bensì $E = A$. Questa f.e.m. A, non direzionale ed in quadratura con la f.e.m. del telaio, anzichè ad una antenna accoppiata può essere dovuta a cause insite nel telaio stesso; in tale caso essa costituisce il cosidetto effetto

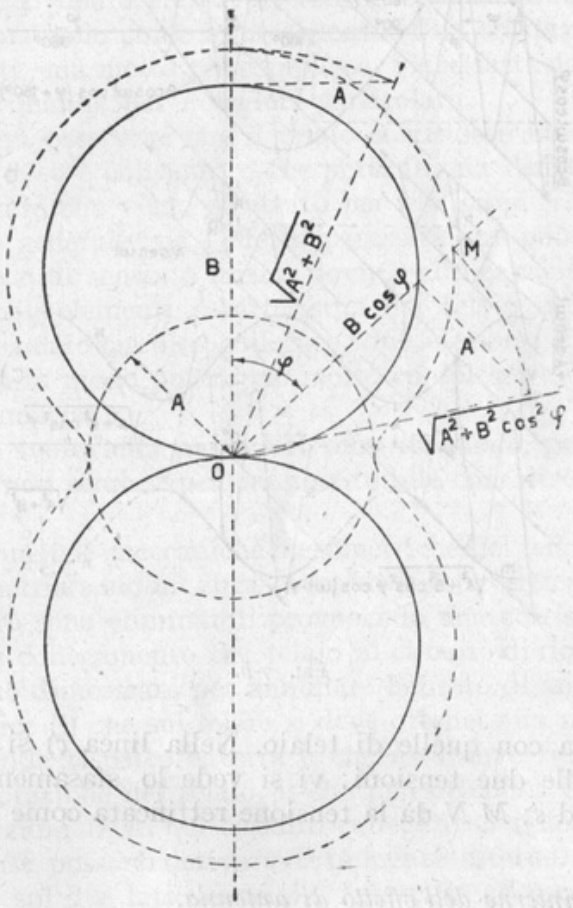


Fig. 7-*a*.

verticale o *d'antenna* che ha notevole importanza nella pratica radiogoniometrica.

Diremo che esiste un'effetto di antenna ogni qualvolta nell'*ingresso all'apparato ricevente* agisce, oltre alla f.e.m. utile, direzionale, proveniente dal telaio, una f.e.m. in quadratura con quest'ultima e non direzionale, o molto poco direzionale, qualunque ne sia la causa.

Nella fig. 7-*b* - linea *a*, è rappresentata, in diagramma carte-

siano nel tempo, la tensione del telaio in due punti opposti P e Q. Nella linea *b*) è rappresentata la tensione dell'effetto di antenna A,

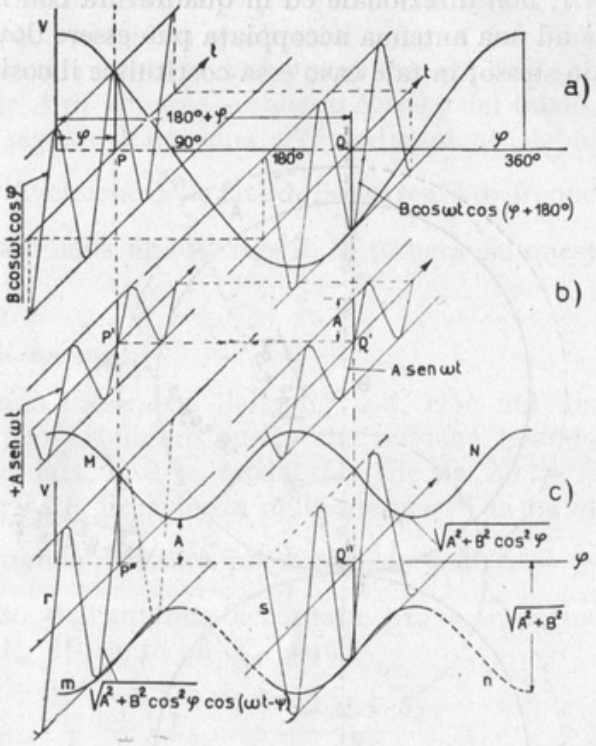


Fig. 7-*b*.

in quadratura con quelle di telaio. Nella linea *c*) si ha la somma vettoriale delle due tensioni; vi si vede lo sfasamento tra le due risultanti r ed s; $M\,N$ dà la tensione rettificata come funzione di φ.

10. – *Cause interne dell'effetto di antenna.*

Possono provocare effetti di antenna non solo le caratteristiche del telaio ma altresì il modo con cui esso viene collegato al circuito di ingresso, nonchè le caratteristiche di questo circuito e le dissimmetrie esterne, circostanti all'impianto r. g.

Una delle cause più comuni dell'effetto di antenna è la capacità del telaio verso terra, per effetto della quale il telaio, sotto l'azione del campo elettrico, diventa sede di una corrente di carica e scarica verso terra.

Tale corrente si compone con quella dovuta alla f.e.m. agente in senso circuitale lungo il telaio e che ha il carattere nettamente

direzionale che abbiamo già visto, mentre la corrente di carica e scarica è evidentemente indipendente dalla direzione del telaio dato che il telaio è verticale come il campo elettrico incidente.

È qui da notare che per ricavare la [2], e cioè la f.e.m. circuitale agente lungo il telaio e che costituisce l'effetto utile, direzionale, dello stesso, non abbiamo considerata la capacità del filo conduttore che costituisce il telaio stesso; di conseguenza il risultato ottenuto è da considerarsi solo come approssimato. Una trattazione più aderente alla realtà, ma molto più complessa, viene fatta dalla parte VII, alla quale si rimanda per maggiori particolari.

Qui basterà osservare che il telaio costituisce un tutto col circuito al quale esso è collegato e che pertanto sia l'effetto utile direzionale circuitale che viene sfruttato per gli scopi r. g. o di ricezione radio in generale, sia l'effetto parassita che può essere un effetto verticale o di senso, o misto, dovuto alla capacità propria del telaio, non sono elementi caratteristici del telaio in sè, ma bensí del complesso telaio-circuito collegato, due elementi che influiscono l'uno sull'altro in modo purtroppo molto complesso e di difficile valutazione sommaria.

La teoria svolta alla parte VII offre un modo, per raggiungere lo scopo, che non sembra per ora sostituibile con altro più semplice e comodo.

Le dissimmetrie meccaniche o geometriche del telaio rispetto all'asse di simmetria sono un'altra causa di effetti verticali o parassiti. Tali cause però sono eliminabili provocando una corrispondente dissimmetria nel collegamento del telaio al circuito di ricezione. La regola che si può dimostrare per annullare l'effetto di antenna dovuto a tali cause dice [1] che sul telaio si deve ottenere un punto centrale di tensione nulla rispetto a terra e che esso deve riuscire sull'asse verticale di rotazione del telaio, il che può ottenersi con compensazioni e regolazioni fatte nel circuito collegato al telaio.

Altre cause possono derivare da influenze esterne, agenti dissimmetricamente sui due lati del telaio. Infatti se ad esempio si considerano le due f.e.m. agenti su tali lati come diverse tra loro anche in ampiezza, per effetto di diversità nell'altezza efficace dei lati stessi, e se si indica con $f = F_0 \operatorname{sen} \omega t$ la f. e. al centro del telaio, $2\,a$ essendo il lato orizzontale del telaio, la f.e.m. e risultante dalla differenza delle f.e.m. agenti sui due lati sarà:

$$e = F_0 h_2 \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{2\pi a}{\lambda} \cos \varphi\right) - F_0 h_1 \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi a}{\lambda} \cos \varphi\right)$$

[1] L. Sacco, *La radiazione superficiale e l'effetto d'antenna negli aerei chiusi*. Bollettino tecnico dell' I.M.S.T., N. 1 e 2, 1939, pag. 34.

e posto $h_{1,2} = \frac{h_2 + h_1}{2} \pm \frac{h_2 - h_1}{2}$ segue

$$e = \frac{h_2 - h_1}{2} F_0 \operatorname{sen} \omega t \,.\, \cos\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi\right) +$$

$$+ \frac{h_1 + h_2}{2} \,.\, F_0 \cos \omega t \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi\right)$$

Quando si verifichi, come di solito: $2\pi a/\lambda \ll 1$, potendosi sostituire il seno con l'arco ed il coseno con l'unità, questa relazione dice che la differenza di altezza efficace dei lati introduce una f.e.m. in fase col campo e quasi indipendente da φ (1° termine); questo si aggiunge alla f.e.m. utile (2° termine), che rimane in quadratura col campo e pressocchè proporzionale a cos φ. Precisamente la prima f.e.m. tende a produrre un effetto di antenna mentre la seconda costituisce l'effetto di telaio.

Gli effetti d'antenna sono da considerarsi nocivi perchè attutiscono gli zeri netti di ricezione e mascherano la rapida variazione nella intensità del segnale in corrispondenza di tali zeri; rendono cosí meno netta la determinazione del minimo di ricezione, oltrechè meno rapido il rilevamento, esigendosi successivi tentativi per trovare il minimo stesso. Occorre, perciò per quanto possibile evitare tali effetti, curando al massimo possibile, nei telai r. g. e nei circuiti collegati, la simmetria di tutte le parti verso il suolo. Una regola molto seguita al riguardo consiste nel mettere francamente a terra il punto centrale dell'avvolgimento del telaio, come è indicato nella fig. 4-*a* e nel collegare i due capi del telaio stesso a punti aventi uguale capacità verso terra. Ad es. collegandoli alle griglie di due valvole di ingresso del ricevitore montate simmetricamente rispetto alla terra; oppure, se si utilizza una sola valvola (fig. 4-*a*) assicurandosi che la griglia *G* di questa sia sufficientemente negativa, così da potersi considerare isolata in modo equivalente al 2° capo, *F*, non utilizzato del telaio; in modo cioè da rendere praticamente uguali le capacità verso terra dei due capi di cui trattasi; altri modi saranno esaminati in seguito. (Vedere N. 33. Norme costruttive). Maggiori delucidazioni a questo riguardo potranno dedursi dalla teoria svolta alla parte VII.

11. – *Compensazione dell'effetto di antenna.*

Con le precauzioni accennate al N. 9 l'effetto di antenna può essere ridotto, ma difficilmente si riesce ad eliminarlo del tutto in sede costruttiva del R. G.

La parte residua, quando non sia eccessiva, si può neutralizzare o compensare provocando artificialmente {5} un effetto uguale e contrario, mediante l'antenna ausiliaria resa notevolmente disaccordata, opportunamente dosandone, in grandezza e senso, il suo accoppiamento col telaio. Se infatti indichiamo con h_a' l'altezza equivalente dell'effetto parassita di antenna, questo sarà misurato da $E'_a = h'_a F$; e poichè l'effetto ottenibile con l'antenna ausiliaria è dato dalla [8] $E_a = -\frac{\omega M F h_a}{X_a}$ basterà porre $E'_a + E_a = 0$ e dedurre $\omega M = -\frac{X_a}{h_a} h'_a$. [9]

Si otterrà così M in grandezza e segno.

La operazione relativa dicesi *compensazione*, e viene praticamente ottenuta per tentativi come vedremo.

12. – *Effetto di fase, effetto differenziale, effetto di confronto.*

Al N. 4 abbiamo ricavato le espressioni della corrente demodulata per un segnale modulato e per un segnale eterodinato, considerandone però solo il valore assoluto, dal quale solo dipende la intensità della ricezione. Vogliamo ora prendere in esame il segno, cioè la fase della corrente di uscita e notare che mentre l'uscita di un segnale modulato ($m F^2 h_t^2 \cos^2 \varphi . \cos p t$, oppure $m \mid F h_t \cos \varphi \mid \mid \cos p t$), non dipende dal segno di $\cos \varphi$, quello di un segnale eterodinato ($V_e F h_t \cos \varphi \cos (\omega_e - \omega) t$ oppure $\frac{\mid V_e \mid}{V_e} F h_t \cos \varphi \cos (\omega_e - \omega) t$), cambia segno insieme a $\cos \varphi$, cioè per angoli di provenienza opposti (passando da φ a $180° + \varphi$) oppure supplementari (passando da $90° - \varphi$ a $90° + \varphi$); vale a dire passando da provenienze avanti (I e IV quadrante), a provenienze dietro (II e III quadrante).

Ora vari dispositivi r. g. richiedono appunto quello che chiameremo *effetto di fase*, cioè che la corrente di uscita cambi di segno come $\cos \varphi$, il che si potrebbe ottenere con l'eterodinazione del segnale del solo telaio; ma vedremo che l'utilizzazione del detto effetto richiederebbe la produzione di una frequenza $(\omega_e - \omega)/2\pi$, sincrona con quella del segnale; perciò praticamente riesce più semplice introdurre un'apposita bassissima frequenza ($p/2\pi = 20 \div 100$ Hz), e con essa modulare il segnale del telaio ($B \cos \varphi \cos \omega t$). Il procedimento consiste anzi nel modulare tale segnale eliminando la frequenza modulante e sommandolo poi al segnale di antenna ($A \cos \omega t$) non modulato. Si immette così nel ricevitore il segnale $B \cos \varphi \cos pt$ . . $\cos \omega t + A \cos \omega t = A (1 + B/A \cos \varphi \cos pt) \cos \omega t$, modulato con tasso di modulazione proporzionale a $\cos \varphi$, come si ha con l'eterodi-

nazione, ma evitando tale operazione. Ciò viene indicato nella fig. 46 che vedremo a suo tempo. La prima realizzazione di questo principio sembra sia dovuta a R. Hell (1929).

Un altro modo vedremo al N. 59 (fig. 57) in cui si modula e si priva di portante il segnale di antenna anzichè quello di telaio, che non viene modulato; se si ha infatti, all'ingresso del rivelatore: $A \cos p\,t \cos \omega\,t + B \cos \varphi \cos \omega\,t = B \cos \varphi \,.\, (1 + A \cos p\,t/B \cos \varphi)$ $\cos \omega t$, si avrà all'uscita un segnale avente il segno di $\cos \varphi$.

E' da osservare che la rettificazione compiendosi sulla frequenza $p/2\,\pi$ della modulazione impressa (20 ÷ 100 Hz), se il segnale fosse già modulato a frequenza acustica, questa verrebbe eliminata, nella rettificazione, insieme alla portante, e non influirebbe perciò sul risultato, cioè sulla fase della corrente demodulata (di frequenza $p/2\,\pi$). L'*effetto di fase*, si può quindi ottenere anche con segnali già modulati a frequenze acustiche.

L'*effetto di confronto*, utilizzando due distinti sistemi aerei, ad es. due telai incrociati o due cardioidi di uno stesso telaio, produce, in ricezione, due segnali visivi ed acustici separati, che possono quindi essere confrontati fra loro; tali segnali hanno in genere ampiezze diverse, che diventano perfettamente uguali quando il sistema aereo è esattamente puntato sulla direzione di provenienza dei segnali. La ricezione su tubo catodico (N. 55) ne dà un esempio.

L'*effetto differenziale* è analogo a quello di confronto ma anzichè fornire separatamente i due segnali, rivela la loro differenza, cioè il segnale preponderante. Questo effetto è stato sfruttato, sembra per primo da Dieckmann (1926) con una commutazione meccanica, ma vedremo che si può ottenere anche senza commutazione (N. 60).

In fondo, questi tre effetti sfruttano tre forme diverse di confronto: confronto diretto dei segnali, oppure: esame della loro differenza, oppure: confronto della fase del segnale con una fase invariabile.

L'effetto di fase si può ottenere da quello differenziale immettendo la corrente pulsante, differenza delle uscite dei due segnali, nel primario di un trasformatore; al secondario, accordato sulla frequenza di commutazione, si avrà una corrente alternata che inverte la fase come $\cos \varphi$, cioè un effetto di fase.

Gli esempi di applicazione chiariranno meglio la natura di questi effetti.

13. – *Riassunto sugli effetti r. g.*

Possiamo ora riassumere i diversi effetti finora considerati:

a) *effetto di telaio, che dà una f.e.m. in quadratura col campo magnetico incidente* e proporzionale a $\cos \varphi$; quindi essenzialmente direttivo;

b) *effetto di senso*, che dà una f.e.m. indipendente da φ ma in fase con l'effetto di telaio: questo effetto sposta gli zeri di ricezione da una parte, fino a ridurli ad uno solo per $\omega M/R_a = h_t/h_a$ (caso della cardioide).

c) *effetto di antenna, o effetto verticale*, che dà una f.e.m. in quadratura con l'effetto di telaio e indipendente dall'angolo φ. Esso fa sparire gli zeri, determinando in loro vece una semplice diminuzione dei segnali, in corrispondenza della posizione esatta degli zeri di ricezione: può essere valutato dal rapporto $\alpha = \frac{|V_a|}{|V_{max}|}$ tra ricezione con $\varphi = 90^0$ e ricezione con $\varphi = 0^0$.

d) ai tre effetti precedenti si deve aggiungere quello che può chiamarsi *effetto direttivo di antenna*, in quadratura con l'effetto di telaio ma dipendente da φ. Un tale effetto può ad es. provenire dalla presenza di conduttori vicini. Esso può determinare la scomparsa degli zeri di ricezione e lo spostamento dei minimi, che non avverrebbero più in corrispondenza degli zeri dell'effetto di telaio.

e) *effetto di fase*, che ottiene la inversione della fase della corrente di uscita al rovesciarsi della direzione di provenienza dei segnali cioè passando da ricezione avanti (riferita al telaio) a ricezione dietro.

f) *effetto di confronto*, che fornisce contemporaneamente e separatamente le ricezioni captate da due sistemi aerei distinti.

g) *effetto differenziale*, che fornisce la differenza tra le dette ricezioni.

Questi vari effetti non esauriscono tutti gli artifizi struttati in R. G. ma sono, per ora, i più diffusi; perciò si è ritenuto di metterli in particolare evidenza.

Nei più semplici apparati il 1° ed il 2° sono gli effetti direttamente utilizzati, mentre il 3° viene impiegato per neutralizzare l'eventuale effetto d'antenna proprio del R. G.

Il 4°, neutralizzabile come effetto di antenna ma non come effetto direttivo, non si verifica in apparati ben costruiti. Può essere provocato in qualche caso (N. 43-*b*).

Il 5°, il 6° ed il 7° sono alla base dei radio indicatori di rotta, di alcune radiobussole e dei radiolocalizzatori; cioè caratterizzano i più moderni apparati r. g.

14. *Influenza della natura del terreno.*

È noto che, a causa della conduttività non infinita del terreno, il campo elettrico, nel caso che qui consideriamo della propagazione diretta lungo la superficie del suolo, risulta inclinato in avanti nel senso della propagazione; ha cioè una componente radiale

coincidente, anche come senso, colla direzione stessa della propagazione (fig. 8), mentre il campo magnetico si mantiene orizzontale.

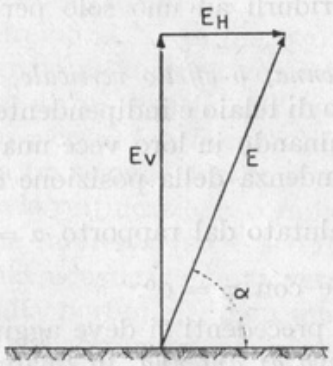


Fig. 8.

Il rapporto tra la componente radiale (orizzontale) E_H del campo elettrico e la sua componente E_V verticale è dato dalla relazione (1)

$$\frac{E_H}{E_V} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - 1 - jq}}{\varepsilon_r - jq} \qquad [10]$$

in cui $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ è la costante dielettrica del suolo, rapporto tra la sua induttività elettrica ε e quella ε_0 del vuoto; γ e la conduttività del suolo ((*mho/m*) ed $q = \rho_0 \lambda \gamma / 2\pi \approx 60 \lambda \gamma$ è un numero puro (λ in metri).

Il rapporto di cui trattasi essendo complesso, ciò indica anche uno sfasamento nel tempo tra le due componenti ed un conseguente campo ellittico risultante.

La fig. 9 mostra la deformazione del campo elettrico su un terreno ordinario di costanti $\gamma = 10^{-2}$ mho/metro e $\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r = 10$, passando per varie lunghezze d'onda. Indicando con α l'inclinazione del vettore elettrico si può dedurre dalla [10] e dalla fig. 8:

$$\operatorname{tg} \alpha = \cot \theta = \left| \frac{E_V}{E_H} \right| = \sqrt{\frac{\varepsilon_r^2 + q^2}{\sqrt{(\varepsilon_r - 1)^2 + q^2}}} \approx \sqrt{q} = \sqrt{60 \lambda \gamma} \qquad [10]$$

L'ultima formola vale solo per $q \gg \varepsilon_r$ cioè per onde non troppo corte e terreno non troppo secco.

(1) G. Latmiral, *Radiazione superficiale da antenne orizzontali*. A. F., agosto-settembre 1938, VII, 8-9, pag. 509.

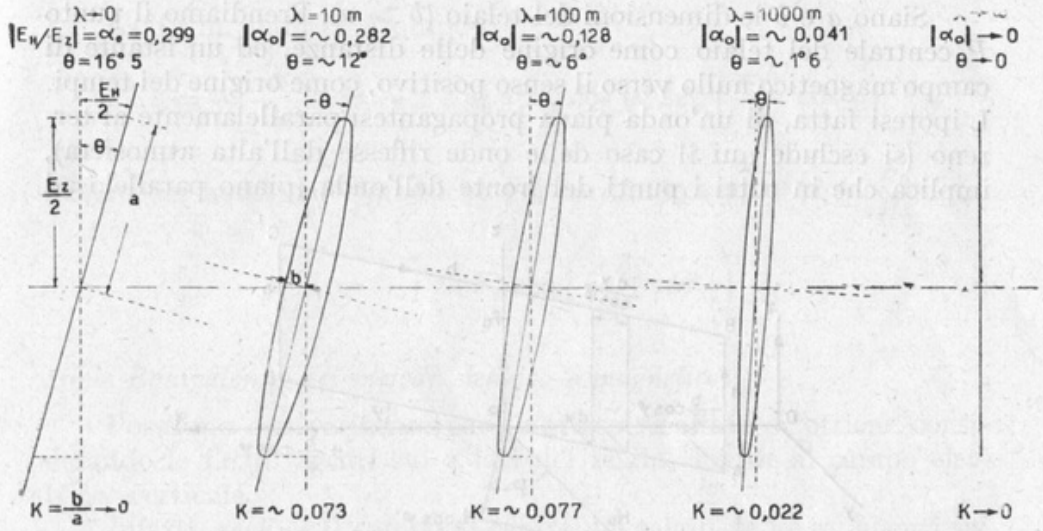


Fig. 9.

Ora è chiaro che la componente radiale E_H non influisce nel computo della f.e.m. indotta nel telaio; infatti le f.e.m. da essa indotte sui due lati orizzontali del telaio, essendo tra loro uguali (1) ed in fase, si elidono nel computo della f.e.m. risultante circuitale; si conclude che la influenza della E_H è trascurabile nei casi usuali.

15. – *Telai di dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda.*

Al N. 3 abbiamo ricavato la relazione fondamentale [2] per i telai di dimensioni molto minori della lunghezza d'onda. Consideriamo ora un telaio di larghezza non molto diversa da λ; calcoleremo la f.e.m. indotta nel telaio con la

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \quad \text{in cui} \quad \Phi = \mu_0 \int_S H \, dS.$$

Sia, ad es. (fig. 10) un telaio rettangolare e verticale facente un angolo φ col piano $x\,z$; sia $O\,y$ la direzione, orizzontale, del vettore magnetico di un'onda progressiva parallela al piano $y\,z$, che si propaga secondo l'asse $o\,x$, situato sulla superficie del suolo $o\,x\,y$.

(1) In realtà la inclinazione varia, ma molto lentamente, con l'altezza: perciò solo per telai di grandissime dimensioni o per onde moltissimo corte la influenza di tale variazione sarebbe sensibile.

Siano a e b le dimensioni del telaio ($b \gg a$). Prendiamo il punto P centrale del telaio come origine delle distanze, ed un istante di campo magnetico nullo verso il senso positivo, come origine dei tempi. L'ipotesi fatta, di un'onda piana propagantesi parallelamente al terreno (si esclude qui il caso delle onde riflesse dall'alta atmosfera), implica che in tutti i punti del fronte dell'onda (piano parallelo ad

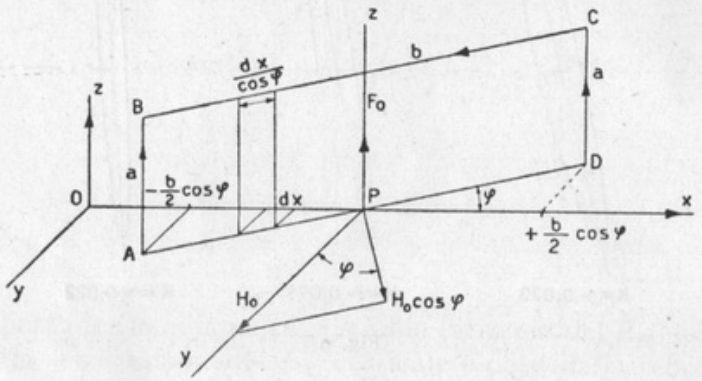


Fig. 10.

$y\,z$) il campo elettrico F e quello magnetico H conservino il proprio valore, mentre che passando da un piano al successivo, il valore cambia secondo la relazione

$$h = H \operatorname{sen} \omega\,(t - x/c)$$

in cui $\omega = 2\,\pi\,f$; x è la distanza da P, ed H_0 l'ampiezza del vettore magnetico in P; $c = 3.10^8$ m/sec è la velocità della luce. L'elemento di area compreso tra due piani dell'onda distanti dx, sarà $a\,\dfrac{dx}{\cos\varphi}$ mentre la componente attiva, normale al piano del telaio, sarà $H_0 \cos\varphi$. Ciò posto il flusso magnetico in un elemento di superficie $\dfrac{adx}{\cos\varphi}$ sarà:

$$d\,\Phi = \mu_0\,a\,\frac{dx}{\cos\varphi}\,.\,H_0\,\cos\varphi\,\operatorname{sen}\,\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)$$

Sostituendo $\omega = 2\,\pi\,f = 2\,\pi\,\dfrac{c}{\lambda}$ ed integrando tra $-\dfrac{b}{2}\cos\varphi$ e $+\dfrac{b}{2}\cos\varphi$, si ottiene:

$$\Phi = \frac{c\,\mu_0\,a\,H_0}{\omega}\left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi\,b}{\lambda}\cos\varphi\right) - \cos\left(\omega t + \frac{\pi\,b}{\lambda}\cos\varphi\right)\right] =$$

$$= 2\,\frac{c\,\mu_0\,a\,H_0}{\omega}\,\operatorname{sen}\,\omega t\,\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\,b}{\lambda}\cos\varphi\right)$$

La f.e.m. indotta è quindi:

$$e = -\frac{d\,\Phi}{dt} = -2\,c\,\mu_0\,a\,H_0 \cos \omega t \operatorname{sen}\left(\frac{\pi\,b}{\lambda}\cos\varphi\right)$$

ovvero, in notazioni simboliche e ricordando $c\,\mu_0 = \rho = \frac{F_0}{H_0}$:

$$E = -j\,2a\,F_0 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi\,b}{\lambda}\cos\varphi\right) \qquad [12]$$

16. – *Equivalenza dei metodi elettrico e magnetico.*

Possiamo ora verificare che lo stesso risultato si ottiene considerando le f.e.m. agenti sui 4 lati del telaio, dovute al campo elettrico verticale.

Infatti, se F_0 è il campo al centro del telaio, le f.e.m. agenti sui due lati orizzontali essendo nulle, rimangono quelle agenti sui due lati verticali, che sono rispettivamente $F_0\,a \operatorname{sen}\omega\left(t + \frac{b\cos\varphi}{2\,c}\right)$ sul lato AB e $F_0\,a \operatorname{sen}\omega\left(t - \frac{b\cos\varphi}{2\,c}\right)$ sul lato DC, entrambe dirette in alto come la F_0.

Considerando quindi la f.e.m. risultante nel senso antiorario (che dà un flusso parallelo ad H_0), tale risultante è:

$$e = F_0\,a\left[\operatorname{sen}\omega\left(t - \frac{b\cos\varphi}{2\,c}\right) - \operatorname{sen}\omega\left(t + \frac{b\cos\varphi}{2\,c}\right)\right] =$$

$$= -2\,F_0\,a\cos\omega t \operatorname{sen}\left(\frac{\pi\,b\cos\varphi}{\lambda}\right)$$

ed in notazioni simboliche:

$$E = -j\,2\,a\,F_0 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi\,b\cos\varphi}{\lambda}\right) \qquad [12]$$

esattamente come col calcolo precedente.

Questa equivalenza, verificabile in tutti i casi (1), può spesso essere utilizzata per scegliere il modo più semplice di calcolazione.

---

(1) Dalla equazione di Maxwell: rot $E = -\mu_0 \frac{dH}{dt}$ se si moltiplica per dS e si integra per tutta l'area S del telaio si ottiene, pel teorema di Stokes

$$\int_S \operatorname{rot}_n E\,d\,S = \int_l E_l\,d\,l = -\frac{d}{dt}\int_s \mu_0\,H_n\,dS = -\frac{d}{dt}\,\Phi = e$$

che prova la equivalenza in generale.

E' qui da osservare che la [12] è stata ottenuta ammettendo che la f.e., come la f.m., non dipenda dall'altezza sul suolo, il che è lecito solo se, come abbiamo supposto, è $a \ll b$ e quindi $a \ll \lambda$; in caso diverso si deve tener conto anche della variazione di H (o di F) con la quota sul suolo. Ma anche così semplificata la [12] mostra che la legge del coseno caratterizzata dalla [2] e dal diagramma ad 8, è valida solo per approssimazione, e cioè solo quando, essendo $\frac{\pi b}{\lambda} \ll 1$, si può sostituire $\operatorname{sen}\left(\frac{\pi b}{\lambda}\cos\varphi\right)$ con $\frac{\pi b}{\lambda}\cos\varphi$, nel quale caso la [12] si riduce alla [2] per $N = 1$.

Quando invece le dimensioni del telaio sono paragonabili alla lunghezza d'onda, la [12] può dar luogo a diagrammi molto diversi da quello ad 8. Ad es. per $b = \lambda$ si avrebbe $E = 0$ per $\varphi = 0$ e per $\varphi = \pi/2$, con massimi di E per $\cos\varphi = \pm 1/2$ cioè per $\varphi = \pm \pi/3$; quindi un diagramma a quattro lobi anzichè a due.

Resta così chiaro che il diagramma ad 8 è valido solo per onde maggiori delle dimensioni del telaio, ma nel contempo che il telaio mantiene questa sua pregevole caratteristica per tutta la vasta gamma delle onde molto maggiori delle sue dimensioni.

Vedremo (N. 74) che la stessa conclusione vale per una coppia di antenne distanti molto meno di un onda, come vale notoriamente per un antenna orizzontale molto sollevata sul suolo e molto più corta di una onda.

Capo II.

I SISTEMI DIRETTIVI E GIREVOLI AD ANTENNE

17. – *Telai ed antenne direttive.*

E' noto che la evoluzione della radiotecnica è stata caratterizzata, fin verso il 1920-25, da un progressivo allungamento delle onde utilizzate: da quell'epoca la marcia si è invertita e tuttora prosegue verso la realizzazione di onde sempre più corte e quindi sempre meno adatte a scopi r. g.

Vedremo in seguito (Capo IV ed alla Parte VIII) le ragioni di questa minore attitudine, limitandoci qui a rilevare che l'accorciamento delle onde di lavoro richiede la concomitante riduzione delle dimensioni dei telai, con la conseguente diminuzione della loro efficenza captativa, insieme con l'aggravarsi dei fenomeni perturbatori, dovuti alle eccessive reattanze mutue sia capacitive che induttive, conseguenza delle altissime frequenze in gioco.

Giunti alle onde metriche il telaio viene a trovarsi in condizione di netta inferiorità di fronte ai sistemi direttivi ad antenne, realizzabili in piccole e comode dimensioni e di efficacia captativa o radiativa molto superiore al telaio.

Infatti volendo conservare al telaio la sua principale prerogativa, cioè la adattabilità ad un ampia gamma di onde, è necessario, come abbiamo visto al N. 16, che le sue dimensioni siano molto minori della onda di lavoro. Adottando, come massimo telaio, un quadrato di lato $\frac{\lambda}{20}$, la sua altezza efficace sarà $\frac{2\pi S}{\lambda} = \frac{2\pi\lambda}{400}$ mentre un antenna in 1/2 onda ha un'altezza efficace λ/π. D'altra parte un'antenna in 1/2 onda può essere molto ingombrante per $\lambda > 10 \div 20$ m, ma essa diventa più maneggevole di un telaio quando, scendendo alle onde decimetriche, questo dovrebbe ridursi a dimensioni millimetriche.

In conclusione il telaio (od una coppia di antenne) di dimensioni molto minori di λ ha, come soli pregi, l'adattabilità ad una vasta gamma di onde, e, per $\lambda \geqslant 10$ m., il minore ingombro, cosicchè, quando si debba lavorare su onde fisse e nelle gamme ultracorte, esso perde ogni vantaggio di fronte ai complessi di antenne di dimensioni paragonabili a λ.

Questi sistemi, comprendenti aerei emittenti ed aerei riceventi, costituiscono ormai la parte più moderna degli impianti r. g. e dobbiamo quindi approfondirne un poco l'esame.

18. – *Sistemi emittenti a due antenne alimentate.*

La teoria rigorosa di questi sistemi è molto complessa e può semplificarsi solo con ipotesi non sempre rispondenti alla realtà.

La più semplice, generalmente ammessa, è che essi possano rappresentarsi con tre impedenze caratteristiche Z_{11}, Z_{12}, Z_{22}, comprendenti gli effetti radiativi e tali che, considerate le correnti I_1 e I_2 nei ventri di corrente delle due antenne e le f.e.m. E_1 e E_2 agenti nei punti di alimentazione, si possano scrivere le equazioni che valgono pei circuiti accoppiati e cioè:

$$\begin{aligned} E_1 &= Z_{11}\, I_1 + Z_{12}\, I_2 \\ E_2 &= Z_{22}\, I_2 + Z_{12}\, I_1 \end{aligned} \qquad [1]$$

Le Z_{11} e Z_{22} sono le impedenze proprie delle antenne mentre la

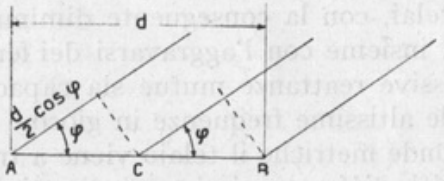


Fig. 11.

Z_{12} è la cosidetta impedenza mutua di radiazione, che nasce dalla contemporanea presenza delle due antenne.

L'effetto direttivo, in un complesso emittente, è ottenuto regolando opportunamente sia la distanza d tra le due antenne che la fase ψ tra le due correnti I_1 e I_2. I casi più semplici e quindi più facilmente realizzabili in pratica considerano antenne uguali e percorse da correnti di uguale ampiezza I_0, ma tra loro sfasate nel tempo di un angolo $\psi = 2\pi \frac{\tau}{T}$ in modo che si possa scrivere:

$$I_2 = I_0\, e^{-j\frac{\psi}{2}} \; ; \; I_1 = I_0\, e^{+j\frac{\psi}{2}} \qquad [2]$$

Se misuriamo le distanze r dal punto C di mezzo tra le due antenne A e B, le f.c.m. (1) delle stesse antenne A e B nella direzione orizzontale, facente angolo φ con la congiungente $A\,B$, sono:

$$\mathfrak{F}_1 = j\,\frac{60\,\pi\,h_e\,I_0\,e^{-j\frac{\psi}{2}}}{\lambda}\,.\,e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(r+\frac{d}{2}\cos\varphi\right)}$$

ed $$\mathfrak{F}_2 = j\,\frac{60\,\pi\,h_e\,I_0}{\lambda}\,.\,e^{+j\frac{\psi}{2}}\,.\,e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(r-\frac{d}{2}\cos\varphi\right)}$$

e la loro somma dà:

$$\mathfrak{F}_1+\mathfrak{F}_2=\mathfrak{F}=j\,\frac{60\,\pi\,h_e\,I_0}{\lambda}\,e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}\left[e^{+j\left(\frac{\psi}{2}+\pi\frac{d}{\lambda}\cos\varphi\right)}+\right.$$

$$\left.+\,e^{-j\left(\frac{\psi}{2}+\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right)}\right]=j\,\frac{120\,\pi\,h_e\,I_0}{\lambda}\,e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}\,.\cos\left(\frac{\psi}{2}+\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right)$$

D'altra parte la f.c.m. di una sola antenna posta in C e percorsa dalla stessa corrente I_0 è

$$\mathfrak{F}_0 = j\,\frac{60\,\pi\,h_e\,I_0}{\lambda}\,.\,e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}$$

cosicchè il diagramma della radiazione del complesso, riferita a quella della antenna fittizia centrale, a parità di corrente I_0 è:

$$\frac{\mathfrak{F}}{\mathfrak{F}_0}=\rho=2\cos\pi\left(\frac{\tau}{T}+\frac{d\cos\varphi}{\lambda}\right) \qquad [3]$$

Se il confronto viene fatto a parità di potenza irradiata il diagramma non cambia di forma, ma il coefficiente del coseno non è più 2. Per calcolarlo scriviamo le Z con la notazione:

$$Z=|\,Z\,|\,e^{j\beta} \quad \text{con} \quad Z=\sqrt{R^2+X^2};\ \ \operatorname{tg}\beta=\frac{X}{R} \qquad [4]$$

(1) La forza cimomotrice (f.c.m.) di un antenna in una certa direzione, è misurata dal prodotto $\mathfrak{F}=Ed$ del campo E, prodotto alla piccola distanza d, in quella direzione, per d (V. L. Sacco e U. Tiberio, A. F., 1935, pag. 668).

Cosí le [1], tenuto conto delle [2], dànno:

$$\frac{E_1}{I_1} = Z_1 = R_1 + j\,X_1 = |\,Z_{11}\,|\,e^{j\,\beta_{11}} + |\,Z_{12}\,|\,e^{j\,(\beta_{12}\,+\,\psi)}$$

$$\frac{E_2}{I_2} = Z_2 = R_2 + j\,X_2 = |\,Z_{22}\,|\,e^{j\,\beta_{11}} + |\,Z_{12}\,|\,e^{j\,(\beta_{12}\,-\,\psi)}$$

Da queste equazioni si ricavano le due f.e.m. da applicare per ottenere correnti di uguale ampiezza ma sfasate di ψ e si ha inoltre:

$$R_1 = |\,Z_{11}\,|\cos\beta_{11} + |\,Z_{12}\,|\cos(\beta_{12}+\psi) = R_{11} + |\,Z_{12}\,|\cos(\beta_{12}+\psi)$$
$$R_2 = |\,Z_{22}\,|\cos\beta_{22} + |\,Z_{12}\,|\cos(\beta_{12}-\psi) = R_{22} + |\,Z_{12}\,|\cos(\beta_{12}-\psi)$$

nonchè:
$$X_1 = |\,Z_{11}\,|\,\text{sen}\,\beta_{11} + |\,Z_{12}\,|\,\text{sen}\,(\beta_{12}+\psi)$$
$$X_2 = |\,Z_{22}\,|\,\text{sen}\,\beta_{22} + |\,Z_{12}\,|\,\text{sen}\,(\beta_{12}-\psi)$$

Per ottenere la massima corrente le due antenne dovranno essere regolate alla risonanza, cioè all'annullamento delle rispettive reattanze X_1 e X_2; il che si ottiene praticamente per tentativi con piccole variazioni, nella lunghezza delle stesse antenne, che variano le rispettive R ed X (1).

Ciò posto osserviamo che la potenza irradiata dalle due antenne percorse da correnti di uguale ampiezza I_0 sarà:

$$P = I_0^2\,(R_1 + R_2) = I_0^2\,[R_{11} + R_{22} + 2\,|\,Z_{12}\,|\cos\beta_{12}\,.\cos\psi]$$

Per contro se il sistema fosse ridotto alla sola antenna centrale la potenza irradiata sarebbe $P' = I_c^2\,R_{11}. = I_c^2 R_{22}$

Cosicchè ricavando il rapporto $I_0/I_c = \mathfrak{F}_0/\mathfrak{F}_c$ a parità di potenza irradiata, cioè facendo $P' = P$, e chiamando resistenza mutua, R_{12}, la componente $|Z_{12}|\cos\beta_{12}$, il diagramma di radiazione anzichè dalla [3] risulterà rappresentato da:

$$\rho = \sqrt{\frac{2}{1 + \dfrac{R_{12}}{R_{11}}\cos 2\pi\,\dfrac{\tau}{T}}}\cos\pi\left(\frac{\tau}{T} + \frac{d\cos\varphi}{\lambda}\right)$$

(1) Partendo dalla impedenze di una linea aperta $Z_a = Z_0\,\text{coth}\,Px$ si dimostra facilmente che, variando di poco la lunghezza dell'antenna, in mezza onda, la R_{11} non varia sensibilmente mentre la X_{11} varia di 24 ohm circa, per ogni *uno* per cento di variazione della lunghezza dell'antenna.

La fig. 12 dà i valori di R_{12} e di X_{12} per due antenne verticali in ½ λ, parallele e sollevate di almeno una lunghezza d'onda, circa, dal suolo, al variare della loro distanza (1). Come valore di R_{11} si può assumere 73 ohm, corrispondente a $d/\lambda = 0$. Per due antenne in

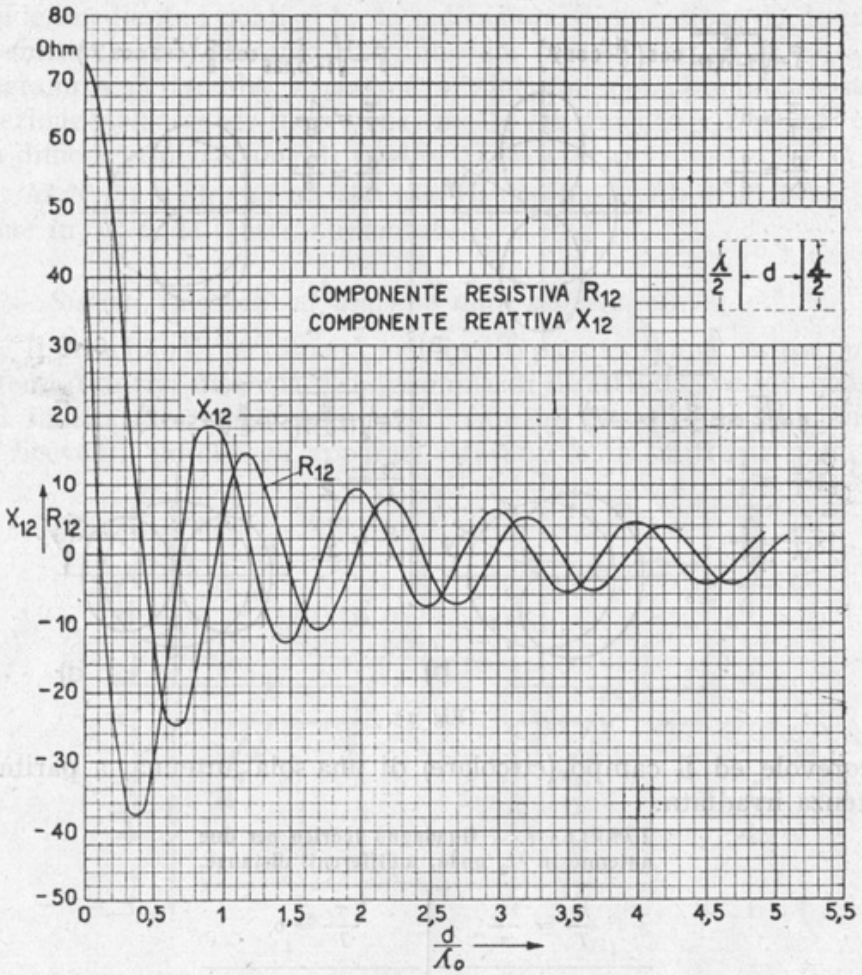


Fig. 12.

¼ d'onda messe a terra, le R_{12} e X_{12} nonchè la R_{11}, sono la metà di quelle indicate nel diagramma. La fig 13 dà i diagrammi (2) di ρ per vari valori di τ/T e di d/λ e la tabella 1 dà i guadagni in direttività

(1) G. Barzilai, *Aerei direttivi a dipoli, ecc.* Rassegna delle Poste e Telecomunicazioni, gennaio 1941, pag. 36.

(2) Una raccolta più completa trovasi in P.I.R.E. - Gennaio 1937 - pag. 94 dovuta a G. H. Brown della R.C.A. cui è pure dovuta la teoria qui esposta.

di fronte ad una sola antenna, per diverse condizioni di funzionamento; G è il rapporto tra l'intensità del campo direttivo, nella direzione più

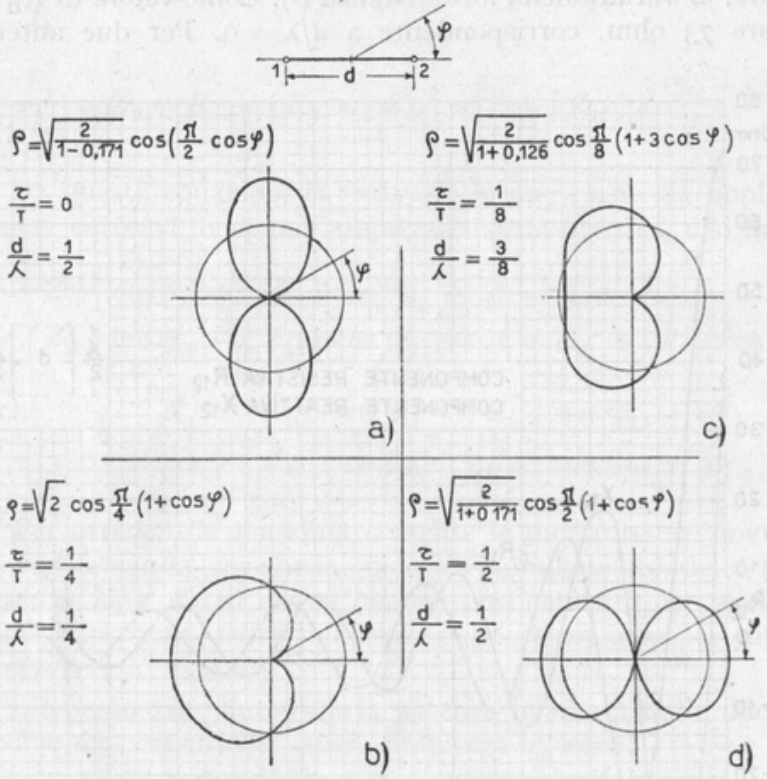


Fig. 13.

favorevole ed il campo (circolare) di una sola antenna, a parità di potenza irradiata.

TABELLA I. – **Guadagno teorico per due antenne in $^1/_2$ onda, a differenti distanze.**

$\frac{\tau}{T} = \frac{1}{2}$		$\frac{\tau}{T} = 0$	
d/λ	G	d/λ	G
1/8	1,64	5/8	1,74
1/20	1,60	3/4	1,70
1/4	1,55	1/2	1,585
1/2	1,29	1/4	1,084
5/8	1,22	1/8	1,035

Risulta dalle figure che un ottimo effetto direttivo si ottiene con $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$ e $\frac{\tau}{T} = 0$ con irradiazione nel rapporto 1,58 rispetto ad una sola antenna (a parità di potenza).

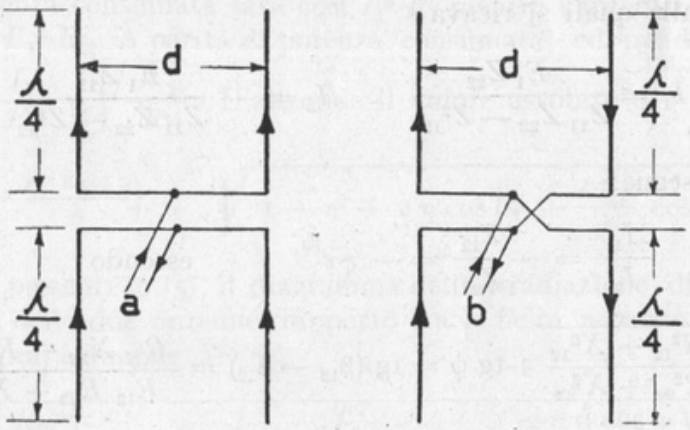
Una buona nettezza di zero ricezione si ha per $\frac{\tau}{T} = \frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$.

I diagrammi dissimmetrici, come quelli ottenuti con $\tau/T = d/\lambda = 1/4$ e con $\tau/T = 1/8$; $d/\lambda = 3/8$, servono per ottenere effetti di confronto, con dispositivi d'inversione di diagrammi analoghi alla cardioide, mediante i quali si ha la indicazione di emissione da destra o da sinistra, come vedremo trattando dei radioindicatori di rotta. Il diagramma *c*) darebbe, rispetto a *b*), una emissione più intensa nella direzione dell'asse di inversione, ma lo sfasamento $\tau/T = 1/8$ è di più difficile realizzazione di quello $\tau/T = 1/4$.

Al N. 71 vedremo un esempio di complessi direttivi a tre antenne in ½ onda, tutte alimentate.

19. – *Sistemi riceventi ad antenne tutte alimentanti.*

Il principio di reciprocità nei circuiti passivi [1] applicato a questi sistemi direttivi dice che il diagramma di direttività, valido quando essi funzionano come emittenti, vale anche quando funzionano da riceventi, purchè gli apparati riceventi e trasmittenti siano tra



A) *B*)

Fig. 14.

loro scambiati negli stessi punti del circuito connesso al complesso direttivo. Così rimane inalterato il diagramma se gli apparati riceventi e trasmittenti sono tra loro scambiati in *a* nella fig. 14-*a* ed in *b* nella fig. 14-*b*. La 1ª corrisponde all'alimentazione in fase ($\tau/T = 0$) (fig. 13-*a*) mentre la 2ª corrisponde all'alimentazione in controfase ($\tau/T = 1/2$) ed alla fig. 13-*d*.

---

(1) G. Latmiral, A. F., dicembre 1939.

E' da osservare di passaggio come il semplice scambio delle connessioni degli aerei alla linea di alimentazione, da *a*) a *b*) (fig. 14), produca lo scambio del diagramma di irradiazione (sia in trasmissione che in ricezione) che passa dalla fig. 13-*a*, alla fig. 13-*d*.

20. – *Sistemi direttivi ad antenne non tutte alimentate.*

I più semplici di questi sistemi comprendono un'antenna alimentata (od alimentante, se in ricezione) ed una non alimentata, funzionante da riflettrice, o da direttrice, secondochè essa indebolisce o rinforza, il campo dalla propria parte. Sono pure usati sistemi a tre antenne di cui una alimentata e due non (una direttrice ed una riflettrice).

G. H. Brown ha dimostrato (loc. cit.), anche per questi dispositivi ,che il diagramma ottenuto in emissione vale, con le stesse regolazioni, anche quando l'antenna alimentata funziona da alimentatrice degli apparati di ricezione. Studieremo quindi solo il caso emittente, partendo dalle equazioni [1], nelle quali si farà $E_2 = 0$. La I_2 corrente della antenna non alimentata risulterà così risolvendo le [1], dalle quali si ricava

$$I_1 = \frac{E_1 Z_{22}}{Z_{11} Z_{22} - Z^2_{12}} \qquad I_2 = - \frac{E_1 Z_{12}}{Z_{11} Z_{22} - Z^2_{12}}$$

Ne segue:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{I_1}{I_2} = - \frac{Z_{12}}{Z_{22}} = - \eta_1 e^{j\psi} \qquad \text{essendo} \\ &\eta_1 = \sqrt{\frac{R^2_{12} + X^2_{12}}{R^2_{22} + X^2_{22}}} \; ; \; \operatorname{tg} \psi = \operatorname{tg} (\beta_{12} - \beta_{22}) = \frac{R_{22} X_{12} - R_{12} X_2}{R_{12} R_{22} + X_{12} X_2} \end{aligned}\right\} \quad [5]$$

La forza cimomotrice dovuta alle due antenne risulta così, da un ragionamento analogo al precedente:

$$\mathfrak{F} = \mathfrak{F}_2 + \mathfrak{F}_1 = j \frac{60 \pi h_e I_1}{\lambda} e^{-j \frac{2 \pi r}{\lambda}} \left(1 - \eta_1 e^{j \left(\psi + \frac{2 \pi d \cos \varphi}{\lambda} \right)} \right)$$

Se l'antenna alimentata fosse sola, essa darebbe la f.c.m.

$$\mathfrak{F}' = j \frac{60 \pi h_e I'_1}{\lambda} e^{-j \frac{2 \pi r}{\lambda}}$$

cosícchè il valore assoluto del rapporto, che rappresenta il diagramma del sistema delle due antenne, sarà:

$$\rho = \frac{|I_1|}{|I'_1|} \left| 1 - \eta\, e^{j\left(\psi + \frac{2\pi d \cos\varphi}{\lambda}\right)} \right|$$

Osserviamo ora che la presenza della 2ª antenna determina nella 1ª una variazione nella sua impedenza che da $Z_{11} = R_{11} + j X_{11}$ diventa, risolvendo il sistema [1]:

$$Z_1 = R_1 + j X_1 = \frac{E_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z^2_{12}}{Z_{22}}$$

dalla quale si trae, ricordando le [4]:

$$R_1 = R_{11} - \left|\frac{Z^2_{12}}{Z_{22}}\right| \cos(2\beta_{12} - \beta_{22})$$

$$X_1 = X_{11} - \left|\frac{Z^2_{12}}{Z_{22}}\right| \operatorname{sen}(2\beta_{12} - \beta_{22})$$

La potenza consumata sarà così $I_1^2 R_1$ mentre l'antenna isolata consumava $I'^2_1 R_{22}$. A parità di potenza consumata, ed irradiata, si ha quindi $\frac{I_1}{I'_1} = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_1}}$. D'altronde il valore assoluto di

$$1 - \eta_1 e^{j\left(\psi + \frac{2\pi d \cos\varphi}{\lambda}\right)} \quad \text{è} \quad \sqrt{1 + \eta^2 - 2\eta \cos\left(\psi + \frac{2\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right)}$$

Tenute presenti le [5], il diagramma della irradiazione direttiva del sistema delle due antenne (rapporto tra le f.c.m. a parità di potenza irradiata) è dunque

$$\rho = \sqrt{\frac{R_{22}}{R_1}\left[1 + \eta^2 - 2\eta \cos\left(\beta_{12} - \beta_{22} + \frac{2\pi d \cos\varphi}{\lambda}\right)\right]} \qquad [6]$$

con

$$\eta = \sqrt{\frac{R^2_{12} + X^2_{12}}{R^2_{22} + X^2_{22}}}$$

I valori di R_{12} e X_{12} sono ricavabili dalla fig. 12 in funzione di d/λ nella ipotesi che le due antenne siano entrambe verticali, lunghe $\frac{1}{2}\lambda$ ed ugualmente alte sul suolo. Piccole variazioni nella lunghezza delle antenne non alterano sensibilmente R_{12}, X_{12} ed R_{22} mentre variano maggiormente X_{11} e X_{22} come abbiamo già notato a pag. 34. Di massima si regola X_{11} in modo da mettere in risonanza la antenna

alimentata ed ottenere così la massima corrente d'antenna I_1 annullando la $X_1 = X_{11} - \left| \frac{Z^2_{12}}{Z_{22}} \right|$ sen $(2\,\beta_{12} - \beta_{22})$. La X_{22}, che influisce notevolmente sul rapporto η, rimane disponibile per ottenere diagrammi di forma diversa con uno stesso intervallo d/λ.

Sono particolarmente interessanti quelli ottenuti facendo $X_{22} = 0$ cioè ponendo anche il riflettore in risonanza, isolatamente. La regolazione di questo caso consiste nel portare prima alla risonanza il ri-

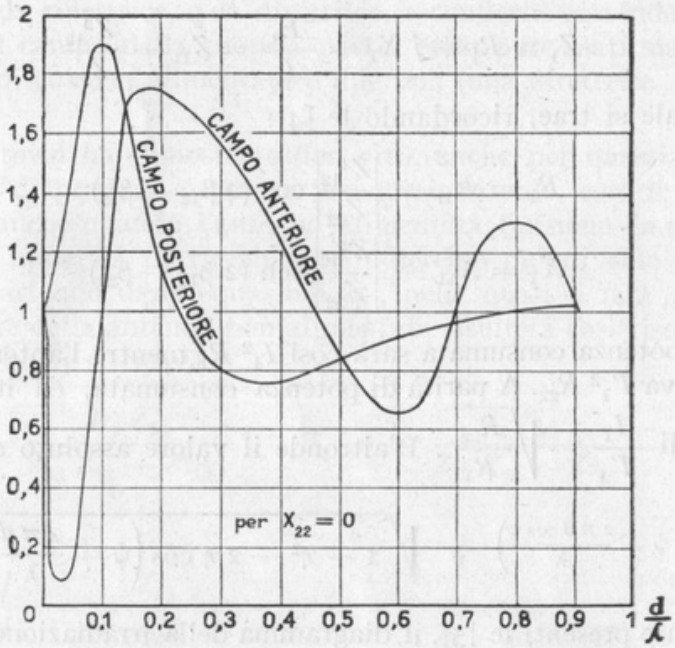


Fig. 15.

flettore lontano dall'antenna alimentata, ottenendo $X_{22} = 0$: poi nel regolare alla risonanza quest'ultima antenna in presenza del riflettore, ottenendo $X_1 = 0$.

In queste condizioni (cioè $X_{22} = 0$ ed $X_1 = 0$) Brown ha calcolato i rapporti ρ (fig. 15) per $\varphi = 0°$, cioè verso l'antenna alimentata; e per $\varphi = 180°$, cioè verso l'antenna non alimentata; nonchè i diagrammi di radiazione in vari casi particolari.

Riportiamo nella fig. 16 alcuni di tali diagrammi.

Risulta dai dati della fig. 15 che con $\frac{d}{\lambda} = 0{,}1$ l'antenna non alimentata — 2 — funziona prevalentemente come direttrice, cioè incrementa il campo dalla propria parte (posteriore), mentre con

$\frac{d}{\lambda} = 0{,}25$ l'antenna non alimentata funziona da riflettore, rinforzando il campo dalla parte dell'antenna alimentata (anteriore).

È chiaro che si può migliorare la direttività mettendo due antenne non alimentate, una direttrice a 0,1 λ ed una riflettrice a 0,2 λ da parti opposte. Il diagramma, a parte l'ampiezza, viene in tal caso rappresentato dalla relazione:

$$\rho = K\sqrt{1 + \eta_{i2}^2 + \eta_{i1}^2 - 2\eta_{i1}\eta_{i2}\cos(\psi'_1 + \psi'_2) - 2\eta_{i1}\cos\psi'_1 - 2\eta_{i2}\cos\psi_2} \quad [7]$$

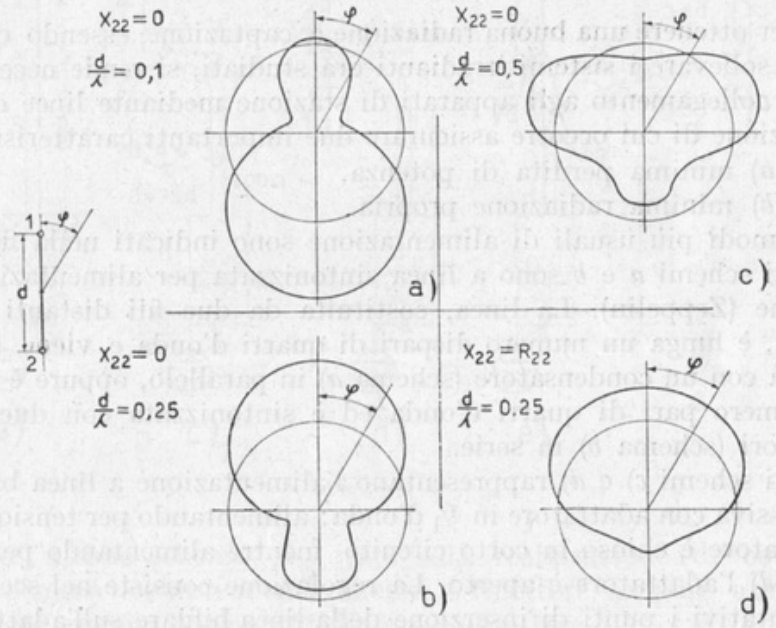


Fig. 16.

in cui η_{i1} ed η_{i2} sono i rapporti $\eta_i = \sqrt{\frac{R^2_{12} + X^2_{12}}{R^2_{22} + X^2_{22}}}$ per le due antenne non alimentate ed è inoltre

$$\psi'_1 = \psi_1 + \frac{2\pi d_1}{\lambda}\cos\varphi \; ; \quad \psi'_2 = \psi_2 + \frac{2\pi d_2}{\lambda}\cos\varphi$$

La possibilità di variare le reattanze X_{22} e X_{11} lascia campo ad una grande varietà di forme realizzabili con questi dispositivi; praticamente, tuttavia, ciò richiede accurate e delicate regolazioni, di non semplice e rapida esecuzione, che limitano le realizzazioni utili a ben pochi tipi.

Tutti questi tipi hanno un carattere direzionale in genere rispondente solo approssimativamente alle previsioni teoriche. Tuttavia quando si usano per ottenere effetti di confronto ad inversione di diagrammi, di cui daremo qualche esempio (N. 71), essi permettono determinazioni direttive di notevole precisione.

Difetto comune a tutti questi complessi è il funzionamento su una sola strettissima gamma di onde, praticamente ridotta ad un'onda sola.

21. – *Linee di alimentazione* (1).

Per ottenere una buona radiazione o captazione essendo conveniente sollevare i sistemi irradianti ora studiati, si rende necessario il loro collegamento agli apparati di stazione mediante linee di alimentazione di cui occorre assicurare due importanti caratteristiche:

a) minima perdita di potenza.

b) minima radiazione propria.

I modi più usuali di alimentazione sono indicati nella fig. 17.

Gli schemi *a* e *b* sono a linea sintonizzata per alimentazione a tensione (Zeppelin). La linea, costituita da due fili distanti circa 20 cm., è lunga un numero dispari di quarti d'onda e viene sintonizzata con un condensatore (schema *a*) in parallelo, oppure è lunga un numero pari di quarti d'onda ed è sintonizzata con due condensatori (schema *b*) in serie.

Gli schemi *c*) e *d*) rappresentano l'alimentazione a linea bifilare progressiva con adattatore in $\frac{1}{4}$ d'onda: alimentando per tensione (*c*) l'adattatore è chiuso in corto circuito mentre alimentando per corrente (*d*) l'adattatore è aperto. La regolazione consiste nel scegliere per tentativi i punti di inserzione della linea bifilare sull'adattatore in modo che l'impedenza d'uscita della linea (nei punti suddetti), sia uguale alla impedenza caratteristica della linea stessa. La regolazione giusta risulta dalla assenza di nodi di tensione lungo la linea, il che è verificabile ad es. con un tubo a neon che si faccia scorrere lungo la linea stessa.

L'impedenza di 600 ohm per la linea *c*) si ottiene facendo (vedi figura) $D = 75$ d.

Lo schema *e* mostra l'alimentatore tubolare, che deve avere l'impedenza caratteristica uguale a quella dell'antenna in $\lambda/2$ alimentata per corrente, cioè circa 73 ohm, che si ottengono facendo (vedi fig.) $D = 3{,}6\ d$ circa. Molto importante è in questo caso l'uso di distanziatori interni a minime perdite. Esistono in commercio linee tubolari adatte allo scopo.

(1) G. Barzilai, loc. cit., N.ri 1, 3, 5, Rassegna PP. TT., 1941, Parte 2ª.

Tener presente che le lunghezze dei dipoli debbono essere un 4 %, circa, più corte della mezza onda per ottenere la sintonizzazione.

Lo schema *f*) mostra un'alimentazione a trasformatore per una antenna di ½ onda. La regolazione si ottiene spostando i punti, simmetrici, di inserzione della linea sul dipolo, in modo da ottenere all'incirca tra i punti stessi un intervallo uguale a 0,115 λ.

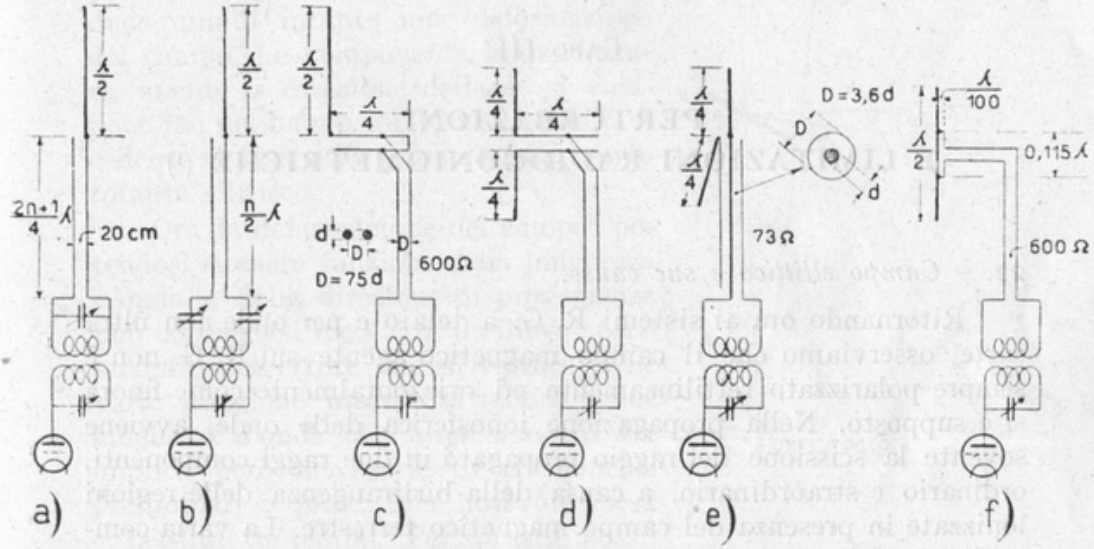


Fig. 17.

Quest'ultimo schema si presta alla realizzazione di comodi sistemi direttivi comprendenti antenna e riflettore, oppure antenna e direttore, oppure antenna, riflettore e direttore.

Basta infatti disporre i dipoli passivi, pure di circa ½ onda, paralleli al dipolo alimentato e rigidamente uniti a questo mediante un solido supporto metallico che ne congiunga tutte le mezzerie: l'isolamento tra i dipoli non è infatti necessario, dato che tutte le mezzerie sono nodi di tensione. Regolando gli intervalli tra i dipoli e le loro lunghezze (dalle quali dipendono le loro reattanze), si possono ottenere gli svariati diagrammi direttivi studiati nei paragrafi precedenti.

E' chiaro che quanto si è ora esposto per l'alimentazione dei dipoli verticali si può senz'altro applicare per quelli *orizzontali*, dei quali si possono sfruttare le proprietà direttive nel piano azimutale, analoghe a quelle dei telai. Vedremo un esempio di applicazione di tali dipoli al N. 81.

Capo III.

PERTURBAZIONI E LIMITAZIONI RADIOGONIOMETRICHE [1]

22. – *Campo ellittico e sue cause.*

Ritornando ora ai sistemi R. G. a telaio e per onde non ultra corte, osserviamo che il campo magnetico agente sul R. G. non è sempre polarizzato rettilineamente ed orizzontalmente come finora si è supposto. Nella propagazione ionosferica delle onde, avviene sovente la scissione del raggio propagato in due raggi componenti, ordinario e straordinario, a causa della birifrangenza delle regioni ionizzate in presenza del campo magnetico terrestre. La varia composizione delle regioni ionizzate può inoltre provocare percorsi diversi per raggi giungenti allo stesso posto ricevente, e provenienti dallo stesso posto emittente. Può quindi facilmente avvenire che al R. G. pervengano due o più raggi aventi ampiezza, fase e polarizzazione diversa, equivalenti quindi (quando sono solo due) ad un campo ellittico, cioè che ruota cambiando, durante un periodo, di ampiezza e di direzione in modo che l'estremo del suo vettore rappresentativo percorre una ellisse.

Un fatto analogo si produce per effetto di corpi conduttori vicini al R. G. Sotto la eccitazione del campo agente sul telaio, i conduttori di cui trattasi diventano sedi di corrente e centri di reirradiazione di un campo secondario, che si compone con quello principale.

L'angolo che la direzione di tale campo secondario h fa con quella del campo principale H, come pure la grandezza e la intensità di h, dipendono tutte dall'angolo ψ che la direzione di provenienza fa con la congiungente del telaio col corpo perturbatore

---

[1] Per maggiori particolari sulla propagazione delle onde vedasi la parte VIII.

(fig. 18). Il campo secondario h avendo così in generale una direzione diversa da quella principale H ed una fase diversa, esso si potrà scomporre in una componente in fase ed una in quadratura con H. La componente in fase si compone vettorialmente, nello spazio, con la H e la risultante sarà ancora in fase con il campo principale ma di direzione diversa. Si produce quindi intanto una deformazione del campo. La componente in quadratura, avente la direzione della h, si compone poi nel tempo con la risultante precedente in fase, e dà origine ad un campo rotante ellittico.

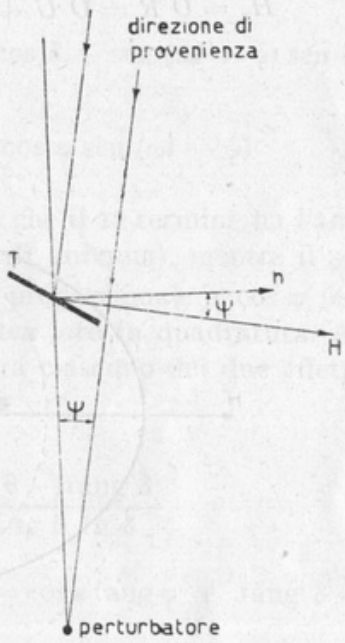


Fig. 18.

Ora la deformazione del campo, potendosi ritenere funzione della lunghezza d'onda e della direzione di provenienza può correggersi mediante il rilievo sperimentale dell'errore che si verifica nelle varie direzione intorno al telaio, per le lunghezze d'onda che interessano, il che implica però una serie di rilevamenti preliminari e quindi una notevole spesa e perdita di tempo. Per quanto possibile è quindi da evitare la influenza di conduttori vicini installando il R. G. lontano da corpi conduttori filiformi e solo nei casi in cui tale allontanamento sia impossibile si ricorrerà al rilievo dell'errore azimutale per poterlo correggere. Rimane da esaminare la compensazione del campo ellittico.

23. – *Compensazione del campo ellittico.*

Un campo ellittico si può rappresentare con l'equazione dell'estremo P del vettore rotante $O\,P$ il quale descrive una ellisse ad ogni periodo (fig. 19). L'equazione, riferita agli assi principali dell'ellisse di semiassi a e b ($a > b$), è

$$\left.\begin{array}{l} x = O\,V = O\,Q\cos\omega t = a\cos\omega t \\ y = V\,P = O\,S\,\text{sen}\,\omega t = b\,\text{sen}\,\omega t \end{array}\right\} \text{ da cui } \left(\frac{x}{a}\right)^2 + \left(\frac{y}{b}\right)^2 = 1$$

Consideriamo un campo magnetico polarizzato ellitticamente nel piano orizzontale e un telaio verticale T avente la normale $O\,R$ facente un angolo φ con l'asse maggiore della ellisse; la componente

utile del campo sul telaio è data dalla proiezione del campo istantaneo $O\,P$ sulla normale al telaio e cioè

$$H_r = O\,R = O\,U + U\,R = a \cos \omega t \cos \varphi + b \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \varphi$$

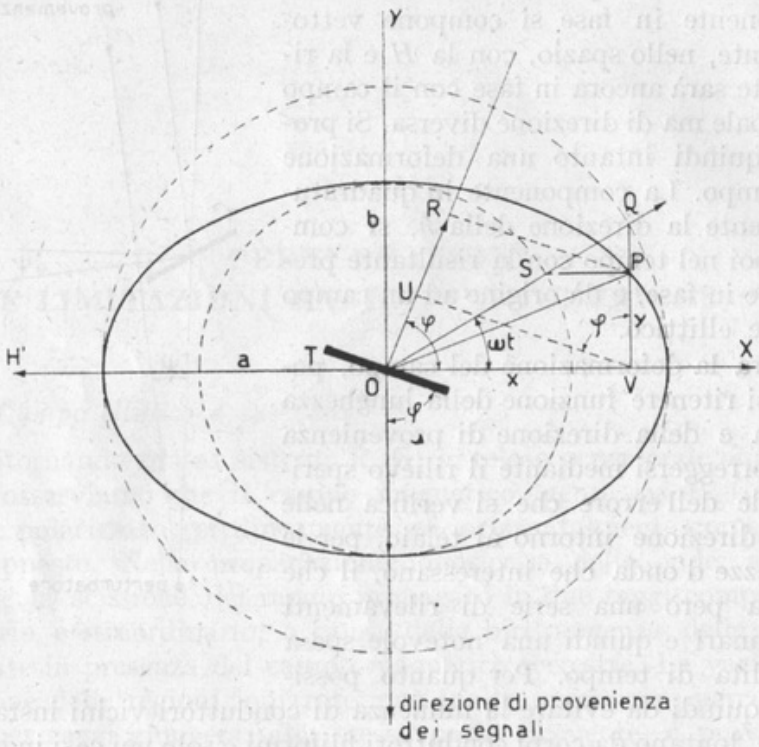


Fig. 19.

Possiamo dimostrare che questa componente utile è identica a quella che si avrebbe sommando un effetto di telaio (direzionale), ed uno di antenna (non direzionale), tra loro in quadratura.

Si ha infatti, ponendo $\operatorname{tang} \theta = \dfrac{b}{a} \operatorname{tang} \varphi$:

$$H_r = a \cos \omega t \cos \varphi + b \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \varphi =$$

$$= \sqrt{a^2 \cos^2 \varphi + b^2 \operatorname{sen}^2 \varphi}\ (\cos \theta \cos \omega t + \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \omega t) =$$

$$= \sqrt{b^2 + (a^2 - b^2) \cos^2 \varphi} \cos (\omega t - \theta).$$

Poniamo ora $\theta = \psi + \delta$ e $\operatorname{tang} \delta = \dfrac{\sqrt{a^2 - b^2}}{b} \cos \varphi$; sarà

$$\operatorname{sen} \delta = \frac{\sqrt{a^2 - b^2} \cos \varphi}{\sqrt{b^2 + (a^2 - b^2) \cos^2 \varphi}} \quad \text{e} \quad \cos \delta = \frac{b}{\sqrt{b^2 + (a^2 - b^2) \cos^2 \varphi}}$$

e quindi

$$H_r = \sqrt{b^2 + (a^2 - b^2)\cos^2\varphi}\cos(\omega t - \psi - \delta) =$$

$$= \sqrt{b^2 + (a^2 - b^2)\cos^2\varphi}\,[\cos(\omega t - \psi)\cos\delta + \operatorname{sen}(\omega t - \psi)\operatorname{sen}\delta].$$

cioè:

$$H_r = b\cos(\omega t - \psi) + \sqrt{a^2 - b^2}\cos\varphi\operatorname{sen}(\omega t - \psi) \qquad [1]$$

Risulta così, come si voleva dimostrare, che il 1° termine ha l'ampiezza b ed è indipendente da φ (effetto di antenna), mentre il secondo ha ampiezza $\sqrt{a^2 - b^2}\cos\varphi$, cioè proporzionale a $\cos\varphi$ (effetto di telaio): e che i due effetti sono tra loro in quadratura. Al variare di φ varia solo lo sfasamento ψ tra ciascuno dei due effetti ed il campo incidente.

È infatti:

$$\operatorname{tg}\psi = \operatorname{tg}(\theta - \delta) = \frac{\operatorname{tang}\theta - \operatorname{tang}\delta}{1 + \operatorname{tg}\theta\operatorname{tg}\delta}$$

che, posto $\cos\varepsilon = b/a$, e quindi $\operatorname{tang}\theta = \cos\varepsilon\operatorname{tang}\varphi$ e $\operatorname{tang}\delta = \operatorname{tang}\varepsilon\cos\varphi$, si riduce a

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{\cos\varepsilon\operatorname{tg}\varphi - \cos\varphi\operatorname{tg}\varepsilon}{1 + \operatorname{sen}\varepsilon\operatorname{sen}\varphi} \qquad [2]$$

Nella posizione di rilevamento, cioè col telaio normale alla direzione di provenienza, essendo $\varphi = \frac{\pi}{2}$, sarà pure $\psi = \frac{\pi}{2}$ e quindi dalla [1] $H_r = b\operatorname{sen}\omega t$ = effetto di antenna. Tutto avviene dunque come se esistesse un effetto di antenna proporzionale a b.

Dato che in ogni caso il campo perturbatore è, come ampiezza indipendente da φ e come fase in quadratura col campo principale (proporzionale a $\cos\varphi$), il suo effetto si può compensare con l'antenna ausiliaria ottenendo così lo zero netto; la direzione, che sarà in genere errata, si correggerà con la curva degli errori azimutali.

Il campo ellittico può essere dovuto a fenomeni di propagazione, cioè al sovrapporsi di raggi di diverso percorso, ma in tale caso una compensazione stabile sarà impossibile a causa della variabiiità del fenomeno, dipendente dai movimenti degli strati ionizzati di cui si dirà ora.

24. *Rotazione del piano di polarizzazione* [1].

È un fenomeno di propagazione molto complesso di cui si darà qui solo un cenno.

La polarizzazione verticale del vettore elettrico ed orizzontale del vettore magnetico sono quasi esattamente mantenute nella propagazione diretta o terrestre, ma non lo sono più, di massima, quando si passa alla propagazione ionosferica o indiretta. Per effetto specialmente del campo magnetico terrestre, il piano di polarizzazione di un'onda che si propaghi nella ionosfera, cioè in ambiente rarefatto ma avente una grande densità di cariche libere (ioni od elettroni), ruota su sè stesso intorno alla direzione di propagazione di modo che i due vettori elettrico e magnetico, dell'onda che ritorna sulla terra, pur mantenendosi perpendicolari tra loro e colla direzione di propagazione, possono assumere qualsiasi polarizzazione.

Tale effetto avviene sulle onde medie specialmente nelle ore notturne durante le quali è più efficiente la propagazione ionosferica, e dicesi *effetto di notte*. Con le onde corte avviene anche di giorno.

Un effetto analogo, etto *effetto di aeroplano*, si riscontra nelle onde provenienti da aeroplani che usano l'antenna trainata, pel fatto che questa, disponendosi quasi orizzontale, determina, lateralmente, un campo magnetico avente una forte componente verticale. Ora quando la f. m. non è più orizzontale, qualunque ne sia la causa, il rilevamento col telaio girevole non è più esatto e la ragione risulta facilmente dalla fig. 20. Se $R\,S$ è la direzione di provenienza dei segnali, F ed H i due vettori regolarmente polarizzati, ruotando la polarizzazione F andrà in F' ed H in H', entrambi spostati dell'angolo α di polarizzazione dal piano $O\,F\,H$ dell'onda in arrivo. Se θ è l'angolo zenitale di arrivo delle onde, l'angolo δ che il campo magnetico H' fa con la normale N al telaio non sarà più φ ma si ricava dal triangolo sferico $A\,B\,G$ che dà $\cos\delta = \cos\alpha\cos\varphi - -\operatorname{sen}\alpha\operatorname{sen}\varphi\cos\theta$, cosicchè la posizione di ricezione nulla non si ha più per $\varphi = \pi/2$ ma per $\cos\delta = 0$ cioè per $\cot\varphi = \operatorname{tg}\alpha\cos\theta$; e la φ ritorna al valore $\pi/2$ solo per $\alpha = 0$ e per $\theta = \pi/2$.

Vedremo alla parte III come questo inconveniente si può eliminare, basta qui accennare che di esso è facile accorgersi pel fatto che variando più o meno lentamente l'angolo α, in relazione ai movimenti delle masse ionizzate, ciò produce un concomitante variare dello zero di ricezione.

---

[1] Il piano di polarizzazione di un'onda e. m. è quello che contiene la direzione di propagazione ed il vettore elettrico. La polarizzazione dicesi verticale od orizzontale secondochè il piano di polarizzazione è verticale od orizzontale.

La stabilità del rilevamento è per contro indizio sicuro dell'assenza di raggi ionosferici.

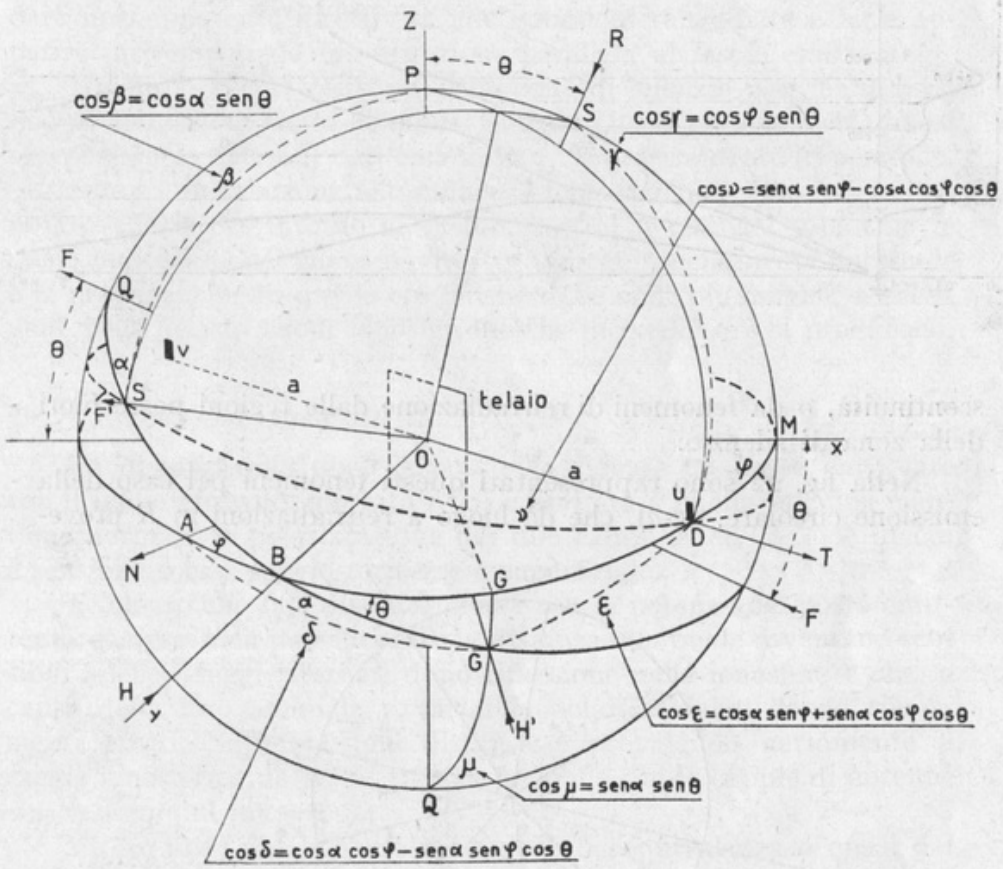


Fig. 20.

25. – *Onde sparpagliate* {35} *ed altre anomalie.*

Lavorando sulle onde corte può avvenire che esse perdano completamente qualsiasi polarizzazione e ciò specialmente nelle zone cosidette di silenzio, zone cioè nelle quali il raggio diretto non giunge perchè troppo attenuato dall'assorbimento terrestre, e quello ionosferico non giunge perchè i raggi (come 3, 4, fig. 21), che per riflessione potrebbero giungere nella zona di silenzio, tagliano gli strati ionizzanti sotto angoli di incidenza troppo piccoli per poter essere riflessi; essi attraversano perciò gli strati senza o con scarsa riflessione.

In tali zone non si ha tuttavia il silenzio assoluto, ma una forte diminuzione di ricezione; in esse (*S*, fig. 21) i segnali possono infatti pervenire, ma solo in seguito a parziale riflessione su superfici di di-

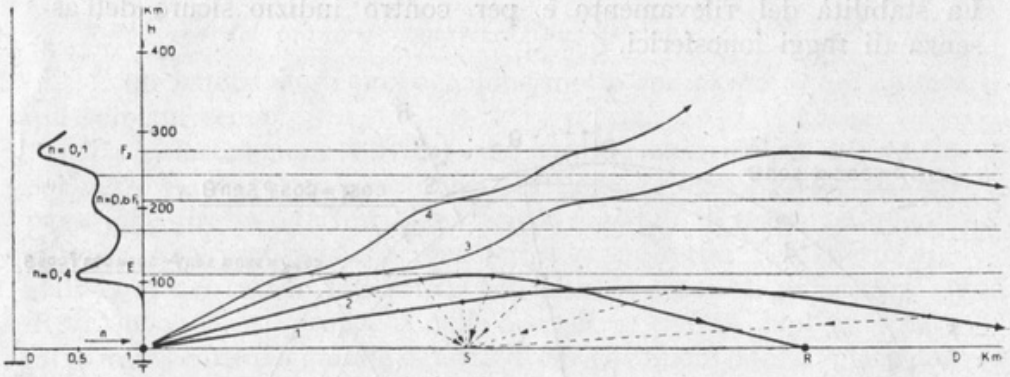
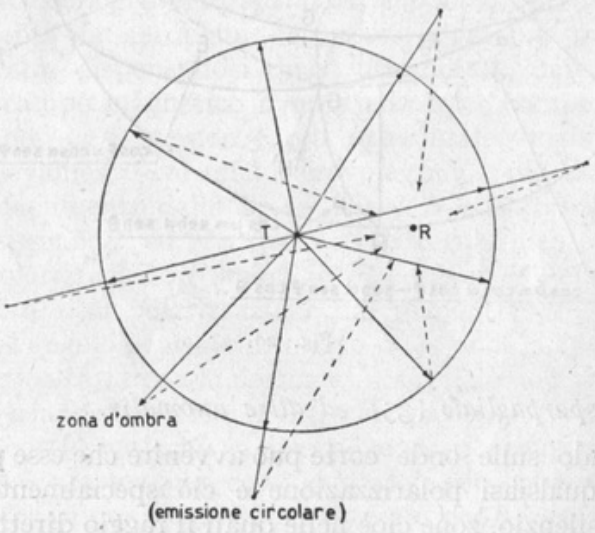


Fig. 21.

scontinuità, o da fenomeni di reirradiazione dalle regioni poste fuori della zona di silenzio.

Nella fig. 22 sono rappresentati questi fenomeni pel caso della emissione circolare, 22-*a*), che dà luogo a reirradiazioni in *R* prove-



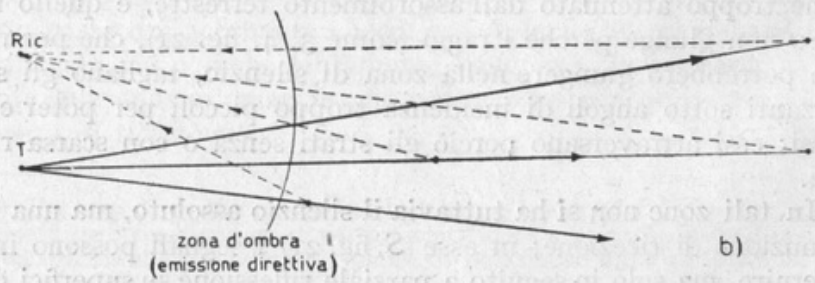


Fig. 22.

nienti da tutte le direzioni, con scomparsa totale di ogni traccia di direttività; e 22-*b*) per una emissione direttiva, che può in certi casi dare una apparente direttività alle emissioni reirradiate e farle apparire provenienti da una direzione parallela al fascio emittente.

Il campo che si constata nelle zone di silenzio non ha quindi una polarizzazione unica e stabile: le onde che vi giungono chiamansi *sparpagliate* (scattered) e di esse la R. G. è praticamente impossibile.

Sempre in relazione alle influenze ionosferiche è stato da tempo notato che le ore intorno al tramonto e al levare del sole sono le meno indicate per il rilevamento r. g. perchè specialmente anormale è la propagazione in quelle ore, anche delle onde più lunghe, a causa delle brusche variazioni ionosferiche che in quelle ore si producono.

26. – *Portata radiogoniometrica.*

La distanza alla quale è possibile rilevare un posto emittente con il telaio girevole (portata r. g.) è limitata a quella in cui si mantiene normale la polarizzazione dei due campi F ed H, cioè in cui è sensibile solo il raggio terrestre o superficiale.

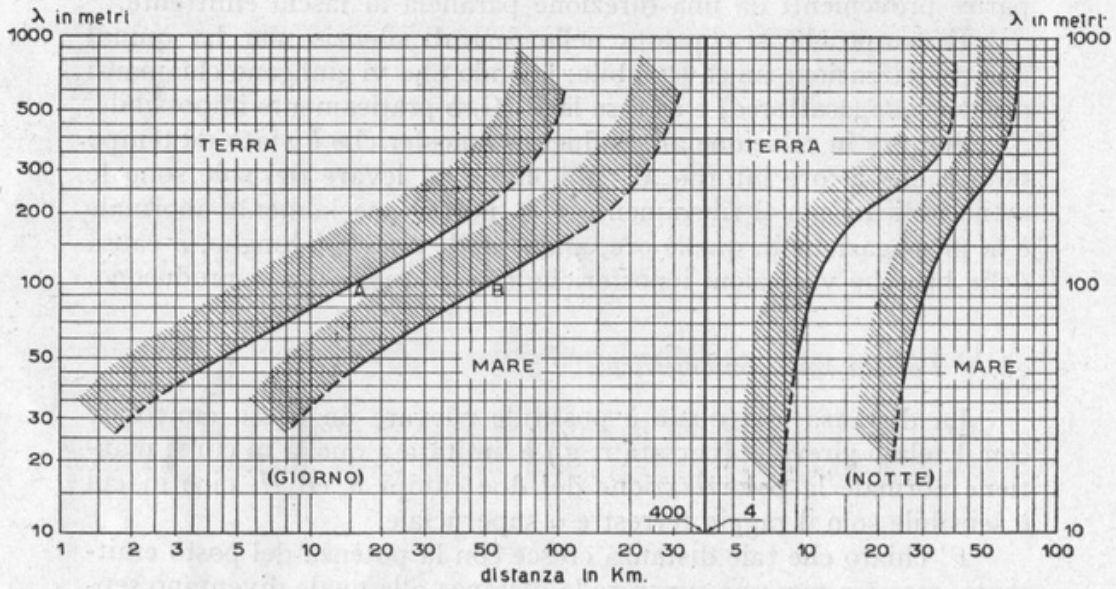
E' chiaro che tale distanza cresce con la potenza del posto emittente, ma essa non può superare la distanza alla quale diventano sensibili anche i raggi ritornati dopo riflessione nella ionosfera e che, a causa della loro anomala e variabile polarizzazione, danno rilevamenti errati. Superata tale distanza e prevalendo nettamente il raggio ionosferico, la R. G. ritorna possibile con le coppie di antenne che vedremo al numero 74.

Vi è quindi una regione nella quale la equivalenza o quasi dei due raggi, terrestre e ionosferico, inutilizza l'uso sia del telaio che delle coppie di antenne ed è chiaro che i limiti di tale regione non dipendono dalla potenza del posto emittente, perchè questa influisce ugualmente sui due raggi; detti limiti sono invece funzioni complesse dell'onda impiegata. della natura e conformazione del terreno nonchè delle condizioni ionosferiche, alla loro volta variabili con la latitudine, la stagione, l'ora del giorno e col ciclo delle macchie solari.

Non sono quindi possibili conclusioni semplici in questa materia.

Tuttavia l'esperienza e la teoria dicono: che la portata r. g. diretta (realizzabile con i telai girevoli), diminuisce rapidamente accorciando l'onda; che è minore su terra che su mare; che è minore su terreni rotti e boscosi che su terreni piani e sgombri e che dipende meno di notte, che di giorno, dalla lunghezza d'onda; inoltre le condizioni atmosferiche e stagionali possono pure influire sensibilmente, come vi influiscono la forma e, meno nettamente, il tipo dell'aereo trasmittente.

a) Ordine di grandezza della massima portata R.G. sul raggio diretto; telaio ed Adcock



NB. Le regioni tratteggiate sono quelle utilizzabili per R.G.–Es. di giorno l'onda di 100 m. è radiogoniometrabile fino a 15 Km. su terra(A) e fino a 50 Km. su mare(B).

b) Ordine di grandezza dei limiti del telaio e dell'Adcock

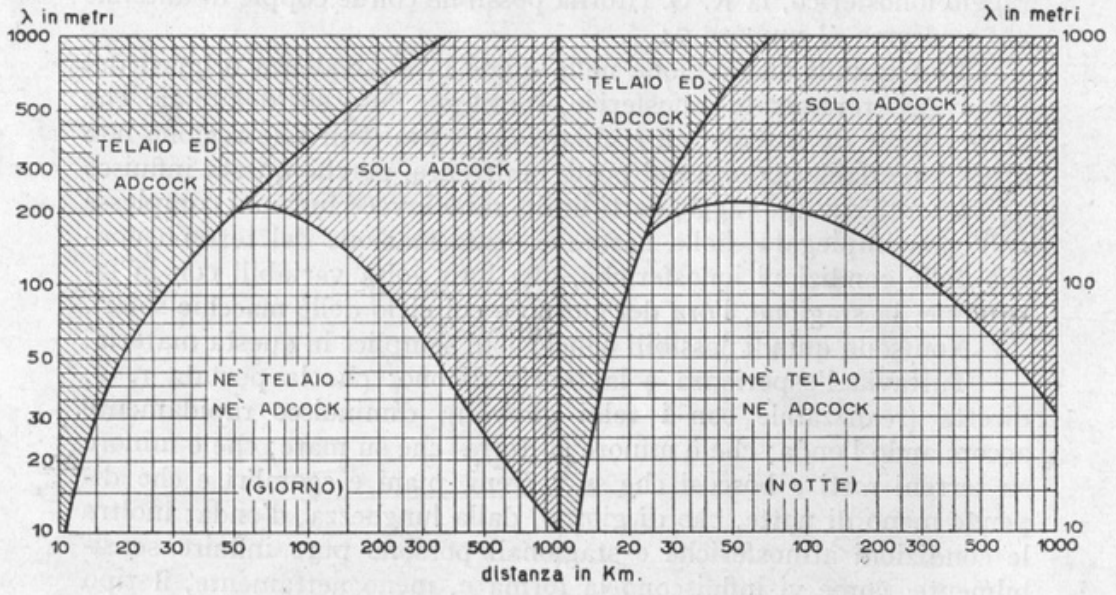


Fig. 21.

Nella fig. 23 sono riassunti i dati raccolti nella più recente riunione tecnica internazionale di radiocomunicazioni (più diffusamente esposti nell'appendice N. 1). Nella 23-*a* sono indicate le portate medie dirette. Nella 23-*b* i limiti approssimati delle portate r. g. dirette (telaio) e indirette o ionosferiche (coppie di antenne Adcock), e le conseguenti zone di impossibile od aleatorio rilevamento r. g.

Risulta ad esempio, dalla fig. 23-*b*, che l'onda di 100 m. è difficilmente radiogoniometrabile di giorno tra 30 e 200 Km. all'incirca; e di notte tra 20 e 330 Km. circa. Tali dati sono però da prendersi come medii e di semplice orientamento.

Capo IV.

GENERALITÀ SUGLI APPARATI R. G.

27. – *Nettezza del rilevamento per minimo.*

Abbiamo già accennato alla nettezza del rilevamento come funzione della nettezza dello zero di ricezione. Occorre considerare in proposito che gli elementi che giocano nella questione, indipendentemente dal tipo di apparato che si considera, sono l'intensità del segnale in ricezione, quella dei disturbi atmosferici (dei quali si dirà in seguito), l'effetto di antenna ed il rumore di fondo proprio del ricevitore.

Detta V_{max} la d.d.p. max all'ingresso del ricevitore per $\varphi = 0$, sarà $V_{max} \cos \varphi = V_{max} \operatorname{sen} (\pi/2 - \varphi) = V_{max} \operatorname{sen} \varepsilon$ la d.d.p. col telaio scartato di ε dalla normale alla direzione di provenienza. Se $V_a = \alpha V_{max}$ è la d.d.p. dovuta all'effetto di antenna, le due d.d.p. essendo in quadratura, la loro risultante sarà:

$$V = V_{max} \sqrt{\operatorname{sen}^2 \varepsilon + \alpha^2} \qquad [1]$$

Sia V_r la d.d.p. equivalente al rumore di fondo proprio del ricevitore, cioè quella d.d.p. avente la frequenza del segnale, che applicata all'ingresso del ricevitore ne raddoppia la potenza di uscita. ovvero che fornisce all'uscita un segnale appena distinguibile dal rumore di fondo. Il semiangolo ε_0 di ricezione nulla, cioè coperta dal rumore di fondo, sarà ricavabile ponendo $V = V_r$. Si ottiene così:

$$\operatorname{sen}^2 \varepsilon_0 = \left(\frac{V_r}{V_{max}} \right)^2 - \alpha^2 \qquad [2]$$

Supponiamo ora che non siavi effetto di antenna. In tale caso ($\alpha = 0$) l'angolo di ricezione nulla è dato da $2\,\varepsilon_0$, essendo

$$\operatorname{sen} \varepsilon_0 = \frac{V_r}{V_{max}} \qquad [3]$$

L'angolo di ricezione nulla $2\,\varepsilon_0$ è quindi inferiore ad 1° se è

$$\operatorname{sen}\varepsilon_0 = \frac{V_r}{V_{max}} < \operatorname{sen}\frac{1^\circ}{2} = 0{,}0087 = \frac{1}{115} \qquad [4]$$

Per rilevare con l'incertezza di 1° non è però necessario che il settore di ricezione nulla, od angolo di incertezza ($2\,\varepsilon_0$) sia di 1°. ma è sufficiente in pratica che l'angolo $2\,\varepsilon_0$ non superi $5^\circ \div 6^\circ$; e ciò perchè l'errore che, in media, commette un abile operatore, assumendo come rilevamento probabile il punto centrale di un settore di $5^\circ \div 6^\circ$ di ricezione nulla, può ritenersi contenuto entro $\pm\,1^\circ$. Per questo scopo è quindi sufficiente un rapporto $\frac{V_r}{V_{max}} \leq \operatorname{sen} 3^\circ \simeq 0{,}5 = \frac{1}{20}$ cioè $V_{max} \geq 20\,V_r$.

Emerge da questa relazione che quanto più piccolo sarà il rumore di fondo e tanto più piccolo sarà il campo elettrico radiogoniometrabile con sufficiente esattezza; e tanto più piccola sarà la incertezza del rilevamento.

Tutto ciò per un apparato perfettamente compensato ($\alpha = 0$). Vediamo ora il caso in cui sia presente un effetto α di antenna.

Risulta dalla [2] e dalla fig. 24-*a* che se $V_a > V_r$, cioè se l'effetto α è maggiore del rapporto V_r/V_{max}, resta impedito l'annullamento del segnale ($\operatorname{sen}^2\varepsilon_0$ non potendo essere negativo), con effetto nocivo ed intollerabile. La prima condizione da ottenere è quindi che sia $V_a < V_r$; con ciò (fig. 24-*b*) l'effetto d'antenna diminuisce il settore di ricezione nulla, ma nel contempo rende meno rapida la variazione della V variante di ε, cioè meno netto il rilevamento.

E' infatti la maggiore o minore rapidità della variazione della forza del segnale, al rotare del telaio, che rende più o meno netta e sicura la determinazione dei punti che limitano il settore di segnale nullo. La presenza dell'effetto α deve quindi considerarsi tollerabile finchè essa non altera la variazione del segnale al rotare del telaio, cioè non diminuisce eccessivamente la pendenza della curva (V, ε) della fig. 24-*b*.

Ammesso dunque che l'effetto di antenna (V_a) sia minore del rumore di fondo (V_r) il limite inferiore del relativo coefficiente $\alpha = \frac{V_a}{V_{max}}$, si può ricavare come segue:

La d.d.p. con effetto d'antenna, rappresentata dalle curve V (fig. 24), è:

$$V = \sqrt{V_a^2 + V_t^2} = \sqrt{A^2 + B^2 \operatorname{sen}^2\varepsilon}$$

mentre senza tale effetto è $V_t = B \operatorname{sen} \varepsilon$. Le variazioni di tali d.d.p., al variare di ε, si scrivono rispettivamente:

$$\frac{dV}{d\varepsilon} = \frac{B^2 \operatorname{sen} \varepsilon \cos \varepsilon}{\sqrt{A^2 + B^2 \operatorname{sen}^2 \varepsilon}} \quad ; \quad \frac{dV_t}{d\varepsilon} = B \cos \varepsilon$$

e quindi

$$\frac{dV/d\varepsilon}{dV_t/d\varepsilon} = \frac{B \operatorname{sen} \varepsilon}{\sqrt{A^2 + B^2 \operatorname{sen}^2 \varepsilon}} \qquad [5]$$

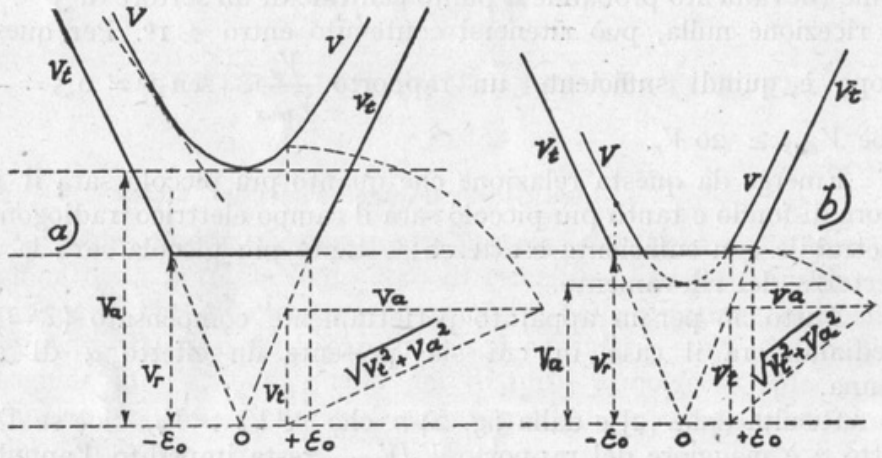


Fig. 24.

Se entro il semi-settore ε_0 la $dV/d\varepsilon$, cioè la pendenza della V (fig. 24), differisce di solo una percentuale trascurabile dalla $dV_t d\varepsilon$, ciò indicherà che la diminuzione del segnale, al di fuori del settore considerato, è pressapoco la stessa con o senza effetto di anten na cioè che l'effetto d'antenna è trascurabile entro quel settore.

Poniamo quindi $\dfrac{\dfrac{dV}{d\varepsilon}}{\dfrac{dV_t}{d\varepsilon}} \geq \sqrt{\dfrac{n}{n+1}}$ che per $n = 2, 3, 4$, diventa 0,82; 0,87; 0,89, cioè poco minore di uno. Ciò equivale a porre:

$$\left(\frac{\dfrac{dV}{d\varepsilon}}{\dfrac{dV_t}{d\varepsilon}} \right)_{\varepsilon=\varepsilon_0} = \frac{B \operatorname{sen} \varepsilon_0}{\sqrt{A^2 + B^2 \operatorname{sen}^2 \varepsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{A^2}{B^2 \operatorname{sen}^2 \varepsilon_0}}} \geq \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{1}{n}}}$$

da cui si ricava:

$$\alpha = \frac{A}{B} \leq \frac{\operatorname{sen} \varepsilon_0}{\sqrt{n}} . \qquad [6]$$

È questa la condizione che limita il valore di α affinchè, per $\varepsilon = \pm \varepsilon_0$ si abbia pressappoco la stessa pendenza nella curva (V, ε) ed in quella (V_t, ε). E poichè è a sua volta, [2]

$$\operatorname{sen}^2 \varepsilon_0 = \left(\frac{V_r}{V_{max}}\right)^2 - \alpha^2$$

sommando con

$$\frac{\operatorname{sen}^2 \varepsilon_0}{n} \geq \alpha^2$$

ne segue

$$\frac{n+1}{n} \operatorname{sen}^2 \varepsilon_0 \geq \left(\frac{V_r}{V_{max}}\right)^2 \quad \text{cioè} \quad \frac{V_r}{V_{max}} \leq \sqrt{\frac{n+1}{n}} \cdot \operatorname{sen} \varepsilon_0 \quad [7]$$

Assumendo $n = 3$ ed $\varepsilon_0 = 3^0$ la [6] e la [7] dànno

$$\alpha \leq \frac{\operatorname{sen} 3^0}{\sqrt{3}} = 0{,}03 \quad ; \quad \frac{V_r}{V_{max}} \leq \frac{2 \operatorname{sen} 3^0}{\sqrt{3}} = 0{,}06.$$

Per ottenere un settore di ricezione nulla minore di 6^0, cioè consentire un errore probabile minore di $\pm 1^0$ e con gli estremi del settore sufficientemente netti, sono dunque da considerarsi *al massimo* tollerabili: un effetto di antenna α del 3 % ed un rapporto V_r/V_{max} del 6 %; quest'ultimo risulta un po' maggiore di quello del 5 % trovato nel caso che sia assente l'effetto di antenna, come doveva attendersi, perchè quest'ultimo contribuisce a restringere il settore di ricezione nulla [2].

28. – *Minimo campo radiogoniometrabile per minimo.*

La condizione $V_r/V_{max} \leq 0{,}06$ fornisce un modo di determinare la minima intensità del campo elettrico radiogoniometrabile con un dato apparato, in assenza di scariche atmosferiche e di altri disturbi esterni. Sia h_t l'altezza equivalente del telaio e q il fattore di bontà o coefficiente di sovratensione del telaio; la d.d.p, massima di ingresso al ricevitore V_{max} (per $\varphi = 0$) sarà: $V_{max} = F_s h_t \cdot q$, essendo F_s l'intensità del campo elettrico dei segnali.

Se V_r è la tensione del rumore di fondo del ricevitore, il minimo campo radiogoniometrabile si ricava dalla

$$V_{max} = F_s h_t q \geq \frac{V_r}{0{,}06} \text{ da cui } F_s \geq \frac{V_r}{0{,}06\ h_t q} \qquad [8]$$

I valori di $h_t = \dfrac{2\pi n S}{\lambda}$, di $q \simeq \dfrac{\omega L}{R} = \dfrac{2\pi c L}{\lambda R}$ e del loro prodotto $h_t q = \dfrac{4\pi^2 nS\, cL}{\lambda^2 R}$ variano col tipo del telaio, del cir-

cuito e con l'onda, oscillando intorno al metro come ordine di grandezza per le onde medie e medio corte. Per queste, V_r è dell'ordine di un μV e, per conseguenza, F_s risulta dell'ordine di

$$\frac{1}{0{,}06 \cdot 1} \simeq 10 \div 30 \ \mu\text{V/m}.$$

Questa f.e. deve quindi ritenersi come l'ordine di grandezza del minimo campo elettrico radiogoniometrabile attualmente con sufficiente nettezza e precisione sulle onde medie e medio corte. In circostanze favorevoli si può scendere a $3 \div 5$ μV/m.

In presenza di *disturbi atmosferici* od industriali, il campo radiogoniometrabile può salire a valori superiori se il loro livello è tale da determinare una d. d. p. all'ingresso del ricevitore, maggiore di V_r. Il campo, o livello medio, F_d dei disturbi esterni è definibile come quello che, agendo colla frequenza di lavoro del ricevitore, introduce nel ricevitore stesso una potenza media uguale a quella che, nella gamma passante del ricevitore, è introdotta dal complesso degli impulsi sporadici caratteristici dei disturbi stessi. Poichè esso non ha, di massima, un carattere direzionale, tale campo introduce, indipendentemente dalla posizione del telaio, una f.e.m. $F_d h_t$ e determina all'ingresso del ricevitore una d.d.p. $F_d h_t q = V_d$. Questa tensione V_d, quando superi la V_r del rumore di fondo proprio del ricevitore, si deve sostituire alla stessa V_r nelle considerazioni precedenti. Ciò porta alla relazione

$$\frac{V_r}{V_{max}} = \frac{F_d h_t q}{F_s h_t q} = \frac{F_d}{F_s} \leq 0{,}06 \text{ cioè } F_s \geq 17 F_d \qquad [9]$$

in sostituzione della [8]. Saranno quindi radiogoniometrabili solo segnali almeno $15 \div 20$ volte più intensi del livello medio dei disturbi.

Il livello medio dei disturbi atmosferici F_d è più alto sulle onde più lunghe, coi massimi nell'estate ed al pomeriggio.

Esso raggiunge anche $2 \div 5$ μV/m sui 1000 metri di onda, ma scende sotto al μV/m per onde < 200 metri. Pertanto tale livello in genere determina il minimo del campo radiogoniometrico per le onde lunghe, mentre tale funzione limitatrice passa al rumore di fondo nelle onde più corte.

29. – *Rumore di fondo, sensibilità, selettività dei ricevitori.*

La tensione V_r, equivalente al rumore di fondo proprio del ricevitore può avere varie origini, di cui le più usuali sono:

1) *l'agitazione termica* degli elettroni nei materiali conduttori del circuito di ingresso al ricevitore;

2) *le fluttuazioni nella emissione* dei tubi elettronici, dovute alla natura corpuscolare della emissione stessa (effetto granulare, shot effect, schrot effekt) oppure ad irregolarità nella superficie emittente dei catodi (specialmente in quelli ad ossidi = effetto di superficie, flicker effect);

3) *insufficiente spianamento o schermaggio* della corrente alternata eventualmente impiegata nell'accensione dei catodi, con conseguente caratteristico brusío;

4) *parti difettose*, quali: batterie esaurite, resistenze alterate, condensatori male isolati, contatti incerti, vibrazioni meccaniche, ecc.

Le ultime due cause sono eliminabili con una accurata costruzione e manutenzione degli apparati, la 2ª è di solito molto ridotta nei tubi, funzionanti con carica spaziale, impiegati nei ricevitori più moderni; la prima è generalmente piccola ma non è eliminabile; si può però attenuarne gli effetti basandosi sulle considerazioni seguenti.

La potenza sviluppata nella agitazione termica degli elettroni liberi, in collisione con le molecole dei conduttori, è distribuita pressapoco ugualmente su tutta la gamma delle frequenze radio ed acustiche, fino alle più basse ed alle più alte; la parte che disturba un dato ricevitore è quindi quella sviluppata nella *banda passante* di frequenza del ricevitore stesso.

La potenza dW sviluppata sulla frequenza f è infatti:

$$dW = 4\,K\,T\,d\,f \quad \begin{cases} K = \text{costante di Boltzmann} = 1{,}37 \cdot 10^{-23} \\ \text{joule per grado assoluto.} \\ T = \text{temperatura assoluta.} \end{cases} \qquad [10]$$

e quindi tra le frequenze f_1 ed f_2 della banda $f_2 - f_1 = \Delta f$ essa è:

$$W = 4\,K\,T\,\Delta f \text{ watt} \qquad [11]$$

Ora W è la potenza che genera la tensione V_r; risulta così senz'altro conveniente, per ridurre V_r, di restringere al massimo la banda passante (Δf) del ricevitore, il che concorre ad aumentarne la selettività. Sotto questo punto di vista sono molto adatti i ricevitori telegrafici per la loro più stretta banda passante. Con essi si possono ricevere anche le emissioni radiofoniche col metodo della eterodina (N. 4), ottenendo, all'uscita, un fischio continuo e di forza costante, molto più adatto, alle operazioni r. g., dei fluttuanti segnali radiofonici.

La grande *selettività* del ricevitore è molto favorevole al rilevamento r. g. perchè riduce od elimina i disturbi da parte delle emis-

sioni fatte su onde prossime a quella ricevuta, e che, se non fossero eliminati, potrebbero mascherare gli zeri di ricezione e qundi intralciare gravemente il rilevamento.

Sono bene adatti agli scopi r. g. i ricevitori a *supereterodina*, con possibilità di innescare (eterodinare) i segnali sia telegrafici che radiofonici. Si consiglia una stretta banda nella media frequenza ed

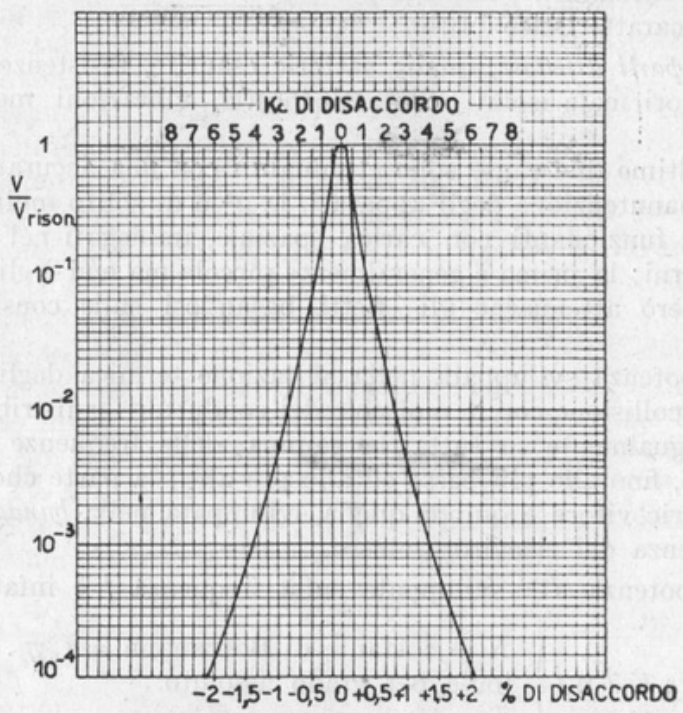


Fig. 25.

un alto rapporto di conversione, cioè una media frequenza relativamente bassa, compatibilmente però con la esigenza di non rendere: con una eccessiva selettività, difficile la ricerca delle emissioni da rilevare, e, con una banda eccessivamente stretta, impossibile ricevere da emettitori poco stabili nella loro frequenza. Una media frequenza troppo bassa è inoltre da evitare perchè rende più difficile la eliminazione delle frequenze immagini. La fig. 25 mostra la curva di selettività dei ricevitori impiegati nei R. G. terrestri della Telefunken.

La riduzione del rumore di fondo conferisce al ricevitore un aumento della sua *sensibilità*, cioè della sua attitudine a rivelare segnali deboli, quali si hanno durante il rilevamento in prossimità dello zero ricezione, ed è perciò un fattore essenziale per la nettezza del rilevamento stesso come abbiamo già chiarito al N° 27.

Come è noto un ricevitore sensibile ha sempre un rumore di fondo, che manca nei ricevitori sordi; l'ideale consiste nel ridurlo a quello solo, inevitabile, dell'agitazione termica. Per verificare in quale misura ciò siasi ottenuto basta cortocircuitare l'ingresso della prima valvola, il che annulla il rumore termico; il rumore residuo è dovuto alla altre cause (riducibili) e la sua presenza è indice di meno perfetta riuscita del ricevitore.

30. – *Fattore di bontà del circuito di ingresso,*

Il circuito di ingresso di un telaio r. g. *sintonizzato,* si può ridurre, ad esempio, allo schema della figura 26 o ad uno schema analogo, nel quale, oltre alla induttanza L ed alla resistenza R del telaio, si deve considerare la capacità di accordo C e la conduttanza G. Quest'ultima risulta dalla somma della conduttanza corrispondente alle perdite nel condensatore ed alla componente reale della ammittanza di griglia della valvola di ingresso. Trascurando gli effetti secondari dovuti alle dissimmetrie, di cui si dirà in seguito, la tensione V_{max} (per $\varphi = 0$) ai capi del condensatore, dovuta al campo dei segnali in arrivo F_s, agente sul telaio di altezza efficace h_e si ottiene scrivendo:

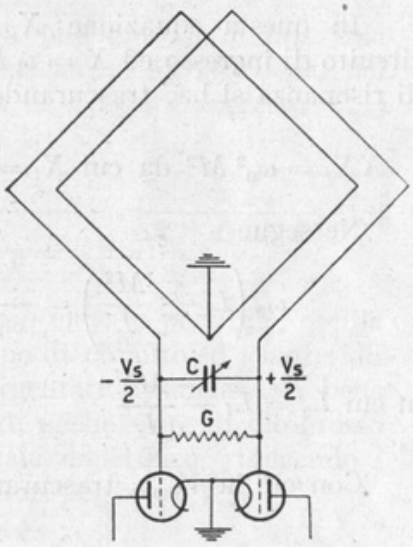


Fig. 26.

$$I_{max} = \frac{F_s h_e}{R + j\,\omega L + \dfrac{1}{G + j\,\omega C}} = V_{max}\,(G + j\,\omega C)$$

da cui si ricava

$$V_{max} = \frac{F_s h_e}{1 + RG - \omega^2 LC + j\,\omega\,(LG + RC)}$$

Alla risonanza, essendo $1 + R C_r - \omega_0^2/C = 0$, si ha:

$$V_{max} = \frac{F_s h_e}{j\,\omega_0\,(LG + RC)} \qquad [12]$$

Se il telaio è aperiodico, di induttanza L e resistenza R, esso

sarà accoppiato ad un circuito di ingresso sintonizzato di costanti L_i, R_i, C_i in serie con una conduttanza G, ed in parallelo al condensatore, come nel caso precedente. Questa conduttanza G potrà considerarsi esclusa aggiungendo in serie alla R_i la resistenza $G\,\omega^2 L_i^2$.

Indichiamo con $R_2 = R_i + \omega^2 L_i^2 G$ la resistenza complessiva e con M la mutua induttanza tra telaio e circuito di ingresso. Dalla teoria dei circuiti accoppiati (1) si deduce.:

$$V_{max} = \frac{I_{max}}{j\,\omega\,Ci} = \frac{-j\,\omega\,Fs\,hs}{j\,\omega\,Ci\,[\omega^2 M^2 + RR_2 - XX_i + j\,(RX_i + R_2 X)]}$$

In questa equazione $X_i = \omega\,L_i - 1/\omega\,C_i$ è la reattanza del circuito di ingresso ed $X = \omega\,L$ quella del telaio. Alla pulsazione ω_0 di risonanza si ha, trascurando RR_2:

$$XX_i = \omega_0^2\,M^2 \text{ da cui } X_i = \omega_0\,L_i - \frac{1}{\omega_0\,C_i} = \frac{\omega_0^2\,M^2}{\omega_0\,L} = \omega_0\,\frac{M^2}{L}$$

Ne segue

$$\omega_0\left(L_i - \frac{M^2}{L}\right) = \frac{1}{\omega_0\,C_i} \quad \text{ovvero} \quad \omega_0^2\,C_i\,L_2 = 1$$

in cui $L_2 = L_i - \dfrac{M^2}{L}$.

Con ciò la V_{max}, trascurando RR_2, diventa

$$V_{max} = \frac{-M\,F_s\,h_e}{j\,C_i\left(R\,\dfrac{\omega_0\,M^2}{L} + R_2\,\omega_0\,L\right)} \qquad [13]$$

Sostituendo in essa $R_2 = R_i + \omega_0^2\,L_i^2\,G$ e $\omega_0^2 = \dfrac{1}{L_2\,C_i}$ si ottiene, pel telaio aperiodico:

$$V_{max} = \frac{-F_s\left(h_e\,\dfrac{M}{L}\right)}{j\,\omega_0\left[C_i\left(R_i + \dfrac{RM^2}{L^2}\right) + L_2\,G\,\dfrac{L_i^2}{L_2^2}\right]} \qquad [14]$$

Si può dunque porre: $V_{max} = \dfrac{F_s\,h_e}{j\,\omega_0\,(RC + LG)}$ nei telai fun-

(1) Vedere ad es. ANTINORI SAVELLI (Pession), *loc. cit.*, pag. 32.

zionanti da ingresso sintonizzato, nonchè $V_{max} = \frac{-F_s\left(h_e \frac{M}{L}\right)}{j\,\omega_0\,(R'_i\,C_i + L_2\,G')}$ nei telai aperiodici accoppiati ad un circuito sintonizzato di ingresso essendosi qui posto $R'_i = R_i + R\frac{M^2}{L^2}$ e $G\frac{L^2_i}{L^2_2} = G'$.

Il telaio aperiodico presenta, dunque, di fronte a quello sintonizzato: una riduzione dell'altezza efficace (nel rapporto M/L), una variazione nella resistenza del circuito di ingresso (da R ad R'_i), nella conduttanza (da G a G') ed una diminuzione della induttanza del circuito di ingresso (da L ad L_2).

Tenendo presente queste differenze, possiamo dare una sola espressione al *fattore q di bontà* o *coefficiente di sovratensione*, del circuito di ingresso, cioè al rapporto tra la d.d.p. all'ingresso V_{max} e la f.e.m. agente $F_s\,h_e$, che scriveremo:

$$q = \frac{V_{max}}{F_s\,h_e} = \frac{1}{\omega_0\,(RC + LG)} = \frac{1}{\omega_0 L\left(R\frac{C}{L} + G\right)} = \frac{\omega_0\,L}{R + G\,\omega_0^2\,L^2} \quad [15]$$

Questo fattore, che conviene sia il più elevato possibile, oscilla tra 30 ÷ 50 o tra 200 ÷ 250 secondo il tipo di circuito ed i materiali in esso impiegati. Conduttori grossi, argentati, condensatori bene isolati su supporti ceramici, induttanze di poche spire di filo grosso argentato su supporti di ottimo materiale dielettrico, riducendo i valori di R e di G, dànno i più elevati valori per q.

31. – *Rapporto segnale/rumore.*

Abbiamo già osservato al N. 28 che quando i disturbi esterni (atmosferici o industriali) superano un certo livello, il rapporto segnale/rumore è determinato dal rapporto tra campo del segnale F_s e campo del disturbo F_d, il che non lascia possibilità di riduzione agendo sul circuito di ingresso. Se invece il livello dei disturbi esterni è sufficientemente basso, allora il rapporto segnale/disturbo è il rapporto tra le d.d.p. rispettivamente prodotte all'ingresso della prima valvola dal segnale e dal rumore di fondo e che abbiamo già indicate con V_{max} e V_r.

Si tratta ora di meglio esaminare la possibile riduzione della tensione V_r, tenendo presente che la causa più importante, perchè insopprimibile, è la agitazione termica, cui si aggiunge talvolta, specie lavorando sulle onde più corte, l'effetto granulare. Questo viene considerato di solito come un complemento dell'agitazione termica e rappresentato da una resistenza fittizia R_g che, moltiplicata per la W

della agitazione termica, dà la tensione V^2 in realtà dovuta a tale effetto granulare.

Consideriamo per ora la sola agitazione termica.

La tensione infinitesima dV_r dovuta a questa causa e che si sviluppa sulla frequenza f ai morsetti del circuito di ingresso, si ricava dalla equazione

$$dI_{tot} = d\,(I + I_c + I_g) = dV_r\left(\frac{1}{R + j\,\omega\,L} + j\,\omega\,C + G\right) =$$

$$= \frac{dV_r}{R^2 + \omega^2 L^2}\,[R + G\,(\omega^2 L^2 + R^2) + j\,\omega\{C\,(R^2 + \omega^2 L^2) - L\}]$$

Ora la potenza infinitesima sviluppata sulla frequenza f è $dW = 4\,K\,T\,d\,f$ ed è quella che determina la I_{tot} e che fornisce la potenza consumata nel circuito, misurata dal prodotto della V_r per la componente della I_{tot} in fase con la V_r.

Sarà cosí:

$$dW = d\left[\frac{|\,V_r\,|^2}{R^2 + \omega^2 L^2}\,(R + G\,(\omega^2 L^2 + R^2)\right] = d\left[\,V^2_r\left(G + \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)\right]$$

da cui

$$dV^2_r = \frac{dW}{G + \dfrac{R}{R^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{4\,K\,T\,d\,f}{G + \dfrac{R}{R^2 + 4\,\pi^2 f^2 L^2}}$$

Si dovrebbe ora integrare tra gli estremi f_1 ed f_2 della banda passante dal ricevitore, ma è evidente che, data la ristrettezza della banda (dell'ordine dei KHz) di fronte al valore di f (dell'ordine dei MHz), si può considerare $f = f_0 =$ costante nell'intervallo $f_2 - f_1$, e scrivere:

$$V^2_r = \frac{4\,K\,T\,(f_2 - f_1)}{G + \dfrac{R}{R^2 + \omega_0^2 L^2}} \qquad [16]$$

Considerato poi che è normalmente $q \gg 1$ (salvo forse nei grandi telai lavoranti su onde molto lunghe) e quindi $\omega_0^2 L^2 \gg R^2$, ed indicando con $W_{at} = 4\,K\,T\,(f_2 - f_1) \simeq 1{,}64\,.\,10^{-20}\,\Delta f\,.$ watt, la potenza sviluppata dalla agitazione termica, nella ipotesi di $T \simeq 300°$, cioè $27°$ C., la V_r^2 si scriverà:

$$V_r^2 = \frac{W_{at}\,\omega_0^2 L^2}{R + G\,\omega_0^2 L^2} \qquad [17]$$

Ora al N. 30 abbiamo trovato, come d.d.p. di ingresso dovuta al segnale in arrivo:

$$\frac{V_{max}}{F_s h_e} = \frac{\omega_0 L}{R + G \omega_0^2 L^2} \quad \text{e quindi} \quad V^2_{max} = \frac{F_s^2 h_e^2 \omega_0^2 L^2}{(R + G \omega_0^2 L^2)^2}$$

Il rapporto di potenza segnale/rumore è quindi:

$$\eta = \frac{V^2_{max}}{V^2_r} = \frac{F^2_s h^2_e}{W_{at} (R + G \omega_0^2 L^2)} \qquad [18]$$

Risulta così evidente la convenienza di ridurre più che possibile tanto R, che G, che L.

Nel caso del telaio aperiodico, accoppiato ad un circuito accordato, è da tener presente, oltre alle avvertenze richiamate a proposito del fattore q, che, nel computo della V_r, la L_i del circuito di ingresso va ridotta ad $L_2 = L_i - \frac{M^2}{L}$, mentre la resistenza va aumentata ad $R_i' = R_i + R \frac{M^2}{L^2}$, ciò essendo dovuto all'accoppiamento M tra telaio e circuito di ingresso.

32. – *Numero ottimo di spire del telaio.*

Ricordiamo che è $h_e = \frac{2 \pi n S}{\lambda}$ e che se si fissa la superficie S del telaio nonchè il diametro delle spire, sarà $R = R_1 n$ ed $L \simeq L_1 n^2$, R_1 ed L_1 essendo la resistenza e la induttanza di una spira. Cosicchè la η diventa

$$\eta = \frac{F_s^2 4 \pi^2 S^2}{W_{at} \lambda^2} \cdot \frac{n^2}{n R_1 + G \omega_0^2 L_1^2 n^4} = \frac{F_s^2 4 \pi^2 S^2}{W_{at} \lambda^2} \cdot \frac{1}{\frac{R_1}{n} + G \omega_0^2 L_1 n^2}$$

Al variare di n, la η raggiunge perciò il massimo per

$$n_{ott} = \sqrt[3]{\frac{R_1}{2 G \omega_0^2 L_1^2}} \qquad [19]$$

assumendo il valore massimo, per $n = n_{ott}$,

$$\eta_{max} = \frac{4 \pi^2 S^2 F_s^2}{W_{at} \lambda^2} \cdot \frac{1}{\frac{3 R_1}{2 n_{ott}}} = \frac{8 \pi^2 S^2 F_s^2}{3 \lambda^2 W_{at}} \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{2 R_1^2 G \omega_0^2 L_1^2}} \qquad [20]$$

Questo rapporto ottimo sarà quindi tanto più elevato quanto più grande sarà S, area del telaio, e più piccoli sono G, L, ed R, il che si può ottenere con conduttori grossi, con condensatori a minime perdite e valvole ad alta componente ohmica della resistenza di griglia.

Si è qui considerato il rumore di fondo come solo dovuto alla agitazione termica, il che si può ritenere normale per le onde medie ($\lambda > 200$ m).

Per le onde più corte, oppure quando il circuito si unisca con uno stadio mescolatore, diventa necessario considerare anche l'effetto granulare. nel qual caso la trattazione diventa più complessa (1). Si può dire a questo proposito che l'aggiunta dell'effetto granulare diminuisce il rapporto segnale/rumore ed aumenta leggermente il numero ottimo di spire, fino a quadruplicare n^3_{ottimo} quando l'effetto granulare è nettamente prevalente.

È infine da ricordare che i valori di R e L da mettere nelle relazioni trovate sono quelli per radio frequenza (2).

Il numero ottimo di spire $n_{ott} = \sqrt[3]{\dfrac{R_1}{2\,G\,\omega_0^2\,L_1^2}}$ è di solito piuttosto limitato. Ad es. per $R_1 = 0{,}20$; $G = 2 \cdot 10^{-5}$; $L_1 = 4 \cdot 10^{-6}$; $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^6$, cioè $\lambda = 300$ m., si ottiene $n_{ott} = 2$. Questi dati corrispondono ad un telaio di circa 1 m di diametro di filo molto grosso di rame argentato (diametro 15 mm.).

33. – *Norme costruttive.*

a) *Simmetria elettrica e meccanica.*

Al N. 27 abbiamo visto che la nettezza del rilevamento richiede la riduzione dell'effetto d'antenna ed al N. 9 , che questa si ottiene simmetrizzando al massimo le caratteristiche geometriche ed elettriche delle parti e dei circuiti. La esperienza conferma la necessità di tali simmetrie, che debbono raggiungersi:

---

(1) Si dovrà considerare il rumore di fondo totale rappresentato da $V_r^2 = W\left(\dfrac{1}{G + \dfrac{R}{R^2 + \omega_0^2 L^2}} + R_g\right)$ in cui R_g è la resistenza convenzionale dell'effetto granulare: tale cioè che si abbia $WR_g = V^2_{rg}$; V_{rg} essendo la tensione reale di tale effetto granulare.

(2) La resistenza R_1 di un filo di *rame* rettilineo, od in spira di grande raggio, si calcola con la $R_1 = \dfrac{\pi d}{80}\sqrt{f} \cdot R_0$; R_0 = resistenza per corrente continua, d = diametro del filo in cm.; f = frequenza in Hz. La induttanza L_1 per una spira circolare di perimetro l e diametro d del filo (tutto in cm.), data, approssimativamente, in microhenry, da $L_1 = 0{,}21 \cdot l \left(\log. \dfrac{4\,l}{d} - 2\right)$.

a) in tutti i più minuti particolari costruttivi del telaio e degli apparati ad essi collegati; *b*) nella distribuzione e nella disposizione delle parti tra di loro e rispetto alla massa; *c*) nella disposizione dei collegamenti interni. Tutto deve tendere a simmetrizzare il più possibile le capacità delle parti verso massa, rendendole nel contempo le più piccole possibili. Specialmente importante è di rendere simmetrici, lontani dalla massa ed i più corti possibili, i collegamenti dei telai, delle antenne ausiliarie ed in genere le connessioni a R.F.

È consigliabile la messa a terra del punto centrale del telaio, per ridurre l'effetto d'antenna {55}.

b) *Schermatura degli apparati riceventi.* — Essendo necessario che i circuiti interni siano sottratti all'azione *diretta* del campo incidente, il quale deve agire esclusivamente sugli organi direzionali, telai ed antenne, ciò esige la schermatura dei ricevitori e dei loro collegamenti interni, che deve essere perciò molto curata ed efficace, anche per evitare possibili reazioni tra telaio e circuiti interni.

c) *Schermatura dei telai.* — È stata introdotta sia per irrobustirli e proteggerli dalle intemperie, sia per evitare il cosidetto *effetto di mano* specialmente nei telai sintonizzati.

Tale effetto consiste in nocive variazioni di sintonizzazione del circuito del telaio, oppure di simmetria elettrica dello stesso, causate entrambe dalla variazione della capacità del telaio verso gli oggetti e gli operatori circostanti, sia durante la rotazione del telaio che durante il maneggio degli apparati.

La schermatura del telaio è fatta racchiudendone le spire entro un tubo metallico che viene interrotto nella parte superiore ed ivi sostituito, per proteggere l'avvolgimento, con un tubo isolante delle stesse dimensioni. La schermatura non influisce sulla f.e.m. indotta nel telaio dalla variazione del campo magnetico, mentre protegge dall'effetto di mano, ma richiede una accurata disposizione, geometricamente simmetrica, del telaio nello schermo, allo scopo di evitare dissimmetrie di capacità elettrica e quindi dannosi effetti di antenna, tanto più nocivi quanto più le onde sono corte.

d) *Telai aperiodici.* — Per evitare la schermatura e l'effetto di mano, semplificando nel contempo le regolazioni si sono ultimamente adottati i telai aperiodici, cioè senza condensatori e perciò non sintonizzabili, oppure sintonizzabili, ma disaccordati. Tali telai sono costituiti talvolta da poche spire molto robuste e lasciate scoperte, oppure protette e irrobustite con involucri di materiali isolanti. Col telaio aperiodico si elimina la sua sintonizzazione e si attenua molto l'effetto di mano, ma si perde in sensibilità di ricezione, poichè si aumenta la resistenza complessiva e si riduce la f.e.m. agente

nel rapporto M/L come è detto al N. 30; si deve perciò compensare con una maggiore amplificazione.

È pure probabile che i telai aperiodici siano meno protetti di quelli sintonizzati contro i disturbi e le interferenze; tuttavia la semplificazione che ne deriva nel maneggio e nella costruzione degli apparati giustifica la loro adozione.

e) *Circuiti riceventi.* — Per *simmetrizzare* il più possibile il ricevitore sono specialmente consigliabili i circuiti ad altalena, con due tubi elettronici simmetrici, di cui le griglie siano connesse agli estremi del circuito del telaio, se questo è sintonizzato, oppure del circuito sintonizzato accoppiato al telaio, se questo è aperiodico. È pur necessaria la più scrupolosa *simmetria di montaggio* e la perfetta equivalenza tra le costanti dei due tubi di ingresso nonchè nei circuiti ad essi collegati.

Di ciò si dirà meglio nella parte VII. Per semplificare gli apparati si può tuttavia impiegare, specialmente con i telai sintonizzati e perciò di maggiore sensibilità, anche un solo tubo di ingresso con la griglia collegata ad un capo del condensatore, l'altro capo essendo lasciato isolato. Con ciò si avrà sempre una dissimmetria che però, come vedremo nella parte VII, potrà ridursi tollerabile curando l'isolamento della griglia di ingresso e rendendola sufficientemente negativa, non solo, ma eliminando per quanto possibile la capacità equivalente alla griglia stessa. È da notare che quando è a terra il punto di mezzo dell'avvolgimento del telaio, la d.d.p. utilizzabile con un solo tubo è la metà di quella esistente tra le armature del condensatore di accordo, che viene invece tutta utilizzata con l'adozione di un circuito a due tubi in altalena.

Un requisito importante dei ricevitori per R.G. è l'allineamento perfetto dei vari circuiti, con *monocomando* di tutti i circuiti, compresi anche quelli del telaio e dell'antenna ausiliaria, se sono sintonizzati. Ciò per abbreviare al massimo le operazioni di ricerca e di rilevamento.

34. – *Scelta della località di impianto.*

A) – Sulle navi, sugli autoveicoli e sui velivoli.

La ubicazione del R.G. è subordinata, su tali mezzi, ad esigenze diverse che difficilmente si conciliano in modo da dare un risultato pienamente favorevole; ciò specialmente a bordo dei velivoli, dove il rumore dei motori attutisce la sensibilità dell'orecchio mentre le scintille, nelle candele di accensione degli stessi, originano potenti emissioni di onde smorzate di grande efficacia disturbativa su tutta la gamma radio. Occorre perciò allontanare i ricevitori dai motori,

schermarli accuratamente e schermare altresì le candele ed i relativi conduttori di collegamento col magnete, nonchè il magnete stesso. Fatta la scelta del punto d'impianto occorrerà poi procedere al rilievo (Parte V) dei dati di correzione degli errori che inevitabilmente si verificano per la vicinanza delle strutture metalliche, nonchè, eventualmente all'impianto di dispositivi compensatori che attenuino gli errori stessi, come vedremo al N. 84.

B) – R. G. terrestri.

Quando esigenze di vario genere consiglino l'impianto in luoghi non perfettamente adatti si potrà procedere al rilievo delle curve di correzione. Data però la complicazione che ciò importa è sempre preferibile scegliere la località in modo da evitare la compilazione di tali curve, non solo, ma in modo da ottenere i migliori risultati anche come quantità di possibili rilevamenti e come portata del rilevamento R.G.; le posizioni sgombre e dominanti in zone pianeggianti ed uniformi sono le più adatte: valgono inoltre le norme che seguono.

C) – Influenza della natura del terreno sul funzionamento degli apparati r.g.

Rilevamenti errati si notano laddove il terreno cambia natura nelle vicinanze del R.G. In regioni piane ciò avviene per l'alternarsi di grossi abitati con paludi, rocce affioranti, sabbie profonde, spiagge, fiumi, terreni metalliferi, boschi, prati, ecc.; lo stesso avviene in regioni montuose per l'alternarsi di monti, colline, rocce, valli, ed altre accidentalità di varia natura. Questi cambiamenti possono determinare errori quadrantali se sono dovuti a masse conduttive localizzate, od errori senza legge apparente, se dovuti al sovrapporsi di varie cause.

In alcuni casi si manifestano *direzioni pessime* nelle quali si hanno errori notevoli e talvolta impossibilità di rilevamento sicuro. In tal caso è necessario cambiare località. Le montagne producono spesso errori notevoli, le spiagge in alcuni casi non hanno dato luogo ad errori.

D) – Eliminazione dei disturbi.

La condizione più importante per il buon rendimento di un R. G. è l'*assenza di disturbi* sia elettrici che acustici, tale cioè da consentire l'apprezzamento dei più deboli segnali percettibili nei telefoni ricevitori.

Occorre perciò anzitutto evitare i disturbi acustici dovuti alla vicinanza di impianti rumorosi, strade di traffico intenso, ferrovie, ecc. È inoltre necessario evitare i disturbi elettrici industriali, che

sono generalmente convogliati dalle linee elettriche e dalle condutture metalliche di qualsiasi specie, tenendosi lontani da tali linee e condutture, evitando altresì che i disturbi possano giungere al R. G. attraverso i cavi di energia elettrica per illuminazione o per altri scopi, che debbono arrivare all'impianto.

Esistono speciali ricevitori radio, molto sensibili, coi quali è possibile esplorare le località di impianto e le linee elettriche vicine, e determinare il livello dei disturbi da queste provocati.

È sempre bene procedere ad una tale preventiva esplorazione. Sulle linee insopprimibili i disturbi saranno possibilmente bloccati con adatte impedenze (bobine di circa 300 ÷ 500 μhenry) su ciascun filo. Gli alberi, i conduttori verticali e le antenne radio agiscono come reirradiatori delle onde ricevute ed in tal modo modificano il fronte dell'onda: è necessario tenersi lontani da tali oggetti.

Se esigenze superiori limitano la scelta della località di impianto di un R. G. fisso, sarà prudente assicurarsi preventivamente, mediante un R. G. mobile, che gli errori che vi si verificheranno non superino 5° ÷ 6°, che possono ancora correggersi con le curve di correzione di cui si dirà alla Parte VI.

E) – Distanze dalle accidentalità del terreno.

Secondo l'esperienza della Telefunken (1), i R. G. destinati a lavorare su onde comprese fra 400 e 1000 metri, circa, debbono mantenersi distanti come segue dai conduttori più usuali, con l'avvertenza che lavorando su onde più corte si possono tollerare distanze alquanto minori:

a) Recinti di rete metallica, metri 100.

b) Rotaie ferroviarie, antenne e stazioni radio, metri 300.

c) Linee telefoniche od elettriche di bassa tensione, metri 250.

d) Linee ad alta tensione, capannoni metallici edifici di grande mole, metri 1000.

Le irregolarità del terreno vicino non debbono presentare dislivelli superiori a 50 metri.

35. – *Norme generali di installazione dei R. G.*

Evitare la immediata vicinanza di edifici anche piccoli ma muniti di grondaie metalliche o di parafulmini verticali. Le linee elettriche che accedono all'impianto dovranno essere interrate in cavi per 150 m. a partire dal R. G. Nell'interno dell'edificio del R. G. le linee elettriche orizzontali si metteranno sotto il pavimento e quelle verticali non dovranno sopraelevarsi oltre gli apparati da servire ed

(1) A. Leib, *Telefunken Hausmitteilungen*, N. 82, dicembre 1939 (47.)

in genere, mantenersi all'altezza massima dei tavoli. Le condutture non schermate saranno bilanciate, cioè disposte antinduttivamente, incrociandole alternativamente.

I telai girevoli di uno stesso impianto r. g. multiplo, che lavorino su onde diverse, debbono disporsi ad almeno 4-6 metri di distanza tra loro e ad almeno 30 metri dagli impianti tipo Bellini-Tosi a telai incrociati. Questi ultimi, fino alla superficie di 25 metri quadrati, debbono disporsi ad almeno 50 metri di distanza. Gli impianti del tipo Adcock, a coppie di antenne incrociate, debbono disporsi ad intervalli di almeno 200 metri.

Si possono adottare camere o cabine completamente schermate per gli apparati; in tal caso tutta la schermatura deve essere messa a terra solo nel punto centrale del pavimento, ed i cavi elettrici debbono entrare solo da tale punto.

36. – *Classificazione degli apparati radiogoniometrici.*

Lo schema della fig. 4-*a* rappresenta il tipo concettualmente più semplice e cronologicamente più anziano di R. G. a telaio girevole. Esso è tuttora molto diffuso ed apprezzato, ma allo scopo di semplificarne il maneggio, o di rendere più rapidi i rilevamenti, o di ottenerli automaticamente, od infine di rendere gli apparecchi più aderenti alle esigenze della navigazione, specialmente aerea, si sono successivamente introdotte varie modificazioni, alcune veramente radicali, delle quali esamineremo le più importanti. Queste si basano tutte sullo sfruttamento degli effetti già studiati, opportunamente combinati mediante l'uso di uno o due telai e dell'antenna ausiliaria, nonchè sul concorso di speciali artifici e dispositivi elettrici o meccanici. Gli apparati che ne sono risultati costituiscono ormai un complesso notevole e complicato. Si impone quindi una loro classificazione, che tenteremo di dare, basandoci sul loro modo di funzionamento e sullo scopo che essi si prefiggono. Tratteremo prima dei R. G. che utilizzano la propagazione diretta e poi di quelli adatti anche per la propagazione indiretta.

Ciò posto classifichiamo i vari apparati come segue:

A) *Radiogoniometri propri*, nei quali il sistema esplorante viene ruotato, per la ricerca, fino a fermarlo nella posizione in cui si legge il rilevamento; si possono suddividere in manuali ed automatici.

B) *Radiobussole*, nelle quali il sistema esplorante rimane fisso vppure ruota continuamente e la direzione di provenienza dei segnali viene riportata automaticamente su di un apposito quadrante, in vista all'operatore.

C) *Indicatori di rotta*, nei quali il sistema esplorante è fisso sul veicolo in volo ed un apposito strumento indica, in senso,ed eventualmente in grandezza, lo spostamento dell'asse del velicolo dalla direzione di provenienza dei segnali.

D) *Radiofari*, apparati trasmittenti ad emissione circolare o ad emissione direttiva, fissa o girevole.

E) *Radiolocalizzatori*, destinati a determinare la direzione di provenienza di segnali riflessi da oggetti lontani e inviati su di essi da un radiotrasmettitore direttivo facente corpo con un radioricevitore, pure direttivo. Oltre alla direzione i R. L. determinano anche la distanza dell'oggetto esplorato.

Alla loro volta potremo suddividere le quattro categorie di R. G. per propagazione diretta in vari gruppi come segue:

A) *Radiogoniometri* (*R. G.*) *proprii, manuali ed automatici.*

a) R.G. a telaio semplice rotante.
b) R.G. a telaio accelerato.
c) R.G. a telai incrociati rotanti.
d) R.G. a telai incrociati fissi, con bobina di ricerca girevole.

B) *Radiobussole* (*R.B.*):

a) R.B. elettromagnetiche.
b) R.B. stroboscopiche.
c) R.B. a tubo catodico.

C) *Indicatori di rotta* (*I. di R.*)

a) I. di R. a commutazione di telai incrociati.
b) I. di R. a inversione di cardioide.
c) I. di R. senza commutazione.

D) *Radiofari* (*R. F.*):

a) R.F. non direzionali.
b) R.F. ad emissione direzionale fissa.
c) R.F. ad emissione direzionale girevole.
d) R.F. a doppia emissione.

E) *Radiolocalizzatori* (*R. L.*):

a) R. L. terrestri: di avvistamento lontano; contraerei o di puntamento.
b) R.L. navali.
c) R.L. aerei: per caccia; per ricognitori.

I R. G. adatti anche alla propagazione ionosferica sono per ora del tipo proprio. Di essi descriveremo il tipo Telefunken ad impulsi, il tipo Adcock a coppie incrociate di antenne ed il tipo Eckersley a due telai spaziati.

PARTE II

APPARATI RADIOGONIOMETRICI UTILIZZANTI LA PROPAGAZIONE TERRESTRE

CAPO V.

R. G. PROPRII

A) – R. G. A TELAIO SEMPLICE GIREVOLE

37. – *Funzionamento degli apparati a telaio girevole.*

Abbiamo già visto che le operazioni fondamentali di tali apparati sono due:

a) *rilevamento*, mediante il solo telaio;

b) *senso*, aggiungendo l'antenna ausiliaria.

A tali operazioni si aggiungono di solito quelle di:

c) *compensazione dell'effetto di antenna*, che si compie pure utilizzando l'antenna ausiliaria ma in modo diverso dal precedente, nonchè quella di:

d) *ascolto*, pure utilizzante l'antenna ausiliaria in un terzo modo, diverso dai due precedenti.

Queste quattro operazioni sono in genere contraddistinte dalle 4 posizioni di un apposito commutatore che compie le operazioni necessarie per inserire l'antenna nel modo occorrente, variabile secondo lo schema del R, G., come vedremo.

Individuata, nella posizione di ascolto (*A*), la stazione da radiogoniometrare, si passa al rilevamento (*R*) e si cerca il minimo del segnale. Se questo è poco netto si passa in compensazione (*C*) e, ma-

neggiando l'accoppiamento M, si regola in grandezza e senso l'effetto di antenna in modo da neutralizzare l'effetto parassita ed ottenere uno zero netto. Si dovrà con molta attenzione spostare lentamente e alternativamente il telaio e l'accoppiatore fino a trovare la posizione di questi due elementi in cui lo zero è netto e ristretto.

Ottenuto il minimo netto si leggerà l'angolo di rilevamento e quindi, spostato il telaio di 90°, si passerà alla ricerca del senso (S).

38. – *Dispositivo goniometrico.*

Per la utilizzazione delle operazioni ora esaminate è necessario un dispositivo goniometrico a mezzo del quale si possa rilevare l'angolo che la direzione di provenienza dei segnali fa con il nord geografico se il radiogoniometro è installato a terra; oppure con l'asse della nave o della aeronave in caso diverso. A tale scopo il telaio dovrà potersi rendere solidale con un cerchio rotante graduato in senso antiorario da 0° a 360°, mentre che un indice fisso, tangente al cerchio, sarà posto di fronte all'operatore che maneggia il telaio e gli apparati relativi.

Supposto di operare in un posto a terra, valendosi di una bussola di precisione si disporrà il telaio il più possibile esattamente nel piano del meridiano geografico, tenendo conto della declinazione magnetica locale per correggere la bussola, ed in modo che il lato contrassegnato del telaio sia rivolto al nord. La declinazione si può avere, per ogni località in Italia, dalla apposita carta magnetica edita recentemente (1940) dall'Istituto Geografico Militare.

Fissato poi il telaio in tale posizione si farà rotare il cerchio graduato su sè stesso finchè esso presenti lo zero di fronte all'indice fisso; dopo di che si renderà il cerchio solidale col telaio e si libererà il telaio. Se il cerchio non è scorrevole dovrà essere spostabile il telaio, in modo che, disposto il cerchio con lo zero di fronte all'indice fisso si possa far ruotare il telaio finchè il suo lato contrassegnato sia diretto al nord; in tale posizione esso si dovrà poi rendere solidale col cerchio graduato, ed il dispositivo sarà pronto per l'uso.

È chiaro che, in entrambi i modi, supposto realizzata perfettamente la cardioide e disposto l'accoppiamento sul bianco secondo la regola considerata al N. 6, se si ruota il telaio fino alla estinzione esatta del segnale, la graduazione che in questa posizione comparirà di fronte all'indice fisso darà l'esatto rilevamento, nel senso orario, della stazione emittente; infatti se la stazione si trovasse al nord esatto il lato contrassegnato del telaio si rivolgerebbe al nord, e l'indice segnerebbe zero.

Praticamente però, data la scarsa nettezza dello zero della cardioide questo non viene utilizzato e, per evitare l'operazione di sot-

trarre od aggiungere 90°, si usa rendere solidali telaio e cerchio graduato in modo che l'indice segni lo zero della graduazione quando il lato contrassegnato del telaio è diretto esattamente ad *ovest* anzichè a *nord*.

Con ciò l'angolo di rilevamento si leggerà direttamente in corrispondenza di uno zero di ricezione durante l'operazione di rilevamento o di compensazione. Per eliminare la incertezza di 180° si dovrà poi partire dalla trovata posizione di ricezione nulla, notare l'azimut trovato, quindi spostare il telaio di 90° nel senso orario e passare all'operazione di senso; ciò fatto si invertirà l'accoppiamento

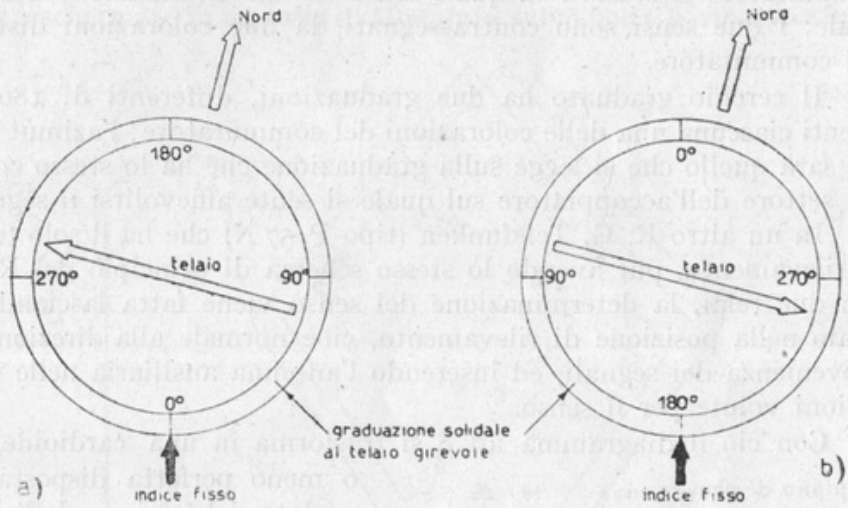


Fig. 27.

antenna-telaio seguendo le variazioni di intensità del segnale. Se il segnale si affievolisce con l'accoppiamento sul bianco ciò significa che l'azimut radiogoniometrico trovato è quello giusto; se per contro si affievolisce sul nero ciò indicherà che l'azimut trovato va aumentato (o diminuito) di 180°.

Questa regola discende dal semplice esame delle relazioni angolari che si verificano nel movimento del telaio, e vale naturalmente nella ipotesi fatta che il lato contrassegnato del telaio (punta della freccia) sia quello che, rivolto verso la stazione con l'accoppiamento sul banco, determina l'opposizione dell'effetto di telaio a quello di antenna e quindi l'affievolimento del segnale.

Se ad es. una emissione proviene dal nord esatto (0°) essa potrà essere rilevata a 0° (esatta), oppure a 180° (errata).

Nel 1° caso (fig. 27-*a*) ruotato il telaio di 90° nel senso orario il lato contrassegnato del telaio si volgerà verso la stazione: l'affievolimento avverrà sul bianco e ciò dirà che era esatto il rilevamento

fatto (0°). Nel 2° caso, ruotando il telaio di 90° nel senso orario il suo lato contrassegnato andrà a sud: l'affievolimento avverrà quindi sul nero e ciò indicherà che ai 180° trovati si dovrà aggiungere 180° e si troverà così ancora il valore giusto 0° (0-360°).

Nel R.G. Telefunken (E 393 N) che sarà descritto più avanti, lo spostamento del telaio viene evitato mediante un telaio ausiliario disposto invariabilmente normale a quello r. g. Dalla posizione di r. g. per passare al senso, basterà commutare gli apparati di ricezione su quel telaio, che risulterà già col suo piano nella direzione di provenienza. Invertendo poi il senso dell'accoppiamento mediante adatto commutatore si osserva su quale senso si ha diminuzione del segnale: i due sensi sono contrassegnati da due colorazioni distinte del commutatore.

Il cerchio graduato ha due graduazioni, differenti di 180°, e aventi ciascuna una delle colorazioni del commutatore; l'azimut giusto sarà quello che si legge sulla graduazione che ha lo stesso colore del settore dell'accoppiatore sul quale si sente affievolirsi il segnale.

In un altro R. G. Telefunken (tipo P. 57 N) che ha il solo telaio di rilevamento, pur avendo lo stesso schema di principio del R. G. con due telai, la determinazione del senso viene fatta lasciando il telaio nella posizione di rilevamento, cioè normale alla direzione di provenienza dei segnali, ed inserendo l'antenna ausiliaria nelle condizioni volute per il senso.

Con ciò il diagramma ad 8 si trasforma in una cardioide più o meno perfetta disposta da un lato del telaio, o dall'altro, secondo il senso degli accoppiamenti interni. Per un dato accoppiamento (fig. 28) la ricezione sarà data da OA se la stazione emittente è davanti e da OB $(= OA)$ se la stazione è dietro. Se in queste condizioni il telaio viene rotato di circa 30° ad es. nel senso orario (a destra avanti) esso trascina la cardioide, cosicchè l'ordinata OA diminuisce mentre quella OB cresce. Dunque l'affievolimento della ricezione rotando nel senso orario significa che la stazione è davanti e l'azimut sarà da leggere su

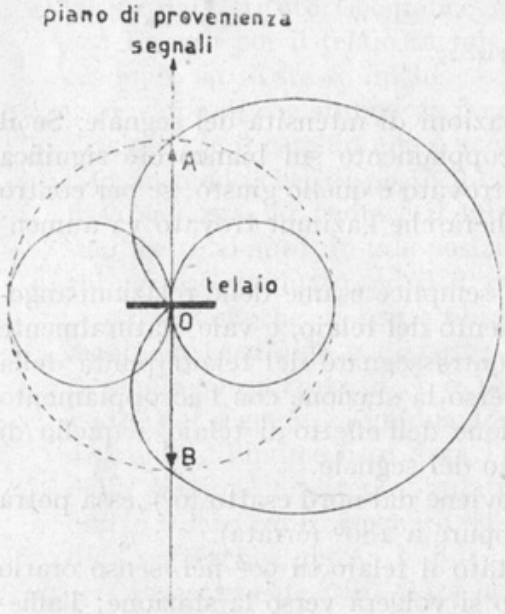


Fig. 28.

una graduazione, ad es. azzurra; per contro il rinforzarsi del segnale rotando nel senso orario, significa stazione dietro ed azimut da leggere sulla graduazione rossa. Rovesciando gli accoppiamenti varrebbe la regola opposta.

39. – *Vari schemi di R. G. a telaio girevole.*

a) *Telaio ed antenna sintonizzabili.*

La fig. 29 ne dà lo schema, adottato in un R. G. portatile avente il telaio di due spire di circa 60 cm. di diametro, di grossa reggetta di rame e schermato in un tubo di alluminio salvo nella parte superiore.

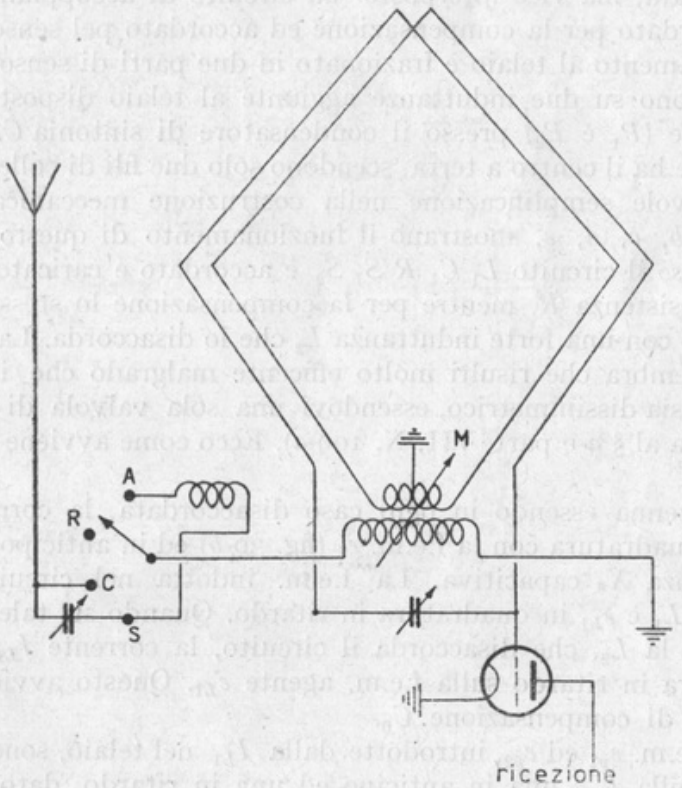


Fig. 29.

Ha un solo tubo di ingresso (1). Col commutatore in *R* (rilevamento) si ha il solo telaio funzionante, mentre nella posizione *S*

(1) Come risulta dalla parte VII, N. 109,-*a* adoperando una sola valvola e lasciando isolato un capo del telaio e del condensatore d'accordo, si dovrebbe avere un debole effetto di *senso* dovuto alla dissimmetria del circuito. In pratica però si constata anche un piccolo effetto di antenna.

(senso), funziona anche l'antenna ausiliaria sintonizzata. Nella posizione di compensazione (*C*) si esclude il condensatore di accordo dell'antenna, che diventa così disaccordata. La posizione di ascolto (*A*) ha pure l'antenna accordabile ma con un accoppiamento fisso e molto forte al telaio; l'effetto di telaio, rimane così sopraffatto da quello dell'antenna, che, essendo privo di direzionalità e fornendo segnali più forti, rende più facile, che col solo telaio, ricercare ed individuare le emissioni da radiogoniometrare. Ciò risulta chiaro dalla (fig. 31-*b*).

Un altro schema dello stesso tipo, adottato dalla R.C.A. [1], è rappresentato nella fig. 30-*a*. In esso il telaio è accordato e l'antenna disaccordata, ma vi è interposto un circuito di accoppiamento che è disaccordato per la compensazione ed accordato pel senso. Inoltre l'accoppiamento al telaio è frazionato in due parti di senso opposto, che agiscono su due induttanze aggiunte al telaio disposte simmetricamente (P_1 e P_2) presso il condensatore di sintonia C. Così dal telaio, che ha il centro a terra, scendono solo due fili di collegamento, con notevole semplificazione nella costruzione meccanica. I diagrammi *b*, *c*, *d*, *e*, mostrano il funzionamento di questo schema. Per il *senso* il circuito $L_1\ C_1\ R\ S_1\ S_2$ è accordato e caricato con una piccola resistenza R, mentre per la compensazione lo stesso circuito è caricato con una forte induttanza L_2 che lo disaccorda. La compensazione sembra che risulti molto efficente malgrado che il circuito ricevente sia dissimmetrico, essendovi una sola valvola di ingresso. (Vedi nota al § *a* e parte VII, N. 109-*a*). Ecco come avviene il funzionamento.

L'antenna essendo in ogni caso disaccordata, la corrente i_a è circa in quadratura con la f.e.m. e_a (fig. 30-*b*) ed in anticipo, essendo la reattanza X_a capacitiva. La f.e.m. indotta nel circuito intermedio in L_1 è e_{L1} in quadratura in ritardo. Quando su tale circuito è inserita la L_2, che disaccorda il circuito, la corrente I_{L1} sarà in quadratura in ritardo sulla f.e.m. agente e_{L1}. Questo avviene nella posizione di compensazione C_0.

Le f.e.m. e_{p1} ed e_{p2}, introdotte dalla I_{L1} nel telaio, sono in quadratura sulla I_{1L}, una in anticipo ed una in ritardo, dato il senso opposto dei due avvolgimenti S_1 ed S_2. Mettendo ora il telaio perpendicolare alla direzione di provenienza (per la compensazione), la f.e.m. di telaio dovrebbe essere nulla, ma potrebbe esservi una dissimmetria che produca una differenza tra le due f.e.m. $e_1 = OA$ ed $e_2 = OB$ sui lati del telaio: questa loro differenza $BA = e_1 - e_2$ co-

---

[1] H. B. Martin, *Small vessels direction finders*, R. C. A. Review, luglio 1937, pag. 69.

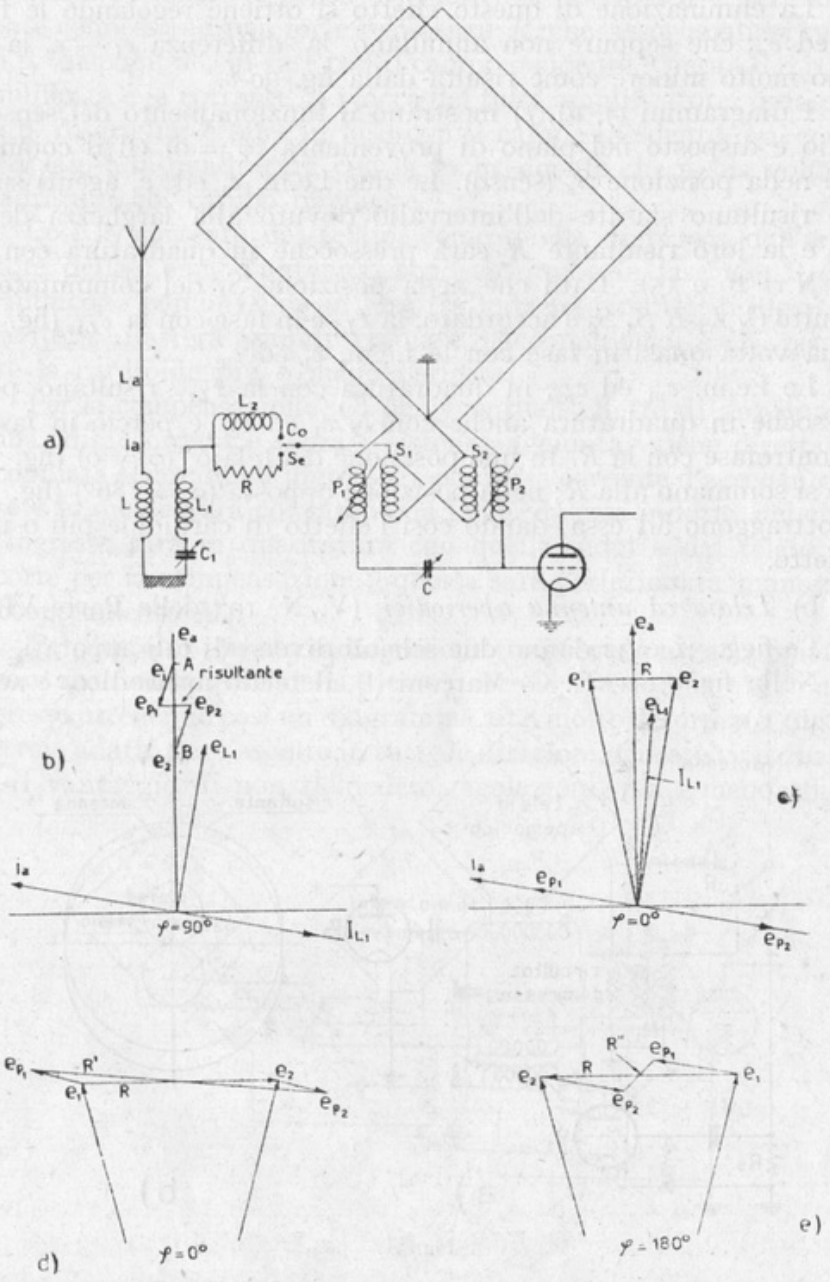


Fig. 30.

stituisce precisamente un effetto di antenna perchè non è dovuta a differenza di fase tra le f.e.m. agenti, ma a differenza di ampiezza; è cioè in fase col campo ed adirezionale (vedi N. 10).

La eliminazione di questo effetto si ottiene regolando le f.e.m. e_{p1} ed e_{p2} che seppure non annullano la differenza $e_1 - e_2$ la rendono molto minore come risulta dalla fig. 30-*b*.

I diagrammi *c*), *d*), *e*) mostrano il funzionamento del senso. Il telaio è disposto nel piano di provenienza ($\varphi = 0$) ed il commutatore nella posizione S_e (senso). Le due f.e.m. e_1 ed e_2 agenti sul telaio risultano sfasate dell'intervallo dovuto alla larghezza del telaio e la loro risultante R sarà pressocchè in quadratura con esse (V. N.ri 10 e 15). Dato che nella posizione S_e del commutatore il circuito $C_1\ L_1\ R\ S_1\ S_2$ è accordato, la I_{L1} è in fase con la e_{L1} (fig. 30-*c*) a sua volta quasi in fase con le f.e.m. e_1 ed e_2.

Le f.e.m. e_{p1} ed e_{p2}, in quadratura con la I_{L1}, risultano perciò pressochè in quadratura anche con le e_1 ed e_2, e perciò in fase od in controfase con la R. In una posizione del telaio ($\varphi = 0$) (fig. 30-*d*) esse si sommano alla R; nella posizione opposta ($\varphi = 180°$) (fig. 30-*e*) si sottraggono ad essa, dando così l'effetto di cardioide più o meno perfetto.

b) *Telaio ed antenna aperiodici* (V. N. 107 della Parte VII).

Le figg. 31 e 32 dànno due schemi diversi di tali apparati.

Nella fig. 31-*a*, R. G. Marconi (1), il telaio aperiodico è accop-

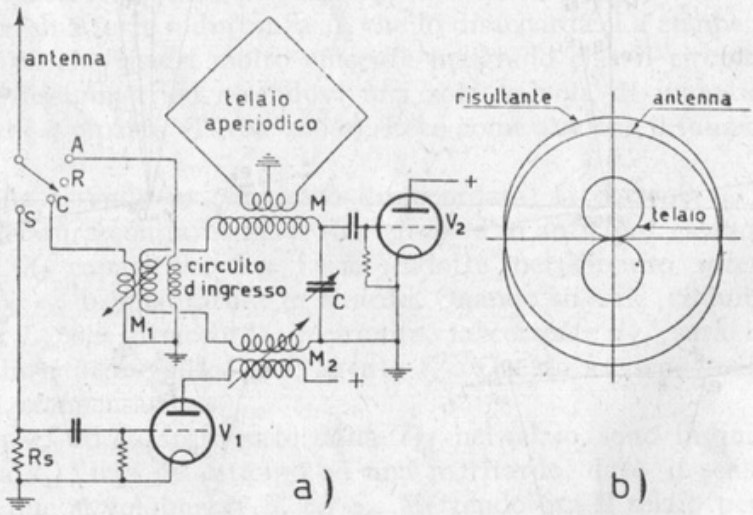


Fig. 31.

piato permanentemente ad un circuito accordato di ingresso al ricevitore.

Nella posizione di rilevamento (R) funziona il solo telaio, l'antenna essendo esclusa.

(1) *The Marconi Review*, N. 1936, pag. 10.

Nella posizione di senso (*S*) l'antenna aperiodica è permanentemente connessa ad una forte resistenza R_s che assorbe quasi tutta la d.d.p. disponibile, in fase con il campo incidente. Questa d.d.p. viene amplificata e la corrente di placca del tubo amplificatore, in fase colla d.d.p. di griglia, è pure in fase con il campo incidente. La corrente del telaio è in quadratura con la f.e.m. agente che a sua volta è in quadratura col campo incidente.

Così la corrente del telaio, come quella di placca dell'amplificatore della f.e.m. d'antenna, sono entrambe in fase con il campo ed inducono perciò f.e.m. in fase tra loro nel circuito di ingresso del ricevitore. Basterà quindi regolare l'accoppiamento M_2 per ottenere la cardioide più o meno perfetta.

Per la compensazione (*C*) dell'eventuale effetto di antenna, l'antenna, disaccordata e senza resistenza aggiunta, viene direttamente accoppiata al circuito d'ingresso; e poichè la corrente d'aereo in questo caso è in quadratura col campo, la f.e.m. da essa indotta nel circuito di ingresso sarà in quadratura con quella indotta dal telaio, come occorre per la compensazione; questa sarà perfezionata manovrando l'accoppiamento M_1.

Per l'ascolto questo radiogoniometro prevede un accoppiamento fisso e molto efficiente della stessa antenna aperiodica al circuito di ingresso ottenendo così un diagramma ad 8 molto deformato (fig. 31-*b*) e perciò adatto per l'ascolto in tutte le direzioni. Questo tipo di ascolto ha il vantaggio di non richiedere regolazioni, ma è meno efficiente

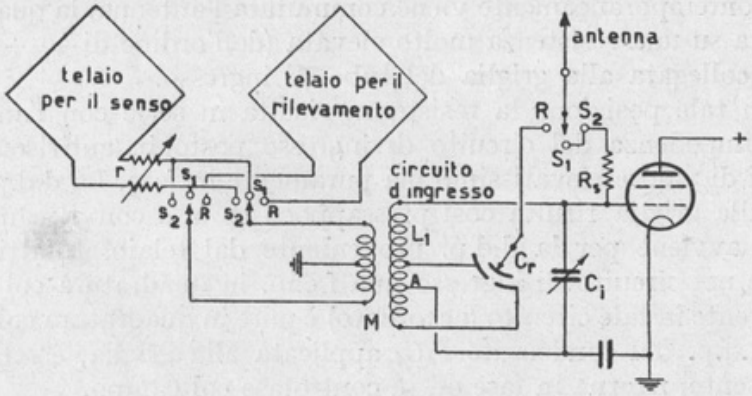


Fig. 32-*a*

che se fosse sintonizzata l'antenna: in questo caso però, dato che la sintonizzazione introdurrebbe un effetto di senso, ne potrebbe derivare una diminuzione notevole di sensibilità in qualche direzione, il che nuocerebbe all'ascolto stesso. La soluzione adottata sembra perciò effettivamente preferibile.

La fig. 32-*a* rappresenta lo schema di un R. G. Telefunken

(E 393 N) il quale usa due telai tra loro normali, dei quali uno serve pel rilevamento e l'altro pel senso come già si è accennato al N. 38. Ciascuno di essi è costituito di una semplice spira di filo grosso e rigido, di 1 m^2 di superficie (fig. 32-*b*).

Non vi è posizione di ascolto e la posizione di rilevamento è tutt'una con quella di compensazione. Nella posizione di rilevamento (*R*) è inserito il telaio di rilevamento col centro a terra, aperiodico ed accoppiato al circuito di ingresso nel quale esso induce una f.e.m. in quadratura con il campo incidente, come nel caso precedente. L'antenna aperiodica è pure accoppiata al circuito d'ingresso per mezzo del doppio condensatore C_r avente le due armature fisse collegate a due punti della bobina di ingresso, posti uno a destra e uno a sinistra del centro *A* di una parte della bobina stessa.

Affacciando più o meno l'armatura mobile del doppio condensatore (collegata all'antenna), ad una od all'altra delle due armature fisse si dosa e si inverte il senso dell'accoppiamento, come è necessario per ottenere lo zero netto.

Nella posizione di senso (*S*) viene collegato al ricevitore il 2° telaio, che per essere normale al precedente si troverà sulla direzione di provenienza quando l'altro telaio ne è normale (posizione di compensazione).

Con ciò si evita di spostare il telaio per passare dall'una all'altra operazione.

Contemporaneamente viene commutata l'antenna, la quale viene portata su una resistenza molto elevata (dell'ordine di 30 ÷ 40 mila ohm) collegata alla griglia del tubo di ingresso.

In tale posizione la resistenza risulta in serie con l'antenna e con l'impedenza del circuito di ingresso posto in antirisonanza, e quindi di valore elevatissimo ma puramente in fase. La d.d.p. applicata alla gríglia risulta così pressappoco in fase con il campo e lo stesso avviene per la d.d p. proveniente dal telaio. Infatti questo induce nel circuito di ingresso una f.e.m. in quadratura col campo: la corrente in tale circuito (accordato) è pure in quadratura col campo, e la d.d.p. del condensatore C_i applicata alla griglia, essendo con la corrente, ritorna in fase od in controfase col campo.

Nella operazione di senso il commutatore dei telai può assumere due posizioni S_1 e S_2 nelle quali il telaio del senso risulta invertito, in modo da passare immediatamente dal massimo al minimo della cardioide. Le due posizioni sono colorate diversamente e sul cerchio graduato vi sono due graduazioni (differenti di 180°) colorate ciascuna con uno dei due colori precedenti.

L'operazione di senso consiste quindi semplicemente nello spo-

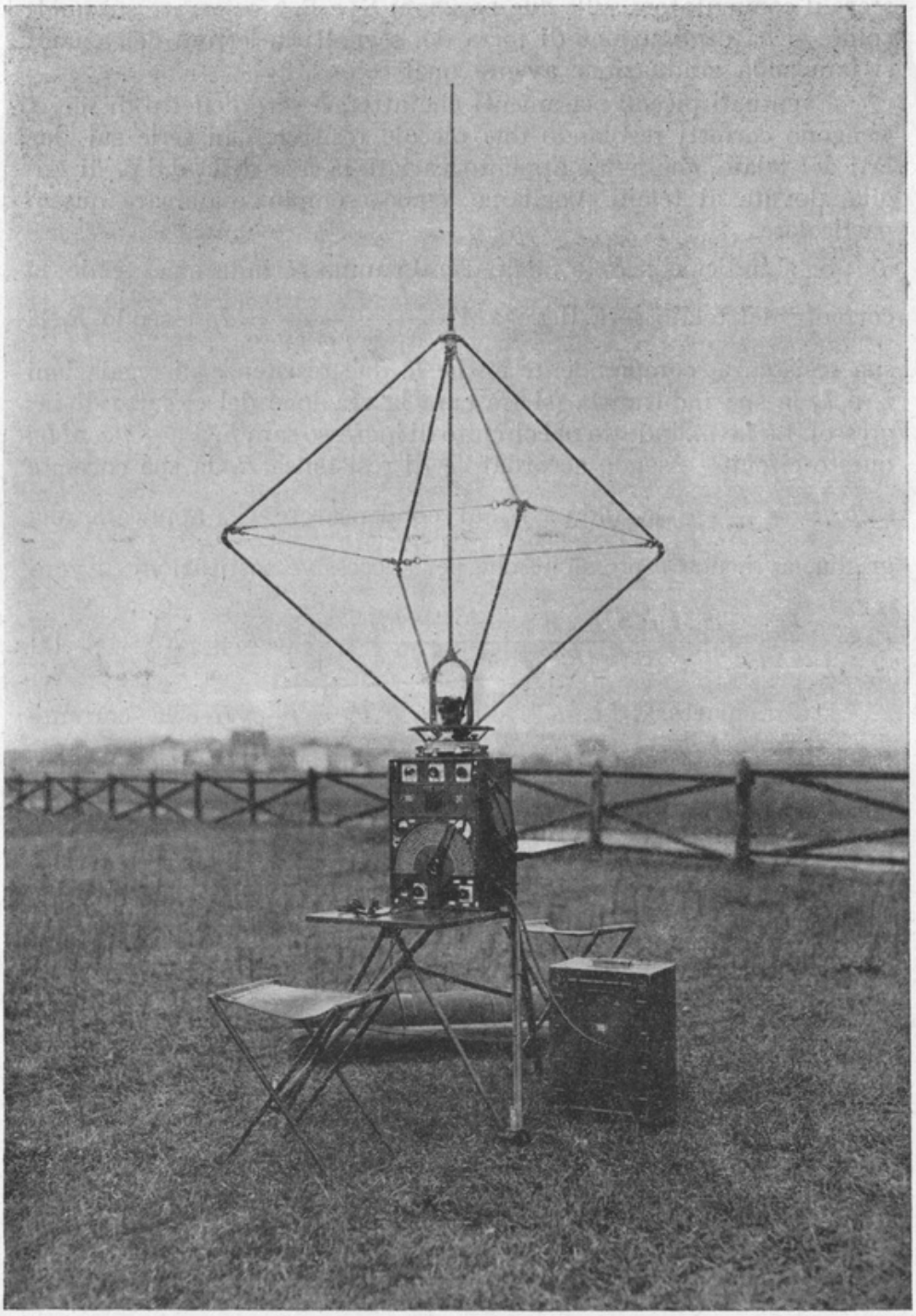


Fig. 32-*b*.

stare il commutatore sulle due posizioni S_1 e S_2 e osservare su quale colore si ha diminuzione di forza dei segnali: la lettura dell'azimut si farà sulla graduazione avente quel colore.

Eventuali piccoli sfasamenti che attenuassero l'effetto di senso, vengono corretti regolando due piccole resistenze in serie sui due lati del telaio, che fanno appunto variare la fase della d.d.p. di griglia, dovuta al telaio. Vogliamo, come esempio, esaminare questo particolare.

Se si indica con E_t la f.e.m. che il campo H induce nel telaio, la corrente del telaio sarà (fig. 32-*A*) $\dfrac{E_t}{R_t + j\,\omega\,L_t} = I_t$ essendo R_t la sua resistenza, comprendente anche le due resistenze di regolazioni r, e L_t la sua induttanza (si trascura la reazione del circuito di in gresso). La f.e.m. indotta nel circuito di ingresso sarà $E_t' = -j\,\omega\,MI_t$; questo circuito essendo accordato e di resistenza R_i la sua corrente sarà $I_i = \dfrac{E_t'}{R_i}$ e la d.d.p. V_g al condensatore C_i, applicata alla griglia, avrà una espressione che per successive sostituzioni diventa

$$V_g = \frac{I_i}{j\,\omega\,C_i} = \frac{\omega\,M\,\mu_0\,SH \operatorname{sen}\varphi\,(\omega\,L_t + j\,R_t)}{R_i\,C_i\,(R_t^2 + \omega^2\,L_t^2)} = A\,(\omega\,L_t + j\,R_t)\operatorname{sen}\varphi \quad [1]$$

D'altra parte la f.e.m. d'antenna è $E_a = h_a\,\rho_0\,H$ e la corrente $I_a = \dfrac{E_a}{Z_a + Z_i}$, essendo Z_a e Z_i rispettivamente le impedenze dell'aereo e del circuito antirisonante di ingresso. Ora la Z_a per un'antenna di piccole dimensioni e caricata con la forte resistenza R_s si può scrivere $Z_a = R_s + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_a}$ essendo C_a la capacità d'antenna [1], mentre sarà $Z_i \simeq \dfrac{L_i}{R_i\,C_i}$. La d.d.p. determinata sulla griglia dalla detta corrente I_a è d'altra parte $V_g' = Z_i\,I_a$ e cioè, sostituendo i precedenti valori:

$$V_g' = \frac{h_a\,\rho_0\,H\,\dfrac{L_i}{R_i\,C_i}}{\left(R_s + \dfrac{L_i}{R_i\,C_i}\right)^2 + \dfrac{1}{\omega^2\,C_a^2}}\left[\left(R_s + \frac{L_i}{R_i\,C_i}\right) + \frac{j}{\omega\,C_a}\right] = \quad [2]$$

$$= B\left[\left(R_s + \frac{L_i}{R_i\,C_i}\right) + \frac{j}{\omega\,C_a}\right]$$

[1] Vedi nota al N. 9, pag. 18.

Dal confronto della V_g, dovuta al telaio, con la V_g' dovuta all'antenna, risulta che per metterle in fase ed ottenere l'effetto di senso bisogna e basta che sia:

$$\frac{R_t}{\omega L_t} = \frac{\frac{1}{\omega C_a}}{R_s + \frac{L_i}{R_i C_i}} \qquad \text{cioè:} \qquad R_t = \frac{L_t}{C_a\left(R_s + \frac{L_i}{C_i R_i}\right)} \qquad [3]$$

Ciò si otterrà variando R_t contemporaneamente al condensatore di accordo C_i, le altre grandezze essendo costanti.

Per ottenere poi la cardioide perfetta deve farsi anche $A = B$.

Considerato che sarà praticamente $\omega^2 L_t^2 \gg R_t^2$ e $\frac{1}{\omega^2 C_a^2}$, $\gg \left(R_s + \frac{L_i}{R_i C_i}\right)^2$ la condizione $A = B$ diventa approssimatamente:

$$\frac{\omega M \mu_0 S}{\omega^2 L_t^2} = \frac{h_a \rho_0 L_i}{\frac{1}{\omega^2 C_a^2}} \qquad \text{da cui} \qquad M = \frac{h_a \rho_0}{\omega \mu_0 S} L_i \omega^4 L_t^2 C_a^2$$

Ora è $\frac{\omega \mu_0 S}{\rho_0} = \frac{2\pi c}{\lambda} \frac{\mu_0}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}} S = \frac{2\pi S}{\lambda} = h_t =$ altezza efficace del telaio.

La condizione di cardioide perfetta risulta così

$$M = \frac{h_a}{h_t} L_i (\omega^2 L_t C_a)^2 \qquad [4]$$

Si tratta quindi di dare ad M dei valori dipendenti esclusivamente dalla frequenza $f = \omega/2\pi$, il che è realizzato approssimatamente al centro di ogni gamma di frequenza del ricevitore; l'apparato ha 5 gamme tra 75 e 3333 KHz.

Per avere un'idea delle grandezze in gioco poniamo ad es. $L_t = 10.10^{-6}\ H$; $C_a = 10.10^{-12}\ F$; $R_s = 40.000$ ohm; $\frac{L_i}{R_i C_i} =$ $= 10.000$ ohm; si ottiene dalla 1ª condizione [3]: $R_t = 20$ ohm. Le due r devono quindi essere dell'ordine di grandezza di 10 ohm ciascuna.

Un altro R.G. Telefunken, per onde più corte (tipo P57N - figura 32-*c*) usa lo stesso schema ma con un solo telaio. I valori di R_t e M sono cambiati nelle quattro gamme in cui sono divise le frequenze di lavoro tra 1,5 e 20 MHz, in modo da evitare ulteriori regolazioni. La determinazione del senso viene fatta nel modo descritto al N. 38.

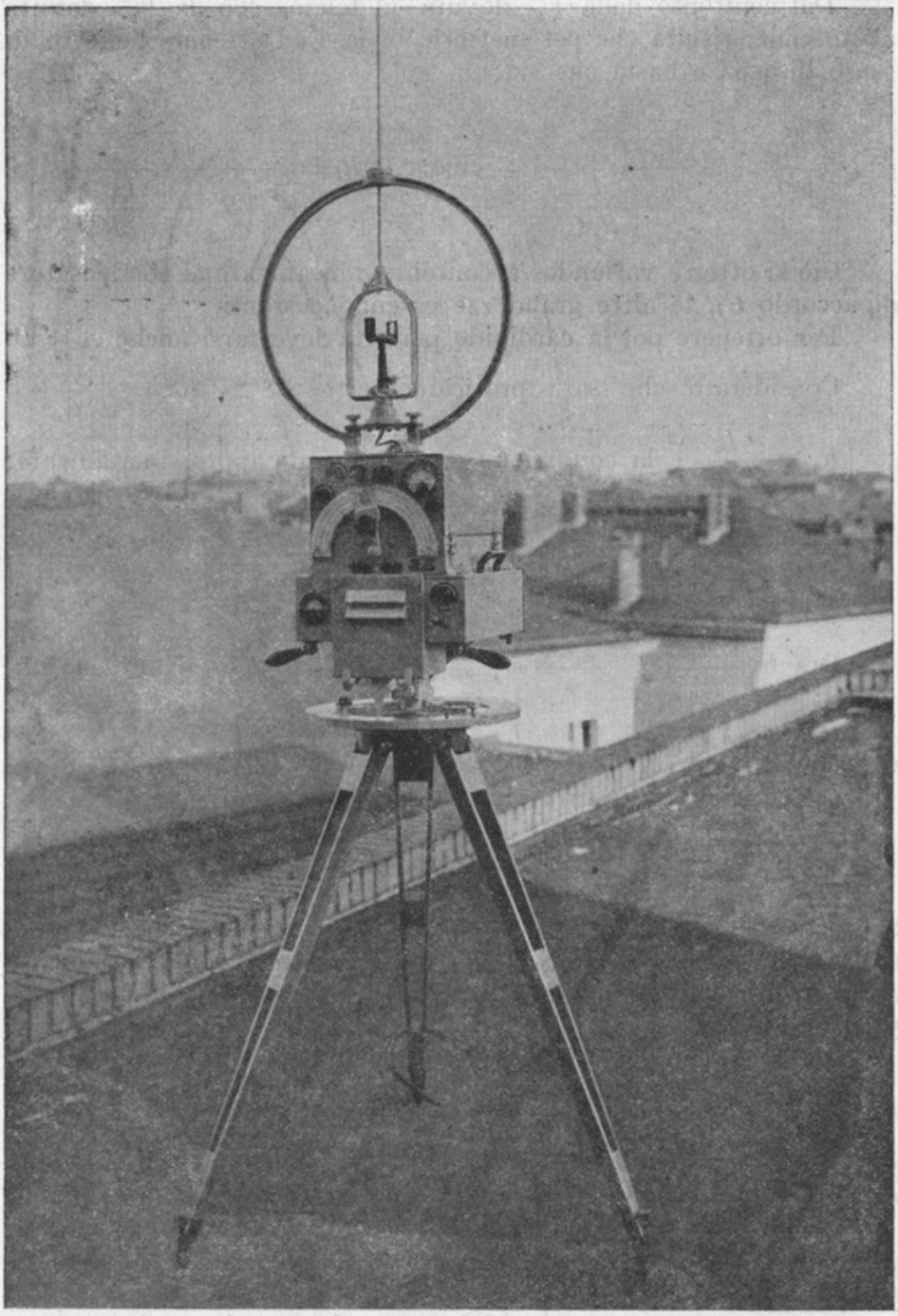


Fig. 32-c.

40. – *Radiogoniometro con telaio accelerato.*

Quando il segnale è debole l'angolo di ricezione nulla si allarga ed anche in assenza di effetto di antenna il rilevamento diventa incerto e penoso perchè il solo modo utile di tentarlo consiste nell'apprezzare i punti della graduazione in cui sparisce il segnale e nel prendere come punto di rilevamento quello intermedio tra di essi.

Per agevolare questa operazione è sembrato utile allo scrivente [1] un dispositivo che, mentre accelera fortemente il movimento del telaio mantiene lenta la rotazione di un cerchio graduato collegato (con rapporto circa 1/10 di velocità) al telaio stesso. Così mentre il telaio compie uno spostamento angolare di 90° a destra o a sinistra, la graduazione si sposta solo di 9° a destra e a sinistra.

Dando delle rotazioni rapide al telaio la scomparsa del segnale

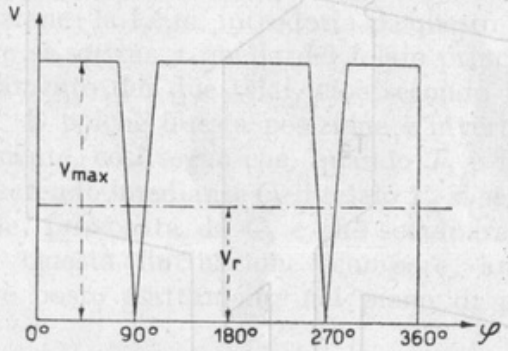


Fig. 33.

diventa acusticamente più netta, mentre che la lenta rotazione della graduazione permette di fissare più facilmente i punti in cui avviene tale scomparsa. Con ciò il punto centrale di zero risulta meglio individuato. Esperimenti pratici hanno confermato tale ragionamento.

Per l'uso del dispositivo si opera come segue:

Determinato con il metodo solito il punto approssimativamente centrale della zona di silenzio si innesta il cerchio rallentato; ruotando poi rapidamente il telaio, si osservano sul cerchio lento i punti di comparsa del segnale e si verifica se essi sono equidistanti dal punto di partenza; in caso diverso si sposta tale punto di partenza per tentativi successivi, finchè esso risulti perfettamente in mezzo tra i due punti di comparsa dei segnali.

Sul principio dei telai accelerati è possibile, almeno in teoria, costituire un R. G. a vari telai, di superficie decrescente ma rotanti a velocità crescente, in modo da realizzare una serie di Fourier che dia,

[1] Brevetto italiano n. 350098 - 1937.

al diagramma che rappresenta la f.e.m. di uscita al variare dell'angolo di rotazione, la forma più adatta al rilevamento; ad esempio (fig. 33) con due sole spaccature in corrispondenza degli zeri ($\varphi = 90^0$ e 270^0). Ciò esige però una messa in fase dei telai che può farsi solo per tentativi successivi, il che complica il maneggio dell'apparato, già costruttivamente molto complicato.

Esso è perciò, per ora, rimasto sulla carta.

41. – *Radiogoniometro Robinson per segnali deboli.*

È stato impiegato durante la guerra 1914 ÷ 1918 e si proponeva il rilevamento per massimo, anzichè per minimo, nell'intento

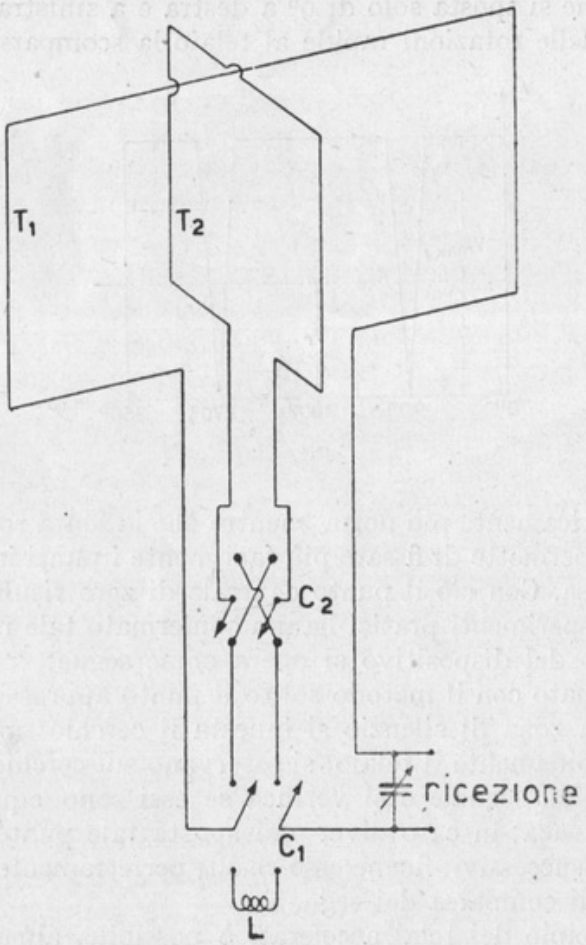


Fig. 34.

di facilitare il rilevamento delle emissioni più deboli. Ha ormai solo più un interesse storico. Esso comprendeva (fig. 34) due telai orto-

gonali e solidali. Uno di essi, T_1 *principale*, era collegato agli apparati di ricezione e poteva, mediante il commutatore C_1, mettersi in serie con il 2° telaio *ausiliario* T_2, oppure con una bobina di induttanza L, schermata, equivalente a quella dello stesso telaio T_2, in modo da non alterare l'accordo dei circuiti del complesso ricevente. Quando il telaio T_1 è in posizione di massima ricezione il telaio T_2 è in posizione di ricezione nulla, cosicchè azionando il commutatatore C_1 nessuna differenza risulta in ricezione scambiando la induttanza L con il telaio T_2.

Per rendere più evidente la cosa un secondo commutatore C_2 azionato automaticamente, inverte rapidamente il collegamento di T_2 col commutatore C_1. Quando T_1 si scarta dalla posizione di massima ricezione allora anche il telaio T_2 contribuisce alla f.e.m. agente sul complesso e la sua sostituzione con la induttanza schermata L, influisce sulla ricezione: la f.e.m. introdotta da questo telaio ausiliario si somma oppure si sottrae a quella del telaio principale secondo il senso del collegamento dei due telai, cioè secondo la posizione del commutatore C_1. E poichè questa posizione è invertita automaticamente e rapidamente, così segue che, quando T_1 è fuori della posizione di max, inserendo, mediante C_1 il telaio T_2 si sente una fluttuaziane del segnale, provocata da C_2 e che scompare sostituendo la L al telaio T_2. Questa fluttuazione scompare, anche con C_1 su T_2, quando T_1 è posto esattamente nel piano di provenienza del segnale.

Per aumentare la sensibilità e la precisione del rilevamento è necessario aumentare il telaio T_2 rispetto a quello T_1. Ad ogni modo le complicazioni che derivano dal doppio telaio e dalla inversione rapida del commutatore C_2, se favoriscono la R. G. dei segnali più deboli, non sono compensate da alcun aumento nella precisione, che si mantiene sempre scarsa rispetto al rilevamento ordinario, per minimo con un telaio solo.

42. – *Radiogoniometro unidirezionale per massimo.*

È stato impiegato nell'apparato studiato dal Cap.no Bureau del servizio meteorico francese, per la R.G. degli atmosferici {40}, nonchè, con varie modificazioni, nel R.G. per atmosferici del prof. I. Ranzi {51}. Per tale scopo speciale serve un apparato di registrazione dei segnali, che rende automatico il rilevamento. A parte tale particolare il principio dell'apparato risulta dallo schema (fig. 35-*b*).

Il telaio T_1 è connesso ad un ricevitore, mentre il relaio T_2 cui è accoppiata l'antenna di senso, è connesso ad un altro ricevitore. I due telai possono avere un capo comune a terra, come in figura, oppure essere separatamente accoppiati ai due ricevitori. Le uscite

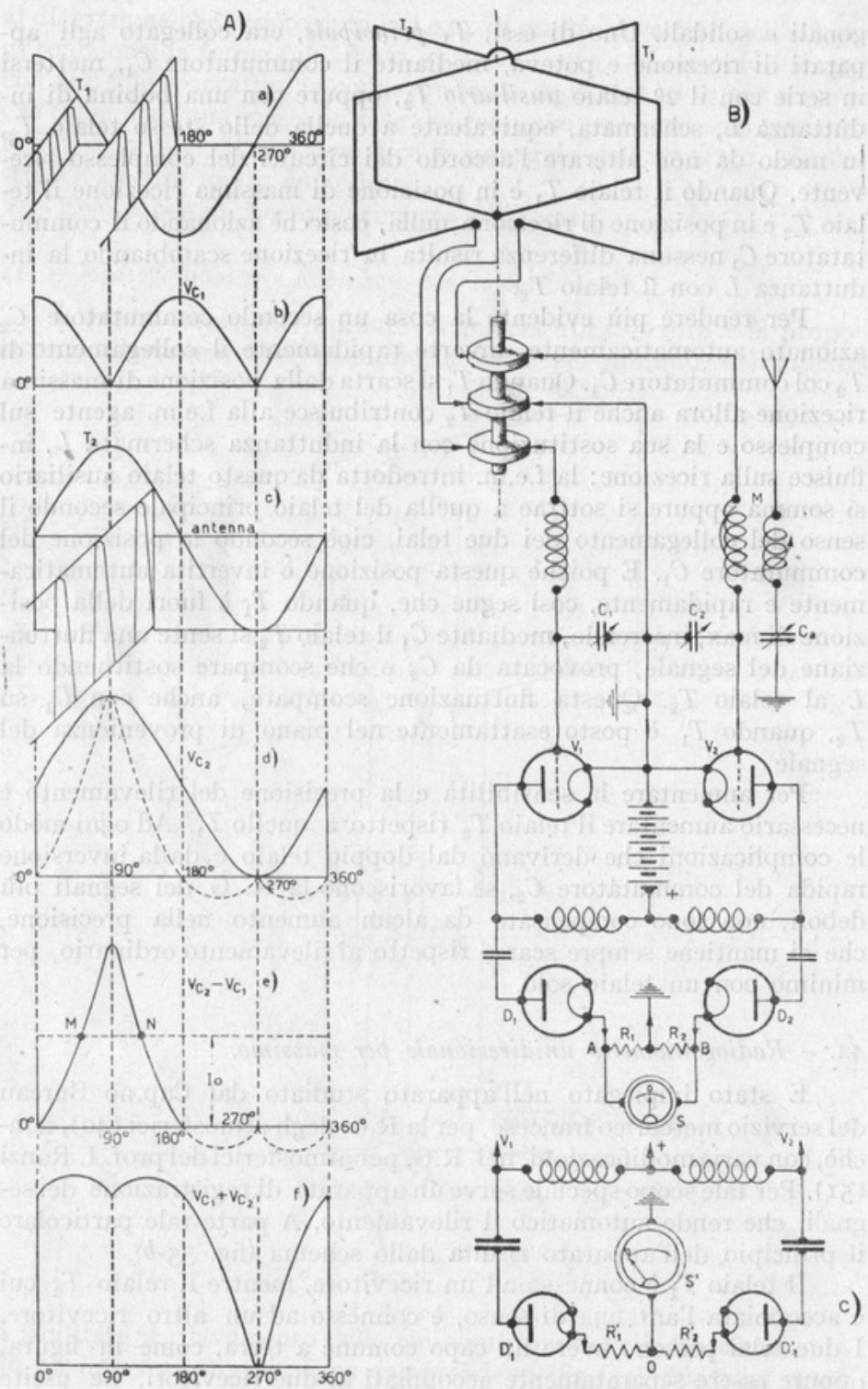

A)
B)
C)
a)
b)
c)
d)
e)
f)
T1
T2
0°
90°
180°
270°
360°
Vc1
Vc2
Vc2 − Vc1
Vc1 + Vc2
antenna
M
N
Io
C1
C2
Ca
V1
V2
D1
D2
R1
R2
A
B
S
D'1
D'2
R'1
R'2
S'
0

Fig. 35.

dei due ricevitori, dopo una eventuale amplificazione in A.F., attraverso due raddrizzatori vanno a terra passando per due resistenze R_1 e R_2 tra le quali è derivato un milliamperometro indicatore. Nella rotazione dei due telai, tra loro solidali e ortogonali, le cadute di tensione attraverso R_1 ed R_2 variano come nelle linee *b*), solo telaio, e *d*), telaio ed antenna, e la corrente nello strumento come nella linea *e*) ottenuta per differenza tra le precedenti.

Risulta chiaramente che la corrente nello strumento ha un massimo netto quando il telaio di senso è rivolto con un suo lato verso la direzione di provenienza. Se si regola la sensibilità dello strumento I_s, si potrà ottenere che esso segni corrente solo nel settore MN (fig. 35-*c*) il quale può essere ristretto riducendo tale sensibilità.

Sostituendo lo strumento con una penna scrivente, solidale coi telai rotanti, questa segnerà, su un cerchio graduato fisso, solo in corrispondenza della direzione di provenienza degli atmosferici più intensi. Si otterrà così la registrazione automatica della detta direzione. Questo schema è puramente dimostrativo anche perchè vi sono omessi i dispositivi destinati a restringere il settore di registrazione ed a renderlo per quanto possibile indipendente dalla intensità dei segnali.

Si osserva che le d.d.p. agenti sui due tubi V_1 e V_2 sono tutte tra loro in fase e rispettivamente rappresentabili con:

$$V_1 = -\frac{j\,F\,h_{t1}\cos\varphi}{j\,\omega\,C_1\,r_1} = -\,B\,F\,\cos\varphi$$

$$V_2 = \frac{-j\,h_{t2}\,F\,\operatorname{sen}\varphi - j\,\dfrac{\omega\,M\,h_a\,F}{R_a}}{j\,\omega\,C_2\,r_2} = -\,C\,F\,\operatorname{sen}\varphi - A\,F$$

dove r_1, r_2 sono le resistenze dei circuiti (accordati) dei telai ed R_a la resistenza dell'antenna (pure accordata); h_{t1}, h_{t2}, h_a sono le altezze efficaci dei telai e dell'antenna.

Ammessa la linearità dell'amplificazione, ai due diodi giungeranno tensioni proporzionali a V_1 e V_2 e sullo strumento S agirà la differenza delle due tensioni *rettificate*.

Nei diagrammi cartesiani della fig. 35-*a* si è supposto $A = B = C$. La V_{c2} (*d*), tensione rettificata (sempre positiva), segue la tensione V_2 (*c*) da 0° a 360°, mentre la V_{c1} (*b*) segue V_1 (*a*) tra 0° e 90° e tra 270° e 360° ed è di segno opposto a V_1 tra 90° e 270°. Così la differenza risultante, ed agente sullo strumento S, sarà: $1 + \operatorname{sen}\varphi - -\cos\varphi$ tra 0° e 90° e tra 270° e 360° e sarà $1 + \operatorname{sen}\varphi + \cos\varphi$ tra 90° e 270°.

Essa ha un massimo netto $= 1 + 1$ per $\varphi = 90^0$ ed un minimo incerto intorno a 270^0. Regolando opportunamente le varie h, la R_a nonchè la M, si possono ottenere altri diagrammi interessanti.

43. – *Radiogoniometri unidirezionali per minimo.*

a) Si osserva che nello schema della fig. 35-*b* se si dispone lo strumento S' tra il punto di mezzo O delle due resistenze R'_1 ed R'_2 e la terra, esso segnerà la somma delle correnti rettificate dai diodi D'_1 e D'_2, somma che è rappresentata nella linea f della fig. 35-*a* e

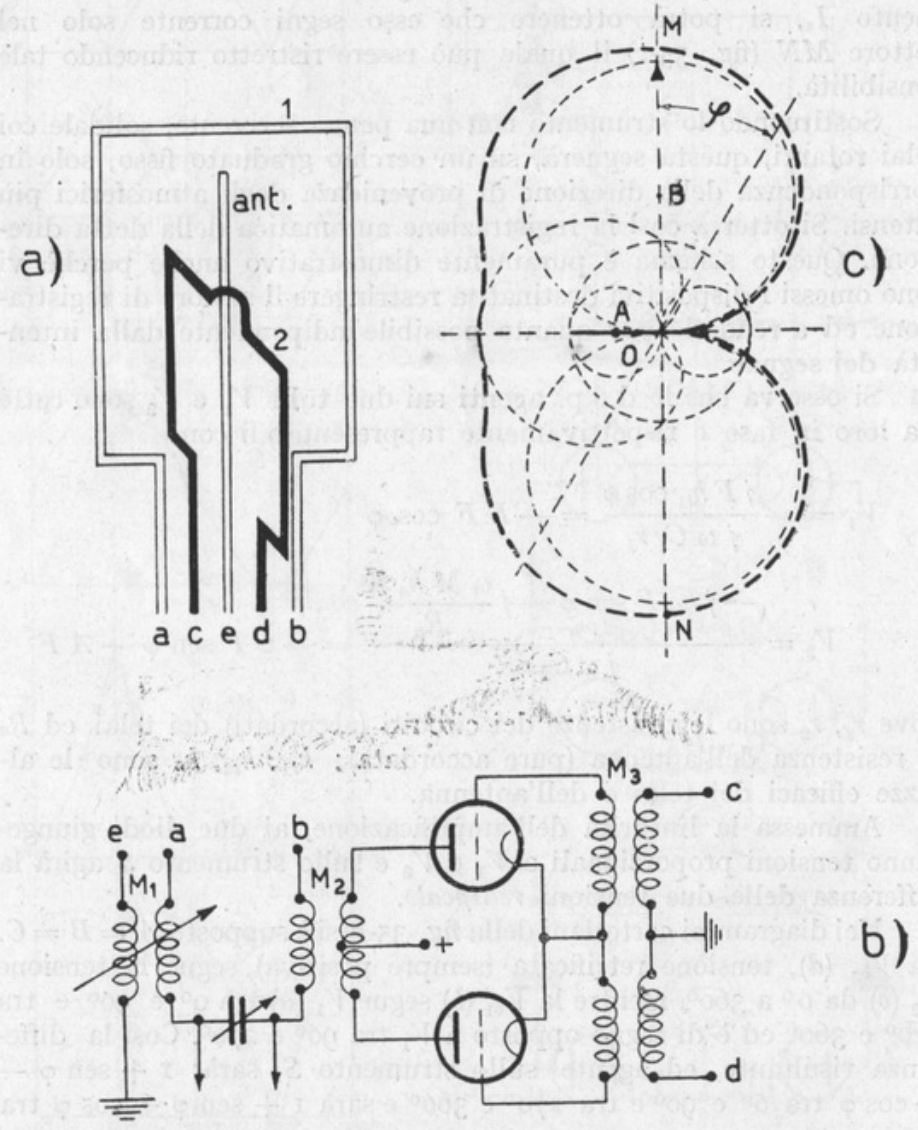


Fig. 36.

che ha un minimo netto in una direzione sola (270°), con ricezione quasi costante nelle altre direzioni.

b) Un R. G. che raggiunge uno scopo analogo è stato realizzato dal Signals Corp Inglese {24} ed è illustrato nella fig. 36. Esso pure rappresenta una interessante applicazione dei vari effetti r. g. studiati, accoppiati opportunamente. Comprende un telaio girevole principale, 1, al quale è collegato un telaio secondario, 2, fissato ortogonalmente al 1° e girevole con esso, oltre all'antenna ausiliaria. Mentre il telaio principale è *accordato* sull'onda da ricevere, il telaio *secondario* e l'antenna sono disaccordati e sono accoppiati al telaio principale: l'antenna direttamente, e il telaio secondario attraverso un circuito aperiodico di amplificazione.

La f.e.m. agente sul telaio principale è del tipo:

$$E_{t1} = -j\,BH\cos\varphi$$

Analoga è la f.e.m. agente sul telaio secondario, la quale però è proporzionale a sen φ ed è quindi del tipo $E_{t2} = -j\,B_1 H \operatorname{sen}\varphi$.

La corrente che circola in quest'ultimo è:

$$I_{t2} = \frac{-j\,B_1 H \operatorname{sen}\varphi}{j\,X_{t2}}$$

perchè esso è disaccordato e si suppone inoltre $X_{t2} \gg R_{t2}$.

La f.e.m. indotta da tale corrente sul circuito di griglia dell'amplificatore è in quadratura con la corrente; quindi è:

$$E_g = -j\,\omega\,M_3\left(\frac{-B_1 H \operatorname{sen}\varphi}{X_{t2}}\right)$$

La corrente di placca sarà (1):

$$I_p = \frac{E_g}{\rho + Z_p} \simeq g\,.\,E_g$$

se, come si ammette è $\rho \gg Z_p$. Essa è quindi in fase con la f.e.m. di griglia e induce sul telaio principale una f.e.m.

$$E_{t3} = +\,\omega^2\,M_3\,M_2\,.\,g\,.\,\frac{H\,B_1 \operatorname{sen}\varphi}{X_{t2}}$$

La corrente, sull'antenna disaccordata, è in quadratura con la f.e.m. E_a in essa indotta ed è:

$$I_a = \frac{F\,h_e}{j\,X_a}$$

(1) ρ = resistenza interna della valvola; g = mutua conduttanza; Z_p = impedenza di placca; tutte in ohm.

e la f.e.m. da essa indotta sul telaio principale:

$$E_a' = -\frac{j\,\omega\,M_1\,F\,h_e}{j\,X_a} = -\frac{\omega\,M_1\,\varrho_0\,H\,h_e}{X_a}.$$

Dunque la E_{t3} e la E'_a sono l'una in fase e l'altra in opposizione di fase con il campo H, ed entrambe in quadratura con E_{t1}. Regolando gli accoppiamenti si può ottenere, in valore assoluto

$$\left|\frac{E_{t3}}{\operatorname{sen}\varphi}\right| = |E'_a| = A\,H \qquad [5]$$

cosicchè il loro insieme darà una f.e.m. avente un diagramma a cardioide, $A\,H\,(1-\operatorname{sen}\varphi)$. Tale f.e.m. si compone vettorialmente con la f.e.m. E_{t1} indotta direttamente dal campo H nel telaio principale e si ottiene cosí la risultante complessiva:

$$E = -j\,B\,H\cos\varphi + A\,(1-\operatorname{sen}\varphi)\,H \qquad [6]$$

di cui il modulo o valore assoluto è

$$E = H\sqrt{B^2\cos^2\varphi + A^2\,(1-\operatorname{sen}\varphi)^2}$$

Ne segue:

per $\varphi = 0$; $E = H\sqrt{A^2+B^2}$;

per $\varphi = \frac{\pi}{2}$; $E = 0$;

per $\varphi = \pi$; $E = H\sqrt{A^2+B^2}$

per $\varphi = \frac{3\pi}{2}$; $E = 2\,H\,A$.

Così si ha una sola estinzione, molto più netta di quella dovuta al solo telaio principale e che coincide con una delle sue due estinzioni (indicata da un lato del telaio ausiliario). Per la messa in funzione si dovrà determinare il lato del telaio ausiliario che è diretto verso la stazione quando si raggiunge l'estinzione; si porterà allora lo zero del cerchio graduato davanti all'indice fisso mentre tale lato è diretto al nord geografico.

Fissato poi il cerchio graduato, l'apparato è pronto per l'uso: la graduazione che risulterà di fronte all'indice fisso quando si avrà l'estinzione, darà direttamente l'azimut della stazione cercata.

La realizzazione pratica di questo principio sembra che presenti tuttavia qualche difficoltà; infatti non risulta che questo R. G. sia stato largamente impiegato.

C) – R. G. A TELAI INCROCIATI FISSI.

44. – *Il complesso a tre bobine.*

L'Ing. E. Bellini ed il Com.te A. Tosi, già collaboratori del Prof. A. Artom, hanno realizzato negli anni 1907-1909 il primo tipo di R. G. praticamente funzionante, secondo un principio che è tuttora molto usato. Esso comprendeva due grandi telai fissi e incrociati, oppure due pseudo telai, cioè coppie di antenne con le sommità

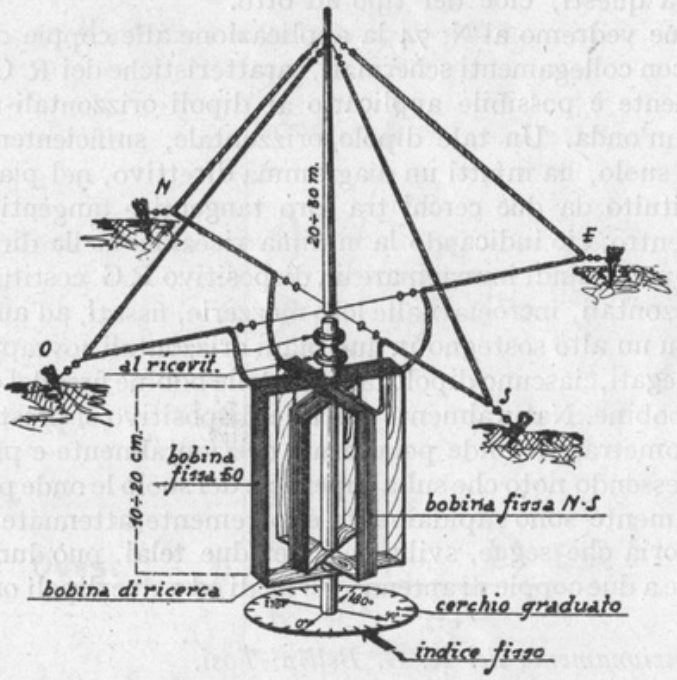


Fig. 37.

molto ravvicinate (fig. 37), disposti nei piani verticali N-S ed E-O, e collegati ad una coppia di bobine fisse, ortogonali tra loro e disposte su di un cilindro verticale come in fig. 37.

Nell'interno del cilindro ruota una bobina sferica o cilindrica *di ricerca* e ad essa fanno capo i circuiti riceventi. Il complesso delle tre bobine, due fisse incrociate ed una mobile interna, venne dagli inventori chiamato *radiogoniometro*, che è poi passato a indicare tutti gli apparati destinati al rilevamento delle radioemissioni.

Pregio del sistema era l'uso di telai fissi di *grandi dimensioni* e perciò richiedenti piccola amplificazione nei ricevitori: il rilevamento fatto movendo solo una piccola bobina, era inoltre molto rapido. Questo artificio ha consentito la R. G. quando i ricevitori erano poco

sensibili e consente ora la R. G. di segnali molto deboli mediante telai fissi di dimensioni relativamente piccole (10 ÷ 40 m²), quali sono quelli ad esempio usati nel R. G. Telefunken tipo 249N.

Le bobine fisse collegate ai due telai hanno per scopo di riprodurre nell'interno del cilindro la disposizione del campo incidente rispetto ai telai fissi, cosicchè la bobina di ricerca funziona come un telaio girevole in un ambiente più limitato.

Il complesso a tre bobine si può applicare anche a sistemi aerei direttivi diversi dai telai, purchè abbiano diagrammi azimutali analoghi a questi, cioè del tipo ad otto.

Così ne vedremo al N. 74 la applicazione alle coppie di antenne verticali con collegamenti schermati, caratteristiche dei R G. Adcock. Analogamente è possibile applicarlo ai dipoli orizzontali molto più corti di un'onda. Un tale dipolo orizzontale, sufficientemente sollevato sul suolo, ha infatti un diagramma direttivo, nel piano azimutale, costituito da due cerchi tra loro tangenti e tangenti al dipolo nel suo centro, ciò indicando la minima ricezione nella direzione del dipolo. Si può quindi immaginare un dispositivo R.G. costituito da due dipoli orizzontali, incrociati alle loro mezzerie, fissati, ad angolo retto tra loro, su un alto sostegno in due piani orizzontali sovrapposti e vicini, e collegati, ciascuno dipolo, ad una delle bobine fisse del complesso delle tre bobine. Naturalmente un tale dispositivo si presta solo per radiogoniometrare le onde polarizzate orizzontalmente e provenienti dall'alto, essendo noto che sulla superficie del suolo le onde polarizzate orizzontalmente sono rapidamente e fortemente attenuate (N. 114).

La teoria che segue, sviluppata per due telai, può dunque adattarsi anche a due coppie di antenne verticali od a due dipoli orizzontali.

45. – *Funzionamento del R. G. Bellini-Tosi.*

Supponiamo, per semplicità, che le spire delle bobine fisse siano parallele ai rispettivi telai. Il campo incidente su uno dei telai determina una f.e.m.:

$$E_1 = -j\,\omega\,S_1\,\mu_0\,H\cos\varphi,$$

mentre lo stesso campo determina la f.e.m. $E_2 = -j\,\omega\,\mu_0\,S_2\,H\,\mathrm{sen}\,\varphi$, sull'altro telaio. Le due correnti sono rispettivamente:

$$I_1 = -\frac{j\,\omega\,\mu_0\,S_1\,H\cos\varphi}{Z_1}$$

$$I_2 = -\frac{j\,\omega\,\mu_0\,S_2\,H\cos\varphi}{Z_2},$$

dove Z_1 e Z_2 sono le impedenze dei due telai.

Nel cilindro ove trovasi la bobina di ricerca si determinano due campi magnetici che, data la forma delle bobine, possono ritenersi, nel loro interno, rettilinei e perpendicolari ai piani delle rispettive spire: inoltre tali campi sono proporzionali, secondo i rispettivi coefficienti a_2 e a_1 (spire per metro) alle correnti rispettive; cosicchè si hanno nell'interno del cilindro i due campi:

$$H'_1 = -j\,\omega\,\mu_0\,H\,\frac{S_1\,a_1}{Z_1}\,\cos\varphi\,, \qquad [7]$$

$$H'_2 = -j\,\omega\,\mu_0\,H\,\frac{S_2\,a_2}{Z_2}\,\operatorname{sen}\varphi\,,$$

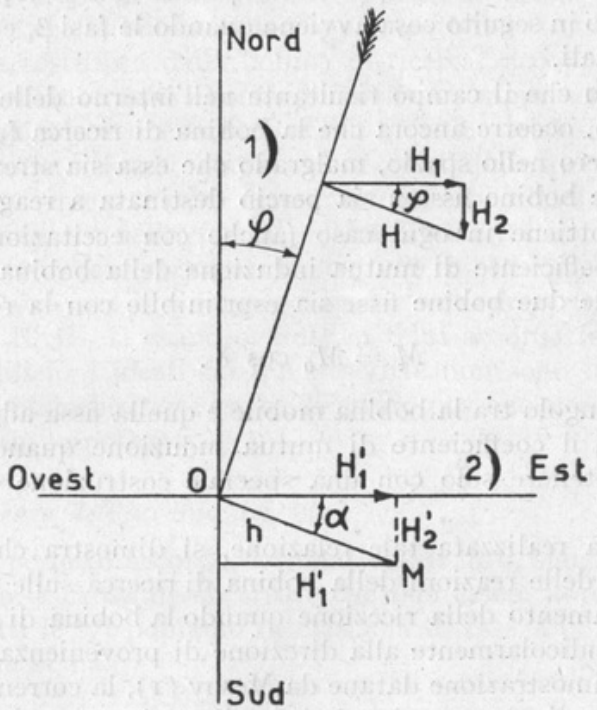


Fig. 38.

aventi direzioni ortogonali tra loro. Se si regolano le due impedenze $Z_1 = R_1 + j\,X_1$ e $Z_2 = R_2 + j\,X_2$ in modo da accordare tra loro i telai, cioè in modo che siano eguali i due sfasamenti tra f.e.m. e corrente, vale a dire

$$\beta_1 = \text{arc cos}\,\frac{R_1}{Z_1} = \beta_2 = \text{arc cos}\,\frac{R_2}{Z_2}\,, \qquad [8]$$

e se si costruiscono i due telai e le relative bobine in modo da avere

esattamente:

$$\frac{S_1 a_1}{Z_1} = \frac{S_2 a_2}{Z_2} = \frac{S a}{Z} \qquad [9]$$

allora, i due campi interni riuscendo in fase, la risultante darà un campo rettilineo disposto secondo la diagonale del rettangolo, e sarà in valore assoluto

$$H = \sqrt{H_1^2 + H_2^2} = \omega \mu_0 H \frac{S a}{Z} .$$

La sua direzione sarà normale alla direzione di provenienza dei segnali perchè l'angolo tra h_1 e h sarà dato da $\text{tg } \alpha = H_2'/H_1' = \text{tg } \varphi$.

Vedremo in seguito cosa avviene quando le fasi β_1 e β_2 non siano tra loro uguali.

Ottenuto che il campo risultante nell'interno delle bobine fisse sia rettilineo, occorre ancora che la bobina di ricerca funzioni come un telaio libero nello spazio, malgrado che essa sia strettamente accoppiata alle bobine fisse e sia perciò destinata a reagire sui telai.

Ciò si ottiene in ogni caso (anche con eccitazioni smorzate) quando il coefficiente di mutua induzione della bobina mobile con ciascuna delle due bobine fisse sia esprimibile con la relazione:

$$M = M_0 \cos \delta . \qquad [10]$$

essendo δ l'angolo tra la bobina mobile e quella fissa ad essa accoppiata ed M_0 il coefficiente di mutua induzione quando $\delta = 0$: il che si può ottenere solo con una speciale costruzione delle bobine (N. 47).

Ammessa realizzata tale relazione, si dimostra che anche tenendo conto delle reazioni della bobina di ricerca sulle bobine fisse, si ha annullamento della ricezione quando la bobina di ricerca è disposta perpendicolarmente alla direzione di provenienza dei segnali. Secondo la dimostrazione datane da Mesny {1}, la corrente circolante nella bobina di ricerca si può infatti esprimere con la relazione $i = I \cos \psi$ in cui ψ è l'angolo del piano della bobina di ricerca con la direzione di provenienza (si suppone che le bobine fisse siano parallele ai piani dei rispettivi telai), ed I è indipendente dall'orientamento della bobina mobile: cioè si ha una relazione analoga a quella dei telai girevoli. Se δ è l'angolo della bobina mobile con la 1ª fissa (supposta disposta secondo il meridiano $N S$), e φ l'azimut della direzione di provenienza dei segnali rispetto al Nord (1° telaio), si ha $\psi = \delta + \varphi$ e quindi

$$i = I \cos (\delta + \varphi) \qquad [11]$$

Per $\delta = \varphi = 0$ sarà $i = I$, cioè I è la corrente nella bobina mobile quando la stazione emittente è nel piano del 1° telaio e la bobina mobile è disposta nello stesso piano.

In tale posizione l'accoppiamento della bobina mobile col 2° telaio è nullo, perchè le due bobine sono tra loro normali.

La I è quindi la corrente che si avrebbe sulla bobina mobile quando non esistesse il 2° telaio e quando la stazione e la bobina mobile fossero entrambe nel piano del 1° telaio.

Soddisfatte le [8], [9], [10], si potranno ottenere la cardioide e la compensazione degli eventuali effetti di antenna mediante la antenna ausiliaria, secondo schemi analoghi a quelli già esaminati per un solo telaio. Più adatto è lo schema della fig. 31 nel quale si può supporre che la bobina di accoppiamento del circuito di ingresso al telaio sia sostituita dalla bobina di ricerca, accoppiata anche al 2° telaio mediante una seconda bobina non rappresentata nella figura e ortogonale a quella indicatavi. Se i due telai sono aperiodici il funzionamento rimane quello stesso già studiato per un solo telaio aperiodico; se invece i telai sono accordati (con ciascuno un condensatore non segnato nella figura), allora le due funzioni dell'antenna ausiliaria devono essere scambiate tra loro: cioè la posizione indicata pel senso varrà per la compensazione e viceversa. Però raramente, con questo R. G., si usano oggidì dei telai accordati.

Le condizioni ideali fin qui descritte non sono facilmente realizzabili, dimodochè varie cause di errore possono verificarsi: esamineremo le più importanti.

46. – *Influenza dell'accordo dei telai.*

Il non perfetto accordo dei telai tra di loro, siano essi sintonizzati o meno, è causa di un errore che può essere notevole. Riprendendo infatti le [7] poniamo in ciascuna di esse $Z = R + j X$ e rileviamo che si ha

$$\frac{-j}{R + j X} = \frac{-j (R - j X)}{R^2 + X^2} = -\frac{(j R + X)}{R^2 + X^2}$$

che per la [8] diventa:

$$\frac{-j}{R + j X} = -\frac{j \cos \beta + \operatorname{sen} \beta}{\sqrt{R^2 + X^2}} = -\frac{\cos \beta}{R} (j \cos \beta + \operatorname{sen} \beta)$$

cosicchè passando ai valori istantanei e posto, sempre nelle [7], $H = H_0 \operatorname{sen} \omega t$, ne segue:

$$h_1 = -\omega \mu_0 H_0 \cdot \frac{S_1 a_1}{R_1} \cos \varphi \cos \beta_1 (\cos \omega t \cos \beta_1 + \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \beta_1)$$

cioè

$$h_1 = -h_{10} \cos(\omega t - \beta_1) \cos\beta_1 \cos\varphi$$

ed analogamente

$$h_2 = -h_{20} \cos(\omega t - \beta_2) \cos\beta_2 \operatorname{sen}\varphi \qquad [12]$$

Con

$$h_{10,20} = \omega \mu_0 H_0 \frac{S_{1,2} \cdot a_{1,2}}{R_{1,2}}$$

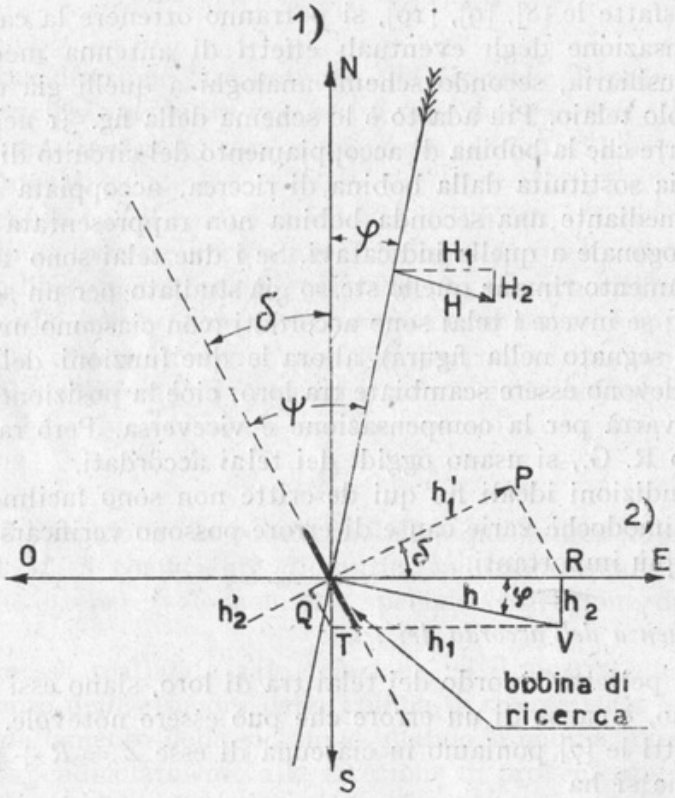


Fig. 39.

Il campo risultante dai due campi h_1 ed h_2, tra di loro ortogonali e sfasati nel tempo, è quindi un campo rotante ellittico. Come sappiamo esso produce la sparizione dello zero di ricezione che può essere compensata, come un effetto di antenna, mediante una antenna ausiliaria; nonchè un errore di direzione ε, dipendente dall'angolo φ e dalla grandezza delle due fasi β_1 e β_2. Il Mesny [1] ha valutato tale errore determinando la posizione dell'asse minore del-

(1) *loc. cit.*, pag. 129.

l'ellisse nella ipotesi, normalmente ammissibile, che gli sfasamenti β_2 e β_1 siano di piccola entità. In questo caso egli trova che l'errore è dato approssimativamente da:

$$\varepsilon = \frac{1}{4} (\beta_1^2 - \beta_2^2) \operatorname{sen} 2\varphi + \frac{1}{8} (\beta_1 - \beta_2)^2 \operatorname{sen} 4\varphi \qquad [13]$$

L'errore comprende dunque due termini rispettivamente uno quadrantale ed uno ottantale, intendendo con tali denominazioni che il primo è massimo lungo quattro direzioni ed il secondo lungo otto direzioni: tali direzioni di massimo errore essendo intervallate da altrettante direzioni di errore nullo.

L'errore ε misura lo scarto tra la direzione apparente (asse minore dell'ellisse rappresentante il campo magnetico H), e la direzione reale di provenienza dei segnali.

Realizzato l'accordo dei due telai un'altra causa di errore può derivare dalla non esatta equivalenza dei rapporti $S_1 a_1/R_1$ e $S_2 a_2/R_2$ nel quale caso l'angolo tra h_1 ed h_2 (fig. 39) non sarebbe più uguale a φ, ma, anche ammettendo $\beta_1 = \beta_2$ risulterebbe, dalla [12]

$$\frac{h_2}{h_1} = \operatorname{tang} \alpha = \frac{S_2 a_2 R_1}{S_1 a_1 R_2} \operatorname{tang} \varphi \qquad [14]$$

È però chiaro che un errore di questo genere è facilmente correggibile mediante semplici regolazioni delle resistenze R_1 e R_2 che riducano il rapporto $\frac{S_2 a_2 R_1}{S_1 a_1 R_2}$ ad essere uguale all'unità.

47. – *Errore di accoppiamento.*

Con i telai sintonizzabili la possibilità di un disaccordo tra i telai è molto grande ed in ogni caso molto maggiore che con i telai aperiodici, nei quali viene a mancare l'influenza della abilità degli operatori e della stabilità dell'allineamento dei circuiti. Con i telai aperiodici infatti le reattanze induttive X_1 ed X_2, dalle quali dipendono gli angoli β_1 e β_2, essendo costanti, si possono equilibrare facilmente una volta per sempre. Anche eliminata tale causa di errore ne sussiste però ancora una, che è più accentuata con i telai aperiodici essendo dovuta all'accoppiamento delle due bobine dei telai con la bobina di ricerca. Con i telai aperiodici si cerca infatti di rendere il più stretto possibile tale accoppiamento, per supplire alla loro deficente sensibilità aumentando il rapporto M/L, di cui si disse al N. 26.

L'accoppiamento più stretto esige però una maggiore precisione nella costruzione e nel montaggio delle bobine fisse e mobili. Esso esalta inoltre una causa di errore, detto appunto errore di accoppiamento, dovuto alla non uniforme distribuzione del flusso di ogni

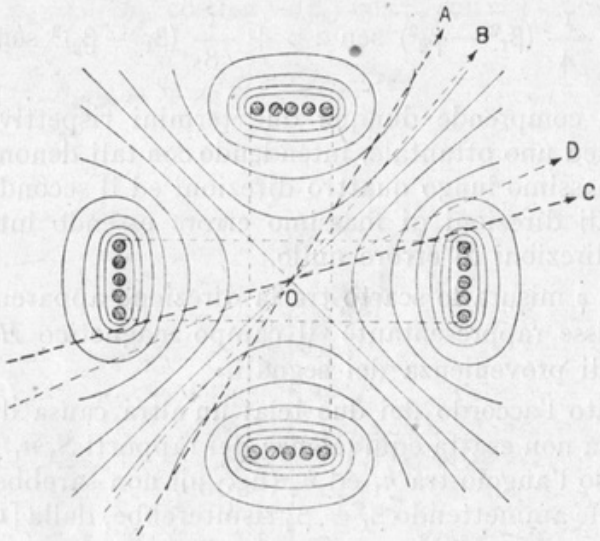


Fig. 40-*a*.

bobina, il quale è più denso vicino agli avvolgimenti che al centro di essi. La fig. 40-*a* illustra la natura dell'errore. Se la direzione esatta del campo risultante è *OA*, mettendo la bobina di ricerca su *OA* il segnale dovrebbe annullarsi, ma ciò non avviene perchè in tale posizione essa viene influenzata in modo esagerato dalla bobina più vicina, il cui flusso è più addensato, e deficiente da quella più lontana, il cui flusso è più diluito. Per questa ragione, per fare sparire il segnale occorre spostare la bobina di ricerca su *OB*, cioè allontanarla dalla bobina più vicina. Lo stesso avviene quando il flusso risultante ha la direzione *OC*: nel quale caso la posizione di ricezione nulla si sposta su *OD*. L'errore fa quindi sempre apparire la direzione di provenienza spostata verso la più vicina direzione trasversale tra gli aerei; esso è quindi nullo su queste direzioni e sulle direzioni degli aerei ed ha perciò pressapoco la espressione $\varepsilon = a \operatorname{sen} 4\,\delta$ cioè carattere ottantale.

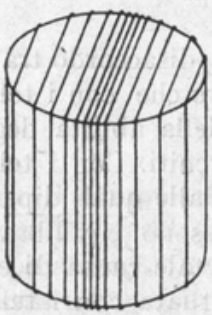


Fig. 40 *b*.

Questo errore si può ridurre con una conveniente costruzione degli avvolgimenti, consistente nell'addensare, secondo particolari

regole, le spire presso il diametro delle bobina. Le bobine di cui trattasi sono cilindriche ed avvolte secondo le direttrici (fig. 40-*b*) essendo questa forma risultata specialmente adatta per questo scopo. Si possono cosí ottenere bobine accoppiate al 75 % con massimo errore di accoppiamento minore di 1/3 di grado (1).

D) – RADIOGONIOMETRI AUTOPUNTANTI.

48. – *Principio dei R. G. autopuntanti - R. G. SAFAR tipo S. 92.*

Nei R. G. proprii il telaio viene spostato, puntato e mantenuto, dall'operatore, nella posizione di minima ricezione: ora l'operatore può essere sostituito da un motorino comandato dallo stesso segnale di ricezione, ottenendo così un R. G. autopuntante. La più semplice soluzione di questo problema si ottiene alimentando il motorino con

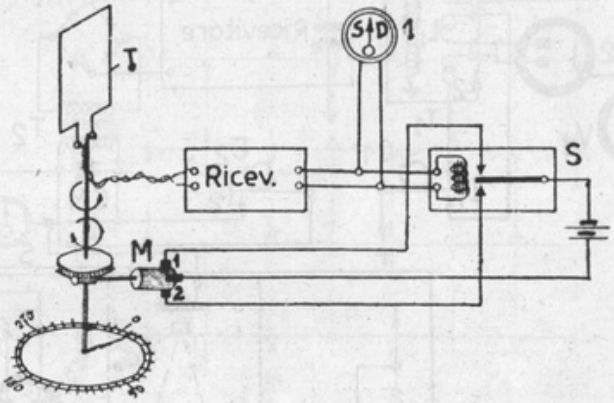


Fig. 41-*a*.

la corrente di uscita del ricevitore radio, dopo ottenuto un effetto di fase mediante il quale la corrente deve rovesciarsi quando il segnale passa da una parte del telaio alla parte opposta: vedremo (N. 52) che questo risultato si ottiene nei cosidetti radio indicatori di rotta (R. I.). Sostituendo al R. I. - 1 - un relè polarizzato *S* (fig. 41-*a*), questo, a sua volta, invierà la corrente di alimentazione al morsetto 1 od al 2 secondochè il R. I. segna a destra o a sinistra. Il collegamento è fatto in modo che quando il telaio risulta spostato dalla posizione di zero ricezione il motorino ve lo riporta. Va però notato che lo zero ricezione non è qui determinato dallo zero del diagramma ad 8, ma dalla uguaglianza dei due segnali ottenuti commutando la cardioide di ricezione, uguaglianza che si

(1) Vedere KEEN, 1938, pag. 164.

verifica precisamente in corrispondenza degli zeri del diagramma ad 8 (fig. 48) ma che non è identica per i due zeri. Vedremo al N. 52 che scostando il telaio da uno di questi zeri il R. I. darà una indicazione opposta a quella che esso darebbe scostandolo dall'altro zero. Di conseguenza il motorino tenderà a riportare a zero

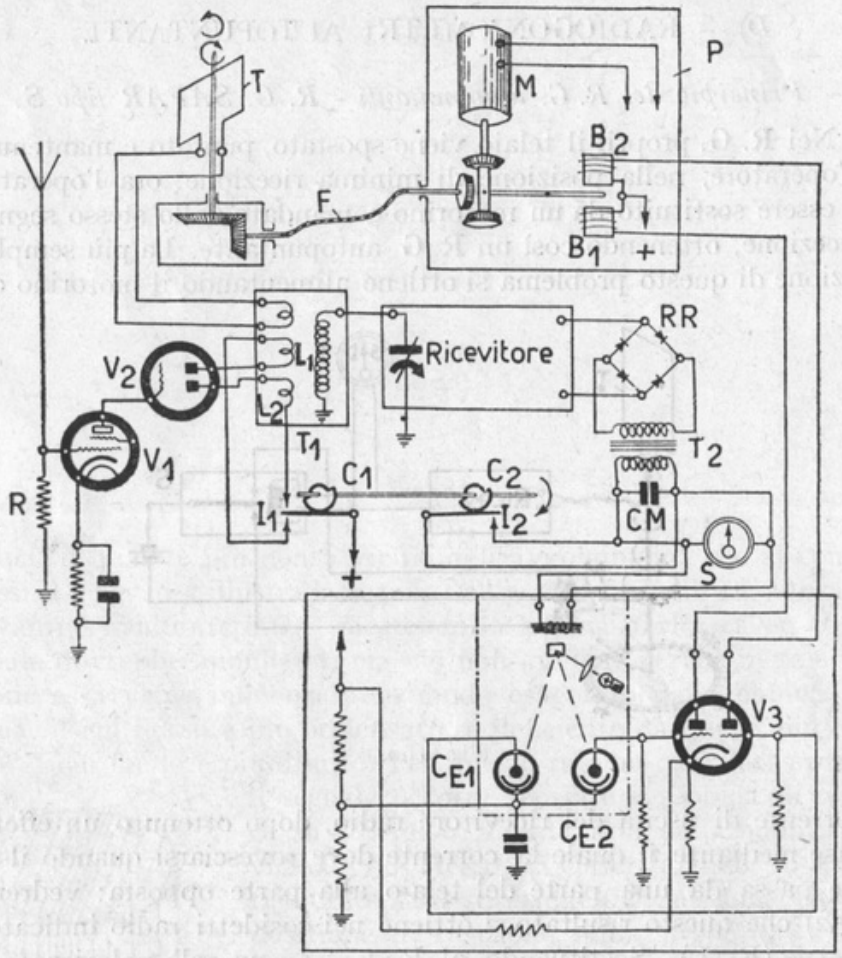


Fig. 41-*b*

il telaio se questo si sposta da uno degli zeri (segnale avanti) e tenderà ad allontanarlo dallo zero se il telaio si scosta dall'altro (segnale dietro). Viene così eliminata anche l'incertezza del 180°, perchè il telaio si arresterà in modo stabile solo su uno dei due zeri (segnale avanti).

Vi sono vari tipi di R. G. autopuntanti che differiscono tra di loro specialmente nei modi della commutazione, che può essere

elettronica (R. C. A. - Bendix), o meccanica (Telefunken, Marconi), oppure mista (SAFAR), nonchè del tipo di relè.

Descriveremo il tipo italiano SAFAR - S - 92.

Il ricevitore (fig. 41-*b*) è accoppiato al telaio ed all'antenna per mezzo del trasformatore T_1 con secondario sintonizzato e 3 primari aperiodici. Uno di tali primari è collegato direttamente al telaio, mentre l'antenna è collegata agli altri due per mezzo della valvola V_1 e del doppio diodo V_2. La forte resistenza R porta, come sappiamo, la f. e. m. di antenna in fase con quella di telaio

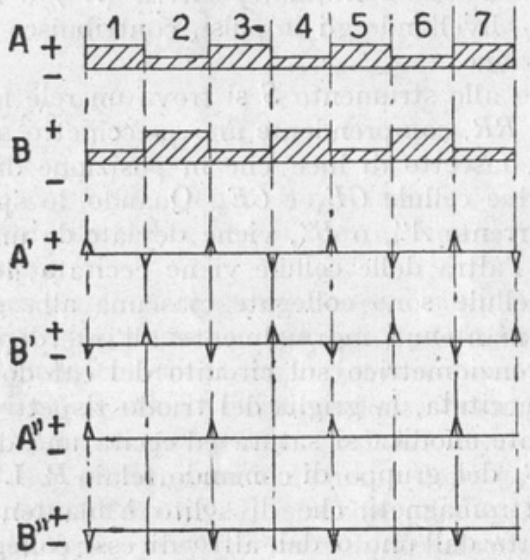


Fig. 41-*c*.

sul circuito d'ingresso. La tensione anodica viene fornita alla V_1 da uno o dall'altro dei due diodi di V_2, attraverso le induttanze L_1 od L_2, avvolte in senso opposto, in dipendenza della posizione della camma C_1, determinando, alternativamente, concordanza ed opposizione della f. e. m. d'antenna rispetto a quella del telaio. Vedremo, trattando dei R. I., come in seguito alla commutazione delle induttanze L_1 ed L_2 e quindi della cardioide, si hanno in uscita dei segnali di B. F. come A (fig. 41-*c*) se la stazione emittente si trova ad esempio a destra del telaio, e come B se si trova a sinistra. All'uscita del ricevitore sono posti il raddrizzatore RR ed il trasformatore T_2; il primario di tale trasformatore è così percorso da corrente continua di intensità variabile, come A o B, determinando nel

secondario, in corrispondenza delle sue brusche variazioni (positive o negative), degli impulsi A' oppure B'. In parallelo al secondario di T_2 l'interruttore I_2, comandato dalla camma C_2, ruota assieme alla C_1 corto-circuitando, per la metà di ogni giro, il secondario T_2, in modo da annullare, uno sì ed uno no, gli impulsi di corrente: l'uscita di T_2 avrà perciò la forma A'' (nel caso di A) e B'' (nel caso di B), aventi sensi opposti. Gli impulsi seguendosi con un ritmo sufficientemente rapido (5 al secondo), l'inerzia dello strumento indicatore S gli impedisce di seguire tale ritmo; esso dà quindi una indicazione continua, positiva (A'') o negativa (B''). La capacità C_M, livellando gli impulsi, contribuisce a rendere più stabile l'indicazione.

In parallelo allo strumento S si trova un relè fotoelettrico di alta sensibilità, RR, comprendente uno specchietto sul quale viene concentrato un fascetto di luce che in posizione di riposo viene riflesso fra le due cellule CE_1 e CE_2. Quando lo specchietto, per effetto della corrente A'', o B'', viene deviato da una parte o dall'altra, l'una o l'altra delle cellule viene eccitata; le resistenze di carico di tali cellule sono collegate ciascuna alla griglia di uno dei triodi V_3, mantenuti mormalmente all'interdizione mediante un sistema potenziometrico sul circuito del catodo. Quando una delle cellule è eccitata, la griglia del triodo rispettivo diventa positiva, la corrente anodica si satura ed eccita uno dei due elettromagneti B_1 e B_2 del gruppo di comando telaio P. L'ancoretta mobile di tali elettromagneti, che di solito è mantenuta al centro, quando è attirata dall'uno o dall'altro di essi collega l'albero rotante del motore M all'albero flessibile F del telaio, facendo ruotare il telaio in un senso o nell'altro: il motore M è mantenuto sempre in movimento.

Con questo sistema si comanda sicuramente una potenza di circa 75 W con una corrente di uscita di 5 μA, corrispondente a una potenza di circa 4.10^{-8} watt.

L'apparecchio viene impiantato a bordo di aeroplani e la precisione del rilevamento è di $\pm 2^0$, circa, con un campo di 100 μV/metro (compreso l'errore del sistema di ripetizione a distanza).

Il tempo massimo necessario al telaio per raggiungere la posizione finale è di 10". Questa relativa inerzia è favorevole alla stabilità del rilevamento perchè assorbe le accidentali oscillazioni della corrente di uscita, dovute specialmente ai disturbi elettrici di bordo.

Capo VI.

RADIOBUSSOLE

49. – *Principio delle Radiobussole.*

Le R. B. tendono ad ottenere direttamente l'azimut del posto emittente mediante un indice che si sposta automaticamente su un quadrante graduato.

Un modo per raggiungere questo scopo risulta dalla fig. 35 del R. G. unidirezionale per massimo. Se solidale ai telai rotanti si pone una lampada al neon che ruota lungo un certo quadrante fisso, la lampada, accendendosi solo in corrispondenza del massimo di ricezione, illuminerà ad ogni giro solo la graduazione corrispondente a quel massimo e tale graduazione indicherà, dopo adatta taratura, la direzione di provenienza (R. B. stroboscopica {34}).

Questo modo, poco pratico, è vantaggiosamente sostituito da altri utilizzanti o un solo telaio rotante (od una bobina cercatrice rotante in un complesso B. T.), oppure due telai (o due coppie di antenne) incrociati e fissi. Il solo telaio rotante è usato nella R. B. Busignies (N. 50), nella quale l'azimut è indicato da un vero e proprio indice materiale e nelle R. B. a tubo catodico, nelle quali l'indice è una freccia luminosa.

Questa si ottiene semplicemente, ad es., facendo rotare la coppia delle piastre o delle bobine deviatrici del tubo catodico insieme al telaio ed adducendo a tale coppia l'uscita del radioricevitore, in modo che sullo schermo il pennello elettronico traccia il diagramma polare, ad 8, del telaio; le immagini che si sovrappongono nei successivi giri del telaio danno un immagine persistente del diagramma, di cui l'asse dà l'azimut cercato. Si può anche applicare alle piastre deviatrici rotanti una tensione costante, che faccia descrivere un cerchio luminoso al pennello elettronico; portando poi sulle stesse piastre la tensione di uscita del ricevitore in opposizione a quella costante, il diagramma assumerà la forma di una doppia lancetta con le punte

sulla periferia del cerchio in corrispondenza degli zeri di ricezione.

Diversi dispositivi tendono a neutralizzare le varie cause di distorsione, dovute all'effetto di antenna ed alla necessaria presenza di molte armoniche della frequenza di rotazione per la buona riproduzione visiva della forma della corrente raddrizzata. Nel brevetto italiano 390712 (5-5-41) la Telefunken propone l'aggiunta (fig. 42-*a*) di una bobina *h* avvolta sul collo del tubo ed alimentata da corrente alternata, in modo da spostare alternativamente a destra ed a sinistra il raggio catodico *r*, e quindi il diagramma tracciato; compaiono così sullo schermo due diagrammi che si intersecano esattamente sulla direzione di provenienza dei segnali (fig. 42-*b*) indipendentemente dall'effetto di antenna (*e*).

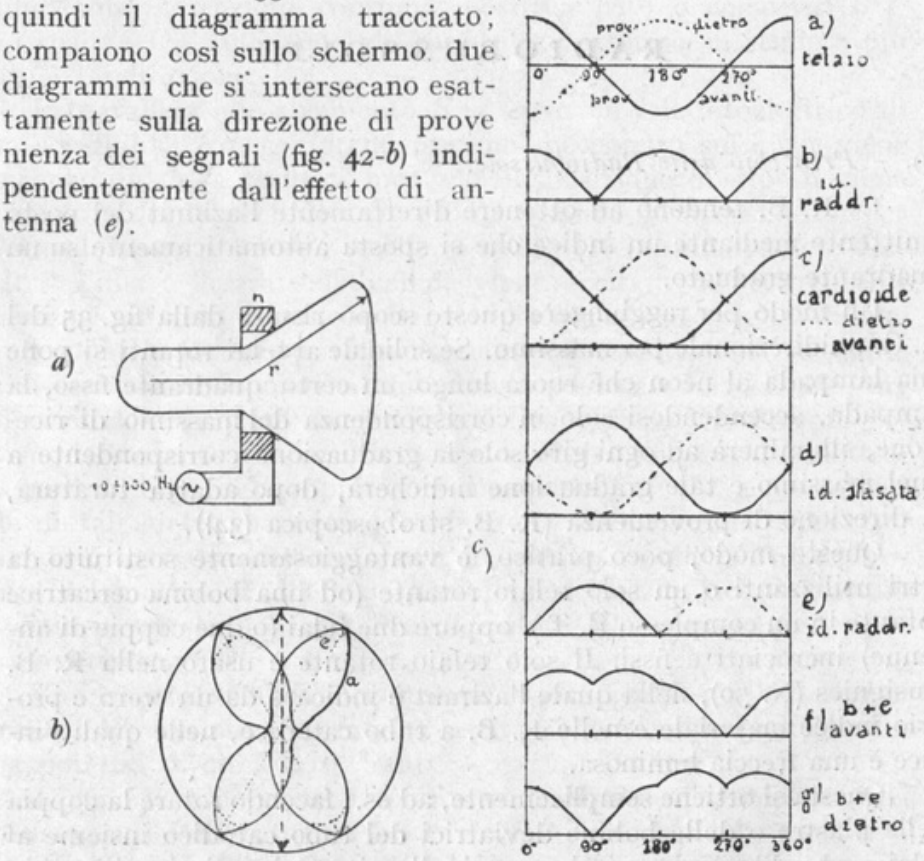


Fig. 42.

Le R. B. che utilizzano due telai incrociati fissi prevedono due identici ricevitori che adducono ciascuno ad una coppia di piastre deviatrici del tubo catodico. Su queste giungono quindi, in fase, le componenti $B \cos \varphi$ e $B \operatorname{sen} \varphi$ dei due telai e ne risulta una retta luminosa che riproduce sullo schermo la direzione di provenienza, con l'incertezza di 180°. Qui nascono però difficoltà nell'equilibrare esattamente i due radio ricevitori.

Vari dispositivi sono stati proposti, utilizzanti l'effetto di fase, per togliere l'incertezza dei 180°. A tale scopo nel brev. italiano 394119 (10-10-41) la Telefunken sopprime una delle due lancette luminose, che si ottengono con l'uso delle bobine o piastre deflettrici rotanti insieme al telaio, mediante la sovrapposizione, alle tensioni direzionali (*b*, fig. 42-*c*), di una seconda tensione (*e*), ricavata raddrizzando la tensione dovuta alla cardioide (*c*), dopo averla spostata di fase (*d*) di 90°, in modo da portare un massimo laddove si avrebbe lo zero che si deve sopprimere e che darebbe la seconda punta della lancetta. Con la provenienza dietro (punteggiata) resta soppresso lo zero a 270° (linea *g*); con la provenienza avanti si sopprime lo zero a 90° (linea *f*).

Illustreremo due R. B. che risultano entrate nell'uso pratico.

50. – *Radiobussola e. m. Busignies* (1).

È il frutto di uno studio durato 10 anni e che ha richiesto molti tentativi e ricerche per la messa a punto. È specialmente adatta per la navigazione aerea perchè dà direttamente la direzione della stazione emittente riferita all'asse del velivolo.

Un telaio ricevente, ruotando continuamente attorno ad un asse verticale, riceve il massimo allorchè il suo piano passa per il posto emittente: girando ad n giri al secondo si hanno $2n$ massimi di ricezione e $2n$ annullamenti. Se si amplifica e poi si rettifica la R. F. la corrente di B.F. ottenuta ha delle pulsazioni in fase con i massimi di ricezione; la componente alternata di uscita ha quindi la frequenza $2n$ ($2n = 10$ nel modello realizzato).

Ora il telaio è ruotato dallo stesso motore che aziona uno speciale generatore di corrente bifase pure di frequenza $2n$, cioè isocrona con quella di B.F. del radiogoniometro. Queste due correnti di frequenza $2n$ si mandano ad alimentare una lo statore e l'altra il rotore di uno speciale fasometro (fig. 43-*a*), e precisamente il generatore bifase alimenta lo statore e produce in esso un campo magnetico rotante con velocità $2n$, mentre la B.F. radiogoniometrica alimenta il rotore, costituito da un telaietto libero di girare intorno allo stesso asse del campo rotante. Il campo magnetico dovuto alla uscita r. g. e quello rotante dovuto al generatore bifase reagiscono tra loro ed il risultato sarà che il rotore si arresterà nella direzione in cui i successivi istanti di massimo del suo flusso coincidono con i successivi istanti in cui il flusso rotante passa per quella direzione.

Infatti il flusso alternato del rotore si può scomporre in due flussi rotanti in senso inverso ed il rotore sarà spinto a spostarsi

(1) R. Busignies, *Electrical Communication*, ottobre 1936.

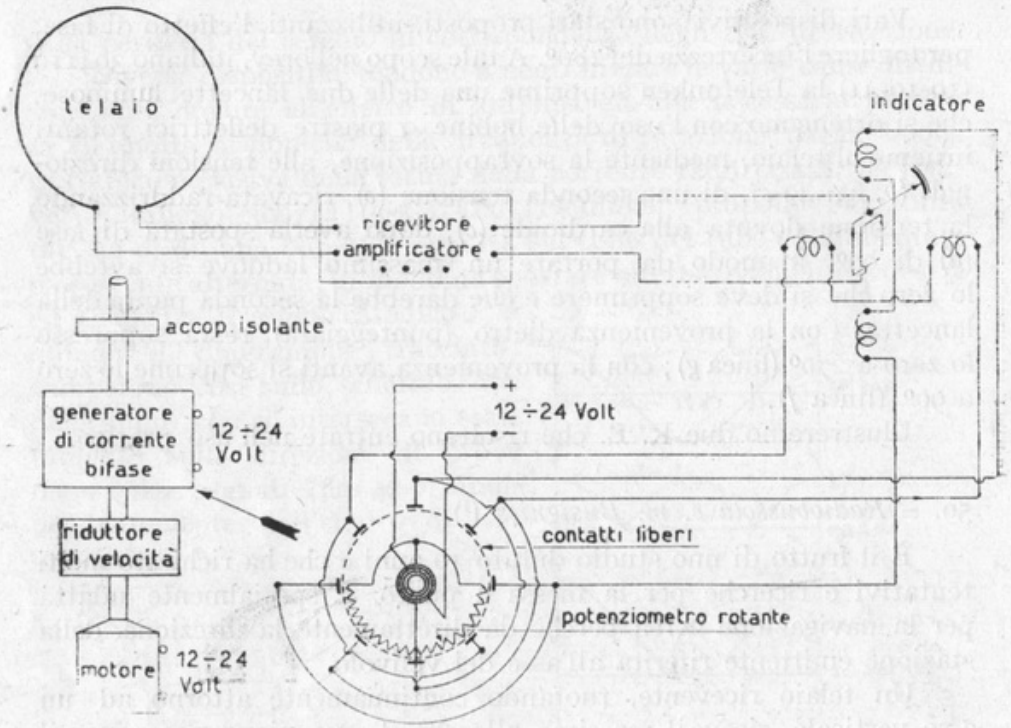


Fig. 43-*a*.

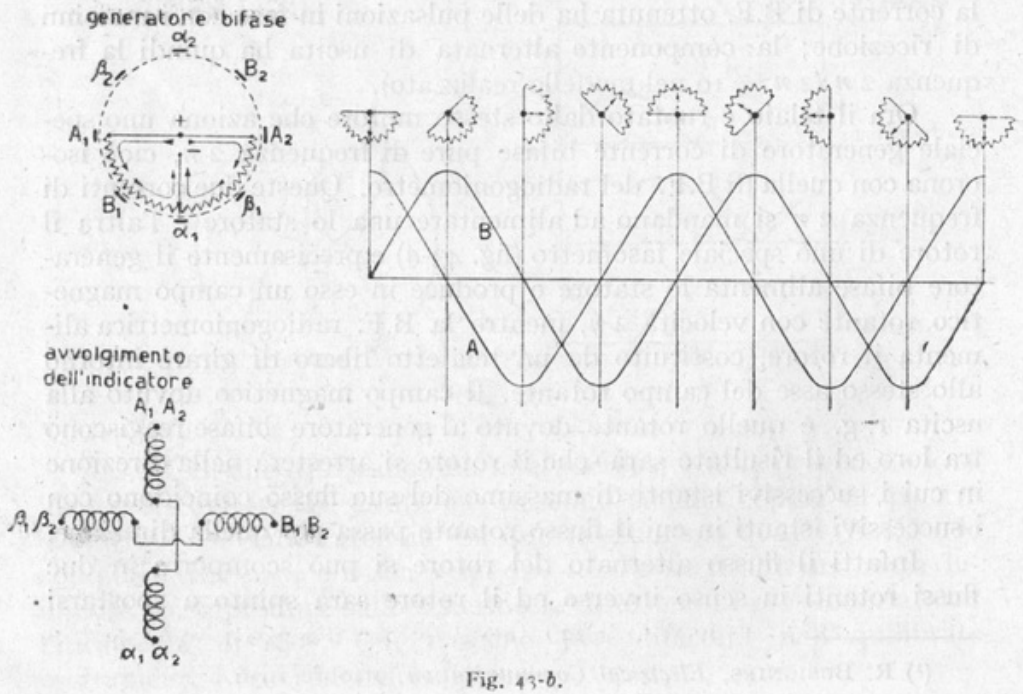


Fig. 43-*b*.

finchè quello, dei suoi due flussi, che ruota nel senso del campo induttore venga a coincidere esattamente con questo; il che avviene precisamente nella posizione anzidetta.

Supponiamo ora di munire il rotore di un indice disposto entro un cerchio graduato fisso; è chiaro che spostandosi la direzione di provenienza dei segnali rispetto all'asse del velivolo, si sposteranno in ciascun giro gli istanti di massima ricezione; varierà quindi la posizione di arresto del rotore e quella del relativo indice sulla graduazione. Se perciò si mette l'asse del velivolo nella direzione di provenienza dei segnali, e si porta lo zero della graduazione in corrispondenza della posizione assunta dall'indice dello statore, l'apparato sarà tarato: esso costituità una bussola che indica la direzione di provenienza riferita all'asse del velivolo, con la sola incertezza di 180°. Anzichè spostare lo zero della graduazione può essere più comodo lasciare questo fisso e variare la fase del generatore in modo che, disposto l'asse del velivolo nella direzione di provenienza dei segnali, l'indice si porti sullo zero della graduazione fissa.

Per questo scopo la fase del generatore bifase si può agevolmente cambiare, data la speciale costruzione di questo. Esso consiste (fig. 43-*b*) in una specie di potenziometro semicircolare alimentato da corrente continua (12 o 14 Volt) e che ruota davanti a 8 spazzole fisse a contatto strisciante colle spire del potenziometro, e disposte ad intervallo di 45°, le due opposte essendo collegate tra loro. Si hanno così 4 prese di corrente che alimentano i due induttori del fasometro nel quale si genera il campo rotante. Per variare la fase della corrente prodotta basta spostare il complesso delle spazzole disposte intorno al potenziometro rotante.

La fig. 43-*b* mostra la successione delle f.e.m. raccolte dalle 4 coppie di spazzole nelle varie posizioni del potenziometro. Ciascun avvolgimento dello statore fa capo a due coppie di spazzole ortogonali: A_1, A_2 ed α_1, α_2 per A; B_1, B_2, e β_1, β_2, per B. I massimi di A coincidono con gli zeri di B e viceversa: essi sono quindi in quadratura.

Nella realizzazione fattane in Francia dalla Standard Electric Company vi sono due bussole distinte, una comprendente tutti i 360° (navigazione) e l'altra solo un settore di 30° (pilota); questa seconda può servire per correggere la derivazione del vento e per l'atterraggio.

Secondo le informazioni della ditta il sistema sarebbe molto sensibile; il telaio r. g. ha solo 30 cm. di diametro ed è quindi poco ingombrante. La precisione raggiunge i 2° a 500 Km.: una grande stazione di radiodiffusione si rileva a 1500 Km.

I disturbi sono eliminati dando molta selettività al ricevitore; ed 1 KHz sarebbe sufficiente per discriminare il segnale utile dal disturbo.

51. – *Radiobussola a tubo catodico per aeroporti* (1).

Nelle condizioni di cattiva visibilità, la determinazione della propria posizione da parte di un velivolo risulta evidentemente facilitata se la stazione radio terrestre con la quale egli comunica può rilevarne l'azimut. Tale operazione viene normalmente compiuta a terra da parte di un posto radiogoniometrico, che a tale scopo richiede al velivolo una apposita trasmissione che deve durare per tutto il tempo necessario alle operazioni di rilevamento.

La radiobussola studiata dal « Bell Laboratories » fornisce a terra direttamente l'azimut cercato, senza richiedere alcuna operazione da parte di radiogoniometristi specializzati, nè una lunga trasmissione dal velivolo.

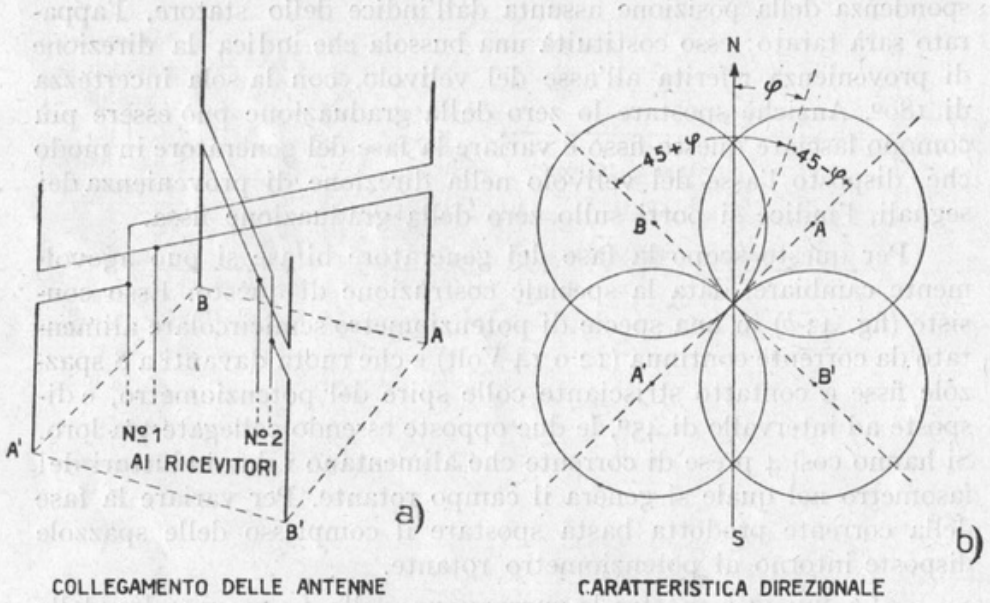


Fig. 44.

Esso lavora sulle frequenze tra 2 e 7 MHz (onde tra 43 e 150 m.) e fornisce una indicazione visiva, direttamente su un quadrante graduato, dell'azimut di provenienza di una emissione radio, sulla quale il posto si sia sintonizzato.

Il complesso d'aereo di ricezione può essere situato nella località più adatta per evitare disturbi, mentre l'indicatore può essere lontano, col relativo apparato di regolazione. Il collegamento tra le due località richiede solo un ordinario circuito telefonico.

(1) H. T. Budembom, *Bell Laboratories Record*. Novembre 1941, pag. 58. Sul medesimo principio, ma con altre modalità di realizzazione, è basato il brevetto italiano L. Zannoni, N. 377392 (16-12-1939).

L'indicatore comprende un sistema aereo (fig. 44-*a*), un radio ricevitore a 10 canali preparati [1] e un pannello indicatore. Sul tubo a raggi catodici del pannello compare una macchia luminosa che a riposo rimane al centro, ma che si muove radialmente sotto l'eccitazione del segnale ricevuto indicando, sul cerchio graduato sovrapposto allo schermo del tubo, direttamente l'azimut di provenienza del segnale in arrivo.

L'indicatore è previsto per lavorare con un trasmettitore di bordo a 10 canali prefissati ed è perciò munito del citato ricevitore pure a 10 canali [1], il che evita ogni operazione di sintonizzazione. Si maneggia un semplice commutatore col quale si sceglie il canale desiderato, che viene identificato dalla illuminazione di una corrispondente lampada spia (a sinistra). Al centro, dietro 6 finestre centrali, vi è un altoparlante di ricezione ed a destra un'altra serie di lampade spia, che indicano la sensibilità scelta.

Il sistema d'aereo comprende quattro dipoli verticali fissi, disposti agli angoli di un quadrato di lato molto minore delle onde di lavoro, ed un quinto dipolo (antenna ausiliaria di senso) disposto al centro del quadrato; questo dipolo serve anche per la comunicazione radiotelefonica col velivolo.

La fig. 44 indica i collegamenti dei dipoli di orientamento ed i relativi diagrammi ad 8 di ricezione. I dipoli sono eccitati dalla componente verticale del campo elettrico mentre le componenti orizzontali, dovute all'effetto di aeroplano di cui si disse al N. 24, sono neutralizzate dal modo di collegamento ai ricevitori, come meglio vedremo alla parte III.

La fig. 45 [2] mostra lo schema semplificato del circuito ricevente, quando il ricevitore è situato presso il sistema dei dipoli riceventi e non occorre la linea di collegamento.

Ciascuna coppia di dipoli è collegata all'ingresso di un proprio modulatore ad altalena, B_1 per una coppia, B_2 per l'altra, alimentato ciascuno da un proprio generatore di bassissima frequenza (forse 30 ÷ 100 Hz), A_1 per una coppia, A_2 per l'altra.

Il segnale direzionale, equivalente all'ordinario segnale di telaio, viene così modulato e amplificato ma nel contempo privato, dal complesso modulante ad altalena, dell'onda portante di modulazione come richiesto per ottenere l'effetto di fase di cui si disse al N. 12 (pag. 23).

Il segnale del dipolo centrale, equivalente al segnale dell'antenna

---

(1) Bell Laboratories Records, giugno 1941. Riassunto sul « Bollettino Tecnico I.M.S.T. », n. 6 - novembre-dicembre 1941, pag. 224.

(2) Va completata accennando ai collegamenti dei punti centrali, tra K_{11} e K_{12} e tra K_{21} e K_{22}, con le rispettive batterie di placca.

ausiliaria, viene invece semplicemente amplificato ma non modulato, appunto per ottenere l'effetto di fase.

Al ricevitore giungono così i segnali captati dai dipoli in condizioni di fornire, dopo rettificazione, correnti proporzionali a $\cos\varphi \cos pt$ cioè dipendenti da $\cos\varphi$ sia come ampiezza che come fase. Ciò risulta anche dalla fig. 46. Nella prima linea sono indicate le f.e.m. direzionali fornite da una coppia di dipoli secondo due provenienze opposte in P e Q. Esse sono prive dell'onda portante di modulazione (di periodo $T = 2\pi/p$) cioè sono del tipo $B \cos\varphi \cos pt$

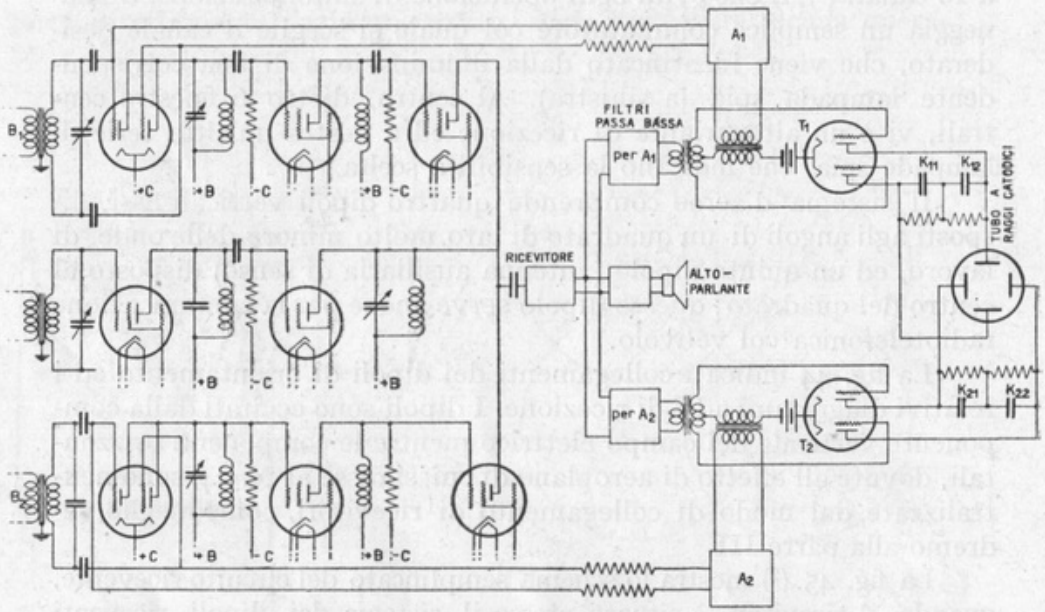


Fig. 45.

$\cos\omega t$ e sono perciò di fasi opposte in P e Q. Nella seconda riga è la f.e.m. $A \cos\omega t$ di antenna, non modulata. Dalla somma $A\left(1 + \frac{B}{A}\cos\varphi \cos pt\right)\cos\omega t$, dopo rettificazione, si otterrà la sola modulazione (di periodo $2\pi/p$) che risulta di fasi opposte in P'' e Q'' (3ª riga).

In assenza dei segnali in arrivo, i modulatori A_2 ed A_1, attraverso i doppi triodi di T_1 e T_2 di cui alimentano le griglie in parallelo, caricano ugualmente i condensatori K_{11} e K_{12}, K_{21} e K_{22} e le piastre del tubo catodico ad essi collegate. La macchia catodica rimane perciò al centro.

Arrivando un segnale (fig. 44-*b*) esso farà giungere al filtro A_1 una f.e.m. di frequenza A_1 e di ampiezza proporzionale a $\cos(45° + \varphi)$ ed al filtro A_2 una f.e.m. di frequenza A_2 e di ampiezza proporzionale a

cos (45° — φ). Supponiamo ora che, nell'alternanza in cui il modulatore A_1 rende le due griglie del doppio triodo T_1 entrambe positive, arrivi un segnale dal filtro A_1 in fase tale da rendere positiva la griglia superiore e negativa la griglia inferiore dello stesso doppio triodo T_1.

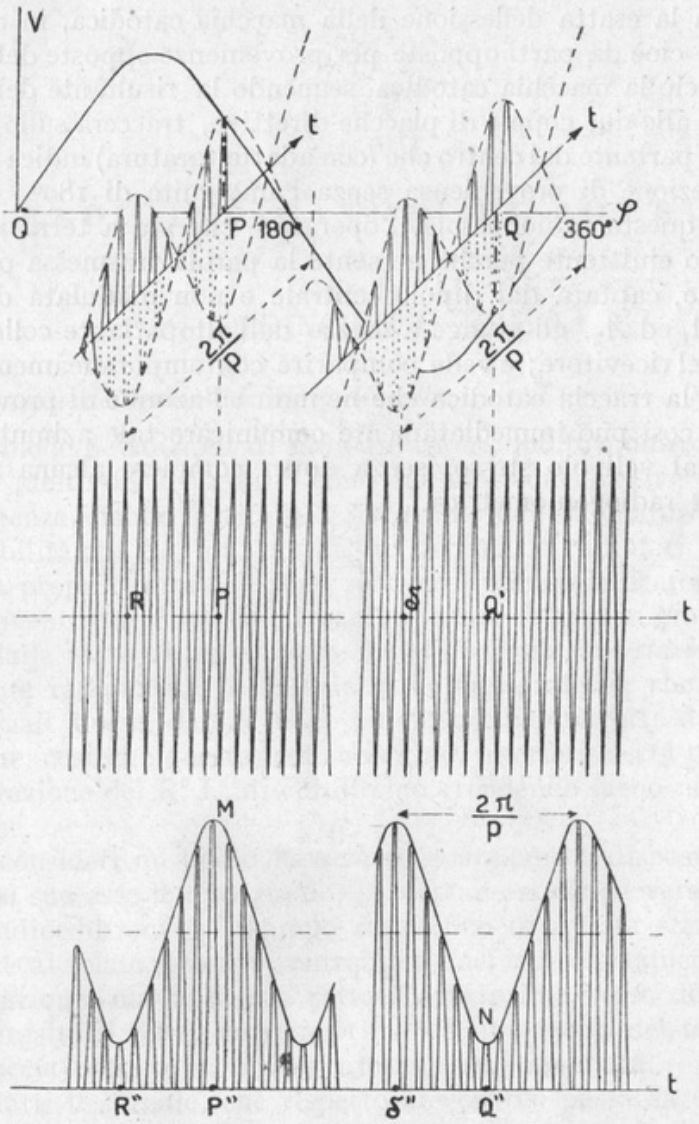


Fig. 46.

In questo caso sarà caricato il condensatore K_{12} più del K_{11} perchè la corrente della placca di T_1 collegata a K_{12} sarà più intensa di quella della placca collegata a K_{11}. Se, nella stessa alternanza in cui le griglie del T_1 sono entrambe positive, la f.e.m. proveniente dal

filtro A_1 rendesse invece positiva la griglia inferiore e negativa la superiore, allora sarebbe caricato più K_{11} di K_{12}. Si vede cosí che la inversione della f.e.m. proveniente dai filtri A_1 e A_2 inverte la posizione della macchia catodica; e poichè rovesciando la direzione di provenienza dei segnali le f.e.m. direzionali invertono la fase, così si otterrà la esatta deflessione della macchia catodica, in ampiezza e senso e cioè da parti opposte per provenienze opposte del segnale.

Con ciò la macchia catodica, seguendo la risultante delle d.d.p. applicate alle due coppie di placche direttive, traccerà sullo schermo una retta partente dal centro che (con adatta taratura) indica l'azimut della direzione di provenienza senza l'ambiguità di 180°.

Con questa radiobussola, l'operatore che sta a terra identifica il velivolo emittente perchè ne sente la parola trasmessa per radiofonia, che, captata dal dipolo centrale e non modulata dalle frequenze A_1 ed A_2, gli giunge a mezzo dell'altoparlante collegato all'uscita del ricevitore; e vede comparire contemporaneamente, sullo schermo, la traccia catodica che ne indica l'azimut di provenienza.

Egli così può immediatamente comunicare tale azimut per radiofonia al velivolo stesso, senza dover compiere alcuna manovra di ricerca radiogoniometrica.

Capo VII.

RADIOINDICATORI DI ROTTA

A) – PRINCIPII GENERALI

52. *Principii dei radioindicatori di rotta.*

Le moderne stazioni di radiodiffusione, molto numerose e funzionanti molte ore del giorno con emissioni continuative e di notevole potenza, hanno attirato l'attenzione dei navigatori aerei per la possibilità che esse offrono da funzionare da radiofari su cui dirigere la propria rotta. Ne sono sorti cosí i Radioindicatori di rotta (R. I.) aventi per scopo di rilevare, in senso se non in grandezza, lo scarto dalla rotta di un velivolo che *si dirige su una stazione*, preferibilmente radiofonica. Le stazioni radiotelegrafiche, che emettono cioè segnali Morse, danno luogo ad emissioni interrotte dalla manipolazione, cosicchè questa, col suo ritmo, interferisce col ritmo della commutazione del R. I., di cui diremo, rendendo meno netta la indicazione.

Si consideri un telaio fisso su un aeroplano e disposto normalmente al suo asse longitudinale; l'aeroplano si diriga verso una stazione radioemittente; il campo magnetico di questa stazione sarà tangente al telaio e non vi entrerà se l'aereo è esattamente diretto sulla stazione, ma se la sua rotta scarta prima verso destra e poi verso sinistra il flusso entrerà prima da una faccia del telaio e poi dalla faccia opposta, e la corrente in esso siinvertirà.

Infatti il segnale, che rispetto al velivolo passa da destra a sinistra, rispetto al telaio passa da dietro ad avanti (φ da $9^0 + \varepsilon$ a $90^0 - \varepsilon$, e $\cos\varphi$ da $-\operatorname{sen}\varepsilon$ a $+\operatorname{sen}\varepsilon$).

Se invece di tenere fisso il telaio lo si sposta successivamente su due direzioni simmetriche rispetto all'asse del velivolo, esso capterà segnali di ugual forza se il velivolo è diretto sul posto emittente, è di forze diverse se ne è scartato.

Su queste due osservazioni sono basati i R. I.; la prima considera una differenza di fasi; la seconda una differenza di ampiezze. La prima suggerisce l'applicazione dell'effetto di fase, già visto al N. 51 e di cui daremo altri esempi. La seconda suggerisce lo sfruttamento di un effetto differenziale, o di confronto.

A tale scopo si può operare in questo modo: si sposti il telaio

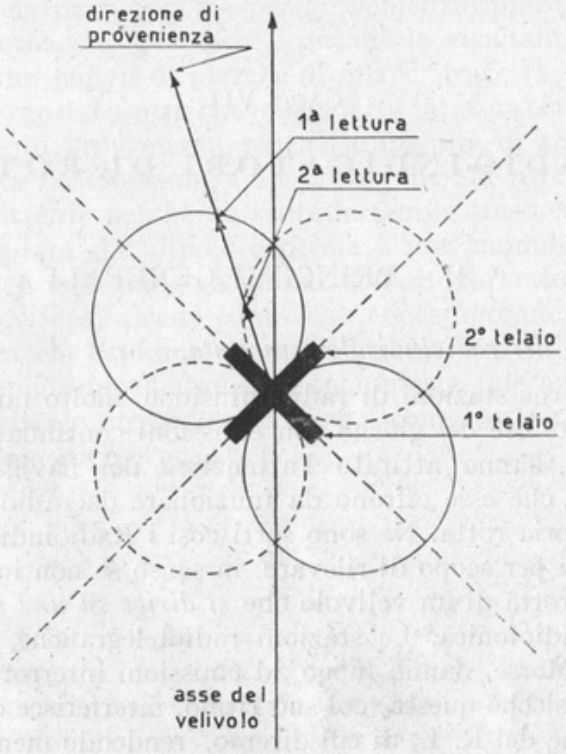


Fig. 47.

portandolo nel centro del quadrante destro avanti e si misuri la corrente di uscita; si sposti quindi al centro del quadrante sinistro avanti, e si misuri ancora la corrente: evidentemente la corrente maggiore indicherà la parte da cui trovasi la direzione di provenienza (fig. 47).

Un altro modo di ottenere lo stesso risultato consiste nell'invertire la cardioide ottenuta con il telaio fisso perpendicolare all'asse del velivolo e l'antenna ausiliaria (fig. 48). Invertendo l'accoppiamento del telaio all'antenna, la cardioide si sposta a destra o a sinistra; leggendo ogni volta la indicazione di uscita si vede da quale parte si ha maggiore uscita e questa (per un conveniente senso dell'accoppiamento), sarà la parte dalla quale trovasi la direzione di provenienza.

Anzichè invertire l'accoppiamento dell'antenna al telaio si può ottenere la inversione della cardioide collegando alla ricezione l'una o l'altra metà del telaio di cui il centro sia messo a terra, oppure mettendo a terra l'uno o l'altro estremo del telaio, di cui il centro sia collegato all'ingresso del ricevitore.

Analogamente, invece di spostare il telaio dalla destra alla sinistra del velivolo si possono commutare due telai disposti perma-

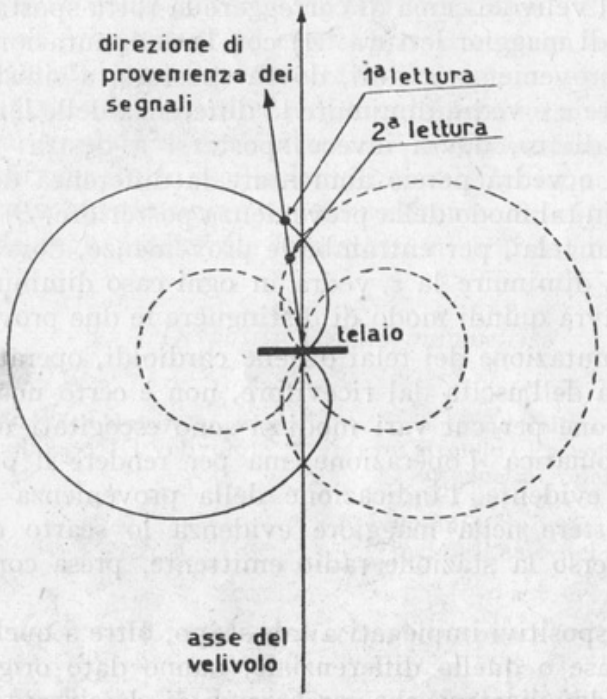


Fig. 48.

nentemente a 45° coll'asse del velivolo, uno a destra ed uno a sinistra.

È bene tenere presente, come risulta dalle fig. 47 e 48, che i due modi, commutazione dei telai e commutazione della cardioide, sono equivalenti solo se il velivolo si avvicina al posto emittente, mentre danno indicazioni opposte se il velivolo se ne allontana.

Sia infatti ε lo scarto dell'asse del velivolo (direzione di rotta), dalla direzione di provenienza dei segnali; se prendiamo l'origine degli azimut dal lato sinistro del telaio ed osserviamo le letture nei vari casi, vedremo:

A) Commutazione delle cardioidi (fig. 48): *a*) provenienza avanti: la prima lettura dà $A + B \cos (90^\circ - \varepsilon)$ e supera la seconda $A + B \cos (270^\circ - \varepsilon)$, di $2\,B \operatorname{sen} \varepsilon$. *b*) provenienza dietro, la prima

dà $A + B \cos (270^\circ - \varepsilon)$ e sarà superata dalla seconda, $A + B \cos (90^\circ - \varepsilon)$, ancora di $2\,B$ sen ε.

B) Commutazione di telai: *a*) provenienze avanti (fig. 47): la prima lettura, $B \cos (45^\circ - \varepsilon)$, supera la seconda, $B \cos (315^\circ - \varepsilon)$, di $\sqrt{2}\,B$ sen ε; *b*) provenienze dietro; le letture cambiano solo segno ma la prima supera ancora la seconda di $\sqrt{2}\,B$ sen ε, come in *a*).

Così se il velivolo cerca di correggere la rotta spostandosi verso la direzione di maggior lettura: *A*) con la commutazione delle cardiodi ed *a*) provenienza avanti, dovrà spostarsi a sinistra; con ciò farà diminuire ε e vedrà diminuire la differenza delle letture; *b*) per provenienze dietro, dovrà invece spostarsi a destra: farà quindi aumentare ε e vedrà perciò aumentare la differenza delle letture; si accorgerà in tal modo della provenienza posteriore. *B*) con la commutazione dei telai, per entrambe le provenienze, dovrà portarsi a sinistra, farà diminuire la ε, vedrà in ogni caso diminuire la differenza e non avrà quindi modo di distinguere le due provenienze.

La commutazione dei telai o delle cardioidi, operata a mano e con la lettura dell'uscita dal ricevitore, non è certo una operazione comoda, ragione per cui vari modi si sono escogitati non solo per rendere automatica l'operazione, ma per rendere il più possibile comoda ed evidente l'indicazione della provenienza dei segnali, cioè per mettere nella maggiore evidenza lo scarto del velivolo dalla rotta verso la stazione radio emittente, presa come meta del volo.

I vari dispositivi impiegati a tale scopo, oltre a quelli sfruttanti l'effetto di fase o quello differenziale, hanno dato origine a molti modelli di radiondicatori, che cercheremo di classificare per rendere più facile di comprenderne il funzionamento.

53. – *Classificazione dei radioindicatori di rotta.*

I due dispositivi fondamentali restando quelli ora esaminati, cioè: *a*) a commutazione di due telai disposti a 45° dall'asse e *b*) ad inversione della cardioide, una prima distinzione risulta dal modo con cui la commutazione od inversione è ottenuta, modo che può essere meccanico od elettrico; il primo mediante un commutatore rotante che compie la commutazione con ritmo di qualche inversione al secondo; il secondo con una corrente alternata di commutazione di 20 ÷ 100 periodi al sec., che rende alternativamente attiva l'una e l'altra delle parti da commutare o da invertire.

Un'altra distinzione riguarda i dispositivo indicatori, i quali possono classificarsi in dispositivi visivi ed uditivi.

Quelli uditivi sono essenzialmente basati sul metodo degli equisegnali, con l'uso di impulsi Morse complementari, di cui diremo innanzi.

Quelli visivi possono essere: *a*) ad *indice mobile* di uno strumento a corrente continua od a corrente alternata. Con la c.c. si rileva il senso della corrente raddrizzata prevalente all'uscita dal ricevitore (effetto differenziale); con la c.a. se ne utilizza la fase, rispetto a quella della corrente di commutazione (effetto di fase). Oppure: *b*) ad *equisegnali*, ad esempio mediante un oscillografo catodico o mediante un frequenzimetro. Col primo i segnali vengono convertiti in macchie catodiche di diversa ampiezza da confrontare tra loro; col secondo si deve ottenere la conversione, degli stessi segnali da paragonare, in oscillazioni di laminette frequenziometriche. Nei due casi si sfrutta un effetto di confronto. Si possono così riassumere nella seguente tavola le distinzioni ora esaminate:

I. – *Dispositivo radiogoniometrico*

A	B
A commutazione di due telai incrociati (a 45° coll'asse d l velivolo).	Ad inversione della cardioide; *a*) invertendo l'accoppiamento dell'antenna al telaio (normale all'asse del velivolo) *b*) commutando i lati del telaio (normale all'asse del velivolo).

II. – *Modo di commutazione*

A	B
Meccanico - con commutatore rotante - 5 ÷ 20 circa commutazioni al secondo.	Elettrico - con tensione alternata di commutazione - 20 ÷ 100 periodi al secondo.

III. – *Tipo di indicatore*

A	B	
Uditivo	Visivo	
con *equisegnali* - mediante impulsi Morse complementari	*a*) con indice mobile 1) a corrente continua 2) a corrente alternata	*b*) con equisegnali 1) a macchia catodica 2) a frequenzimetro

I radioindicatori attualmente in uso derivano dalla combinazione dei due diversi dispositivi R. G. con i diversi modi di commutazione e con i vari tipi di indicatori. Ne esamineremo alcuni tra i più caratteristici.

B) – VARI TIPI DI RADIOINDICATORI DI ROTTA

54. – *Radioindicatore Diekmann a commutazione di telai incrociati.* Dieckmann sembra che sia stato il primo {32}, nel 1926, a pro-

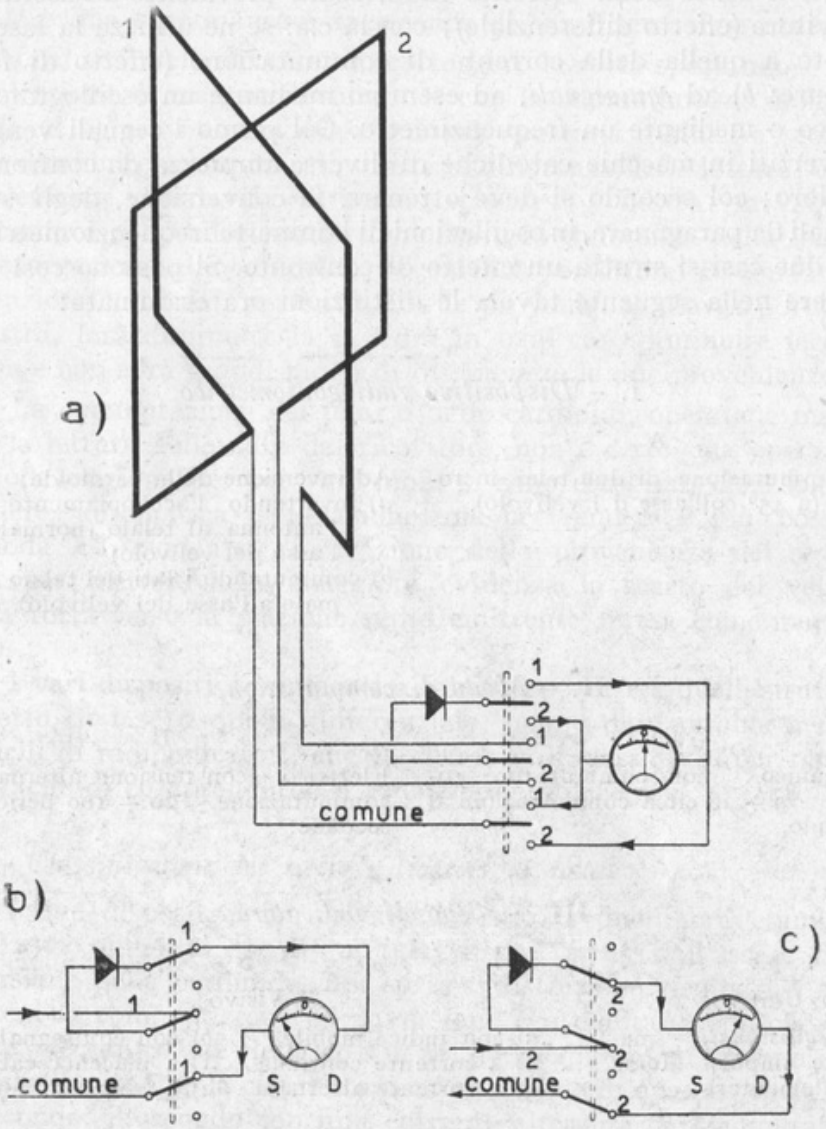


Fig. 49.

porre ed a realizzare l'artificio della contemporanea commutazione del telaio e del senso di percorrenza della corrente nello strumento indicatore.

La fig. 49 mostra lo schema di principio. I due telai, fissi sull'aeroplano e disposti a 45° con l'asse dell'aereo, sono collegati alternativamente al ricevitore rettificatore mentre lo stesso commutatore scambia la direzione di ingresso nel milliamperometro; segue che quando è collegato il telaio sinistro il milliamperometro è predisposto per segnare a sinistra, ed è predisposto per segnare a destra quando è attaccato il telaio di destra.

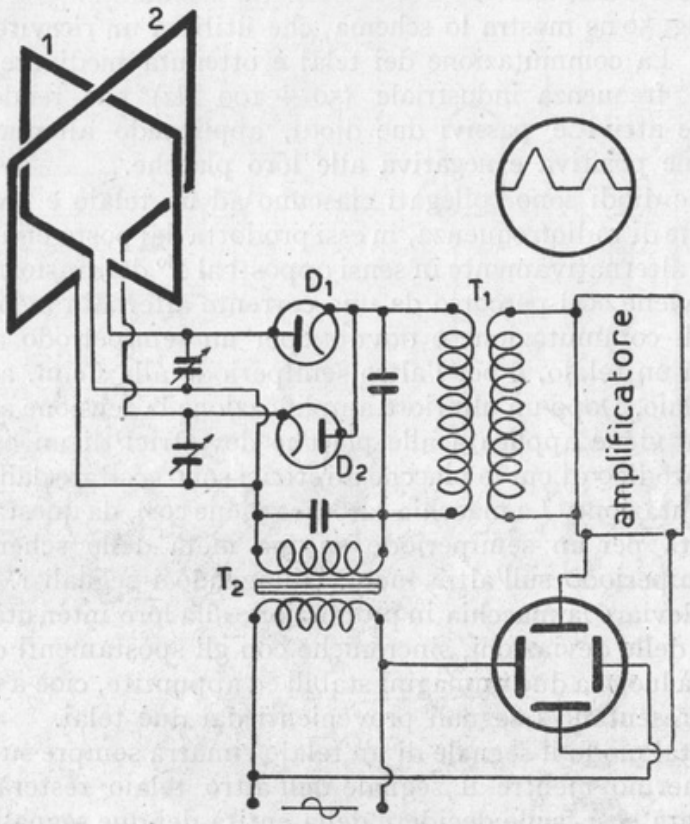


Fig. 50.

Se la commutazione è abbastanza rapida e lo strumento molto smorzato esso finirà per spostarsi dalla parte prevalente.

Cioè, se prevale il telaio di destra, perchè il segnale proviene da avanti destra (o dietro a sinistra) l'indice si sposterà a destra. Se la provenienza è a metà tra i due telai, in entrambe le posizioni del commutatore il milliamperometro sarà sollecitato ugualmente, sia per spostarsi a destra che a sinistra, e rimarrà perciò fermo al centro.

La D.V.G. (1) ha realizzato un tipo di R. I. a telai incrociati

(1) E. Rosenkranz, *Hoch Frequenz Technik und E. A.*, febbraio 1941. p. 47.

con possibilità di aggiungere l'antenna ausiliaria di senso, per togliere l'ambiguità di 180°, determinando la commutazione di due cardioidi spostate di 90° anzichè di 180°. Sembra che i risultati siano stati inferiori a quelli ottenuti con la semplice inversione di cardioide, che usa lo stesso dispositivo di commutazione, e che è descritta al N. 59

55. – *R. I. Marconi a tubo catodico* (1).

La fig. 50 ne mostra lo schema, che utilizza un ricevitore a tubo catodico. La commutazione dei telai è ottenuta mediante una corrente di frequenza industriale (50 ÷ 100 Hz) che rende alternativamente attivi e passivi due diodi, applicando alternativamente la tensione positiva e negativa alle loro placche.

I due diodi sono collegati ciascuno ad un telaio e raddrizzano la corrente di radiofrequenza, in essi prodotta dal posto emittente, inviandola alternativamente in sensi opposti al 1° del trasformatore T_1 il quale viene così percorso da una corrente alternata avente la frequenza di commutazione e dovuta, per un semiperiodo alla f.e.m. agente in un telaio, e per l'altro semiperiodo alla f.e.m. agente sull'altro telaio. Dopo un'ulteriore amplificazione la tensione alternativa risultante viene applicata alle placche deviatrici di un oscillografo a tubo catodico di cui le placche direttrici sono eccitate dalla tensione di commutazione. La macchia catodica viene così, da questa tensione, mantenuta per un semiperiodo su una metà dello schermo e per altro semiperiodo sull'altra metà. Giungendo i segnali r. g. questi faranno deviare la macchia in proporzione alla loro intensità e la successione delle deviazioni, sincroniche con gli spostamenti della macchia, darà luogo a due immagini stabili ed appuntite, cioè a due guizzi che rappresentano i segnali provenienti dai due telai.

Per tal modo il segnale di un telaio rimarrà sempre su una metà dello schermo mentre il segnale dell'altro telaio resterà sull'altra metà e sarà così facile decidere della entità dei due segnali: se i due diodi sono bene equilibrati la uguaglianza dei due guizzi indica la rotta giusta.

La precisione di questo apparato, comune con quelli a commutazione di due telai, sembra notevole, dato che quando i segnali sono quasi uguali tra loro, la variazione di ampiezza dei segnali stessi al variare dell'angolo di provenienza è molto forte, perchè quella posizione corrisponde al valore $\varphi = 45°$ e si ha $\left(\frac{d \cos \varphi}{d\varphi}\right)_{\varphi=45°} =$ $= \text{sen } 45° = 0{,}707$, cioè 7/10 della massima variazione ottenibile con $\varphi = 90°$ (zero del diagramma ad 8).

(1) Brevetto inglese 467892, 1935.

L'esperienza prova che la forma del segnale in arrivo, cioè l'aspetto particolare dei due guizzi che compaiono sullo schermo, rende più facile evitare confusioni, con disturbi o con segnali estranei a quelli che si vogliono rilevare, che non con altri mezzi acustici o visivi.

Questo effetto di confronto tra segnali catodici dovuti a due aerei direttivi ed alternativamente attivi ha avuto interessanti applicazioni nei più moderni apparati R.G., cioè nei radiolocalizzatori.

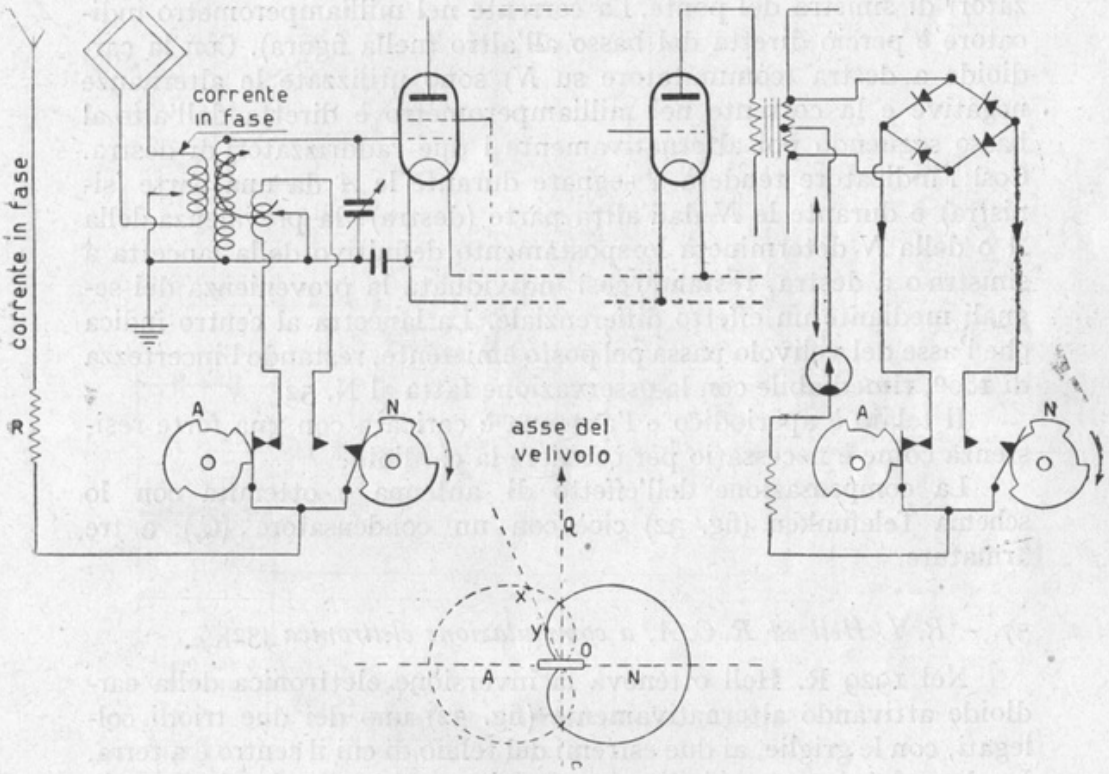


Fig. 51.

56. - *R. I. Telefunken a inversione di cardioide.*

La inversione è ottenuta rovesciando l'accoppiamento dell'antenna al circuito di entrata del ricevitore. Vi è pure combinato il sistema equisegnale che sostituisce l'indicatore visuale quando i segnali sono troppo deboli e inadatti a muovere l'indicatore stesso.

Una doppia camma (fig. 51) manipola con due segni Morse complementari (*A* e *N*), i due sensi di accoppiamento dell'antenna, invertendo cosí la cardioide a sinistra o a destra; contemporaneamente si inverte il senso di passaggio della corrente mediante un raddriz-

zatore a ponte nel quale i due sensi della corrente sono invertiti con analoga e sincrona manipolazione. Se la provenienza dei segnali è a sinistra, come in figura, il ricevitore riceverà come Ox durante le A e come Oy durante le N.

Con la cardioide a sinistra (commutatore chiuso su A) la corrente nel milliamperometro è determinata dalle alternanze positive della f.e.m. agente agli estremi del 2° del trasformatore della B.F. di uscita del ricevitore, che azionano alternativamente i due raddrizzatori di sinistra del ponte. La corrente nel milliamperometro indicatore è perciò diretta dal basso all'altro (nella figura). Con la cardioide a destra (commutatore su N) sono utilizzate le alternanze negative e la corrente nel milliamperometro è diretta dall'alto al basso seguendo poi alternativamente i due raddrizzatori di destra. Così l'indicatore tenderà a segnare durante le A da una parte (sinistra) e durante le N dall'altra parte (destra): la prevalenza della A o della N determinerà lo spostamento definitivo della lancetta a sinistra o a destra, restando così individuata la provenienza dei segnali mediante un effetto differenziale. La lancetta al centro indica che l'asse del velivolo passa pel posto emittente, restando l'incertezza di 180°, rimediabile con la osservazione fatta al N. 52.

Il telaio è aperiodico e l'antenna è caricata con una forte resistenza come è necessario per ottenere la cardioide.

La compensazione dell'effetto di antenna è ottenuta con lo schema Telefunken (fig. 32) cioè con un condensatore (C_r) a tre armature.

57. – *R. I. Hell ed R. C. A. a commutazione elettronica* {32}.

Nel 1929 R. Hell otteneva la inversione elettronica della cardioide attivando alternativamente (fig. 52) uno dei due triodi collegati, con le griglie, ai due estremi del telaio di cui il centro è a terra. Le due placche sono riunite in un solo conduttore che si accoppia all'ingresso del ricevitore. L'attivazione è ottenuta con una tensione di commutazione che rende alternativamente positiva l'una e l'altra delle due griglie.

Consideriamo dapprima il sistema come un R.G. semplice, supponendo esclusa una delle due valvole.

La corrente di R.F. di placca sarà in fase con la tensione dell'estremo del telaio collegato alla griglia attiva, tensione che è in fase con il campo incidente se il telaio è *accordato* (f.e.m. agente in quadratura; corrente di telaio in quadratura; d.d.p. di griglia in fase).

Accoppiandosi al circuito di ingresso essa vi introduce una f.e.m. in quadratura col campo. Per ottenere la cardioide l'antenna deve

introdurvi anch'essa una f.e.m. in quadratura col campo ed essere quindi accordata (f.e.m. e corrente d'antenna in fase, f.e.m. indotta in quadratura).

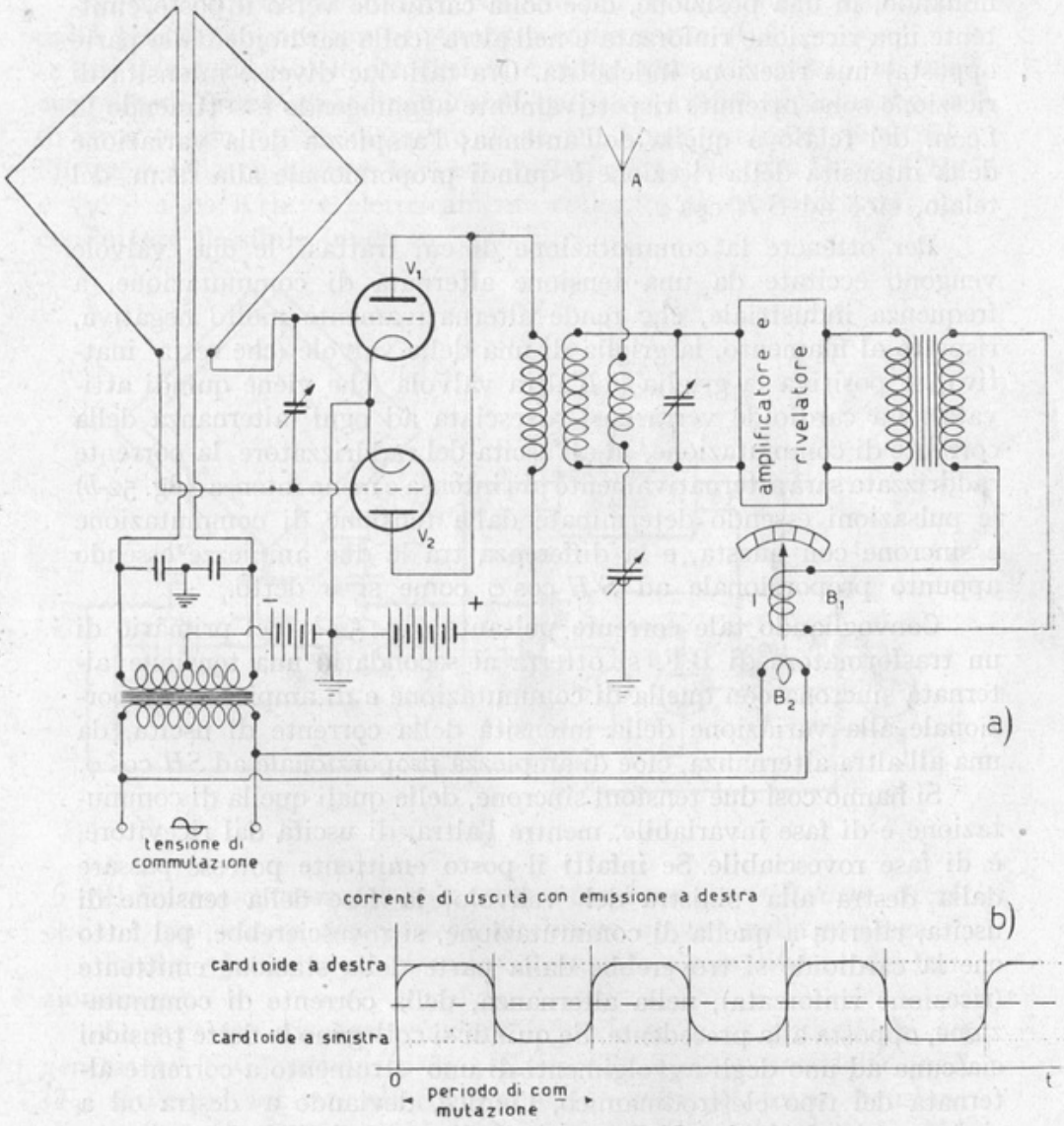


Fig. 52.

Ottenuta la cardioide con una delle due valvole supponiamo di spegnere o di interdire tale valvola e di attivare l'altra: è facile vedere che la cardioide si inverte. Infatti le f.e.m. di R.F. agenti sui due lati del telaio sono opposte di fase, cosicchè se su uno dei lati la f.e.m. è concordante con quella dell'antenna, sull'altro lato essa le

sarà opposta. Attivando una valvola si avrà dunque la somma delle due f.e.m., ed attivando l'altra si otterrà la differenza.

Si passa così la cardioide da destra a sinistra e viceversa, determinando, in una posizione, cioè colla cardioide verso il posto emittente una ricezione rinforzata e nell'altra (colla cardioide dalla parte opposta) una ricezione indebolita. Ora tali due diverse intensità di ricezione sono ottenute rispettivamente aggiungendo e sottraendo la f.e.m. del telaio a quella dell'antenna; l'ampiezza della variazione della intensità della ricezione è quindi proporzionale alla f.e.m. del telaio, cioè ad $S\,H \cos \varphi$.

Per ottenere la commutazione di cui trattasi le due valvole vengono eccitate da una tensione alternata di commutazione, a frequenza industriale, che rende alternativamente molto negativa, rispetto al filamento, la griglia di una delle valvole (che resta inattiva), e positiva la griglia dell'altra valvola (che viene quindi attivata). La cardioide verrà così rovesciata ad ogni alternanza della corrente di commutazione, ed all'uscita del raddrizzatore la corrente raddrizzata sarà alternativamente più intensa e meno intensa (fig. 52-*b*) le pulsazioni essendo determinate dalla tensione di commutazione e sincrone con questa, e la differenza tra le due ampiezze essendo appunto proporzionale ad $S\,H \cos \varphi$ come si è detto.

Convogliando tale corrente pulsante (fig. 52-*b*) nel primario di un trasformatore di B.F. si otterrà al secondario una tensione alternata sincrona con quella di commutazione e di ampiezza proporzionale alla variazione della intensità della corrente di uscita, da una all'altra alternanza, cioè di ampiezza proporzionale ad $SH \cos \varphi$.

Si hanno cosí due tensioni sincrone, delle quali quella di commutazione è di fase invariabile, mentre l'altra, di uscita dal ricevitore, è di fase rovesciabile. Se infatti il posto emittente potesse passare dalla destra alla sinistra del velivolo, la fase della tensione di uscita, riferita a quella di commutazione, si rovescierebbe, pel fatto che la cardioide si troverebbe dalla parte della stazione emittente (ricezione rinforzata), nella alternanza, della corrente di commutazione, opposta alla precedente. Se quindi si collegano le dette tensioni ciascuna ad uno degli avvolgimenti di uno strumento a corrente alternata del tipo elettrodinamico, l'indice, deviando a destra od a sinistra secondo la fase della tensione di uscita, indicherà se il posto radio emittente è a destra od a sinistra del velivolo (cioè dietro od avanti, rispetto al telaio normale all'asse del velivolo).

Quanto sopra si può sintetizzare dicendo che l'amplificatore ad altalena, collegato agli estremi del telaio, immette nel circuito d'ingresso la f.e.m. del telaio amplificata, modulata alla frequenza della commutazione e priva della portante di commutazione; l'aggiunta

nel circuito di ingresso, della f.e.m. d'antenna non modulata realizza in tal modo il necessario effetto di fase.

Il principio di questo R. I. è stato più recentemente realizzato dalla Radio Corporation of America come segue (1).

Il telaio, di piccole dimensioni e molte spire, è montato in una custodia di forma aereodinamica di bachelite avente una lunghezza di circa 60 cm. ed un diametro di 20 cm.; può rotare di 360° nell'interno della custodia e lavorare nelle gamme da 200 ÷ 410 KHz e 550 ÷ 1500 KHz; è elettricamente collegato al ricevitore con un conduttore flessibile lungo m. 2,50 circa.

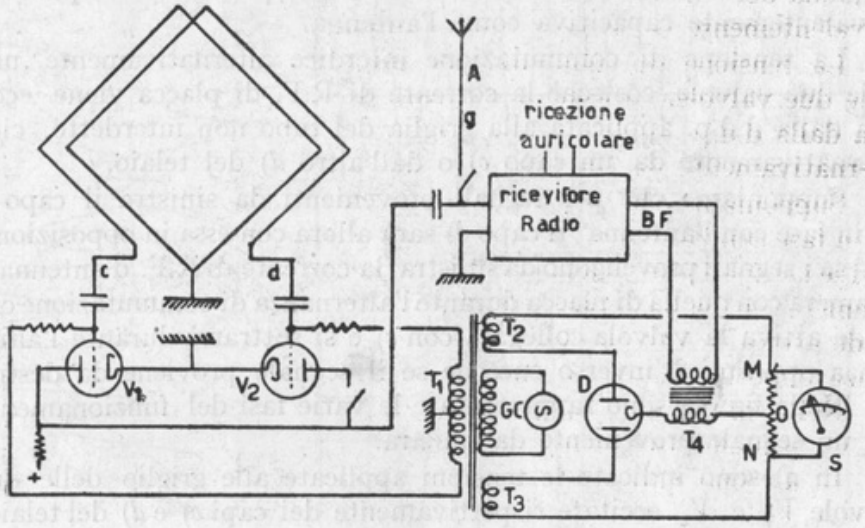


Fig. 53.

Il microamperometro a c.c., che funziona da *indicatore* di ricezione, può essere disposto sul ricevitore oppure nella carlinga.

La fig. 53 mostra un circuito schematico e semplificato del funzionamento.

La tensione di commutazione è prodotta, a 95 periodi, da un generatore (G.C.) provvisto di 3 uscite (T_1, T_2, T_3) una delle quali (T_1) serve per eccitare alternativamente i tubi del telaio (tensione di commutazione), mentre le altre due provocano la corrente che passa nell'indicatore (S). Questo è costituito da un circuito normalmente bilanciato ed ha il microamperometro a forte smorzamento, incapace perciò di seguire le rapide variazioni della corrente, di cui si limita ad indicare il valore medio. Quando il ricevitore radio non funziona, tale valore medio, provocato dalla sola tensione di com-

(1) R. C. A. Review, aprile 1938, pag. 475.

mutazione, è nullo perchè la tensione raddrizzata dal doppio diodo D, è applicata alternativamente tra O ed M e tra O ed N.

L'aggiunta della f.e.m. proveniente dal ricevitore attraverso il trasformatore (T_4), sfruttando l'effetto di fase rinforza l'una o l'altra delle due f.e.m. suddette e provoca la deviazione a destra o a sinistra.

Esaminiamo un po' minutamente il funzionamento di questo complesso.

Essendo aperiodica l'antenna, per ottenere la cardioide anche il telaio viene *disaccordato*, con un apposito condensatore variabile, portandolo su di una frequenza di risonanza più alta (del 2 al 3 %) di quella del segnale in arrivo. Ciò ciò esso acquista una impedenza prevalentemente capacitiva come l'antenna.

La tensione di commutazione interdice alternativamente una delle due valvole, cosicchè la corrente di R.F. di placca viene eccitata dalla d.d.p. applicata alla griglia del tubo non interdetto, cioè alternativamente da un capo *c*) o dall'altro *d*) del telaio.

Supponiamo che per segnali provenienti da sinistra il capo *c*) sia in fase con l'antenna; il capo *d*) sarà allora con essa in opposizione. Così se i segnali provengono da sinistra, la corrente di R.F. d'antenna si sommerà con quella di placca durante l'alternanza di commutazione che rende attiva la valvola collegata con *c*) e si sottrarrà durante l'alternanza opposta. L'inverso succede se il segnale proviene da destra.

Nella fig. 54 sono rappresentate le varie fasi del funzionamento per un segnale proveniente da sinistra.

In *a*) sono indicate le tensioni applicate alle griglie delle due valvole V_1 e V_2 eccitate rispettivamente dei capi *c*) e *d*) del telaio. La linea *b*) mostra la corrispondente corrente di placca con la componente di R.F. *c'*) *d'*).

Nella prima alternanza di commutazione è eccitata la V_1 connessa col capo *c*) che sappiamo essere in fase con l'antenna; nella seconda alternanza è eccitata la valvola V_2, connessa col capo *d*) opposto di fase con l'antenna. Perciò nella (linea *c*) la corrente d'antenna *g*) risulta in fase con quella di telaio nella 1ª alternanza ed opposta nella 2ª, dando luogo, linea *d*), prima alla somma e poi alla differenza delle due componenti. Così alla uscita del ricevitore, la rivelazione, sopprimendo la R.F., lascia la B.F. (*j*), sincrona con la frequenza di commutazione e con la 1ª alternanza positiva e la 2ª negativa. Se il segnale provenisse da destra, sarebbe il capo *d*) in fase con l'antenna e *c*) quello in opposizione, perciò nella prima alternanza di commutazione antenna e telaio si opporrebbero, mentre concorderebbero nella 2ª, e l'uscita di B.F. del ricevitore avrebbe la prima alternanza negativa e la seconda positiva; cioè l'opposto del caso precedente.

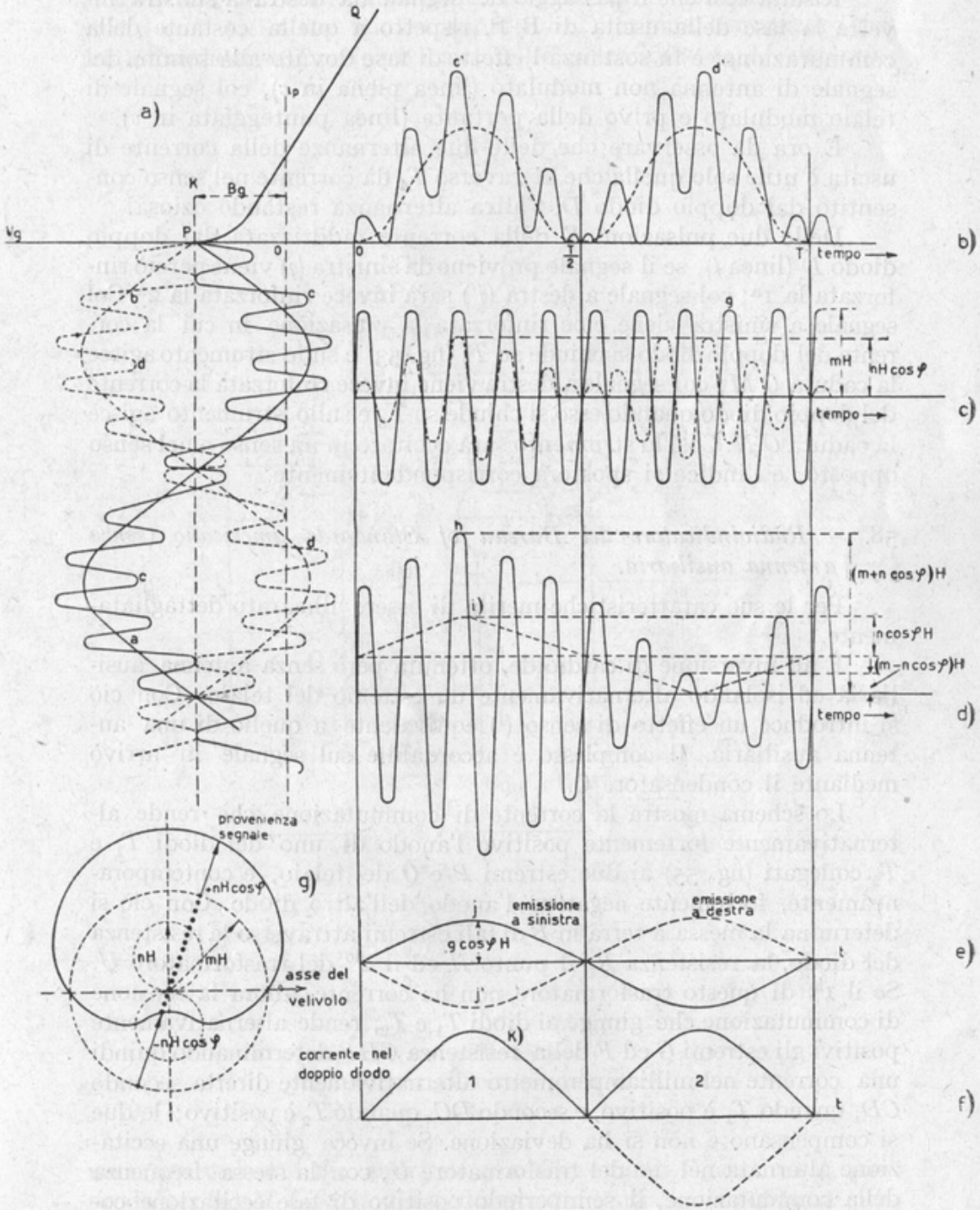

a)
b)
c)
d)
e)
f)
g)
Q
K
Bg
P
Vg
tempo
mH
nH cos φ
(m+n cos φ)H
n cos φ H
(m−n cos φ)H
emissione a sinistra
emissione a destra
g cos φ H
corrente nel doppio diodo
provenienza segnale
+nH cos φ
nH
mH
asse del velivolo
−nH cos φ

Fig. 54.

Risulta così che il passaggio del segnale da destra a sinistra inverte la fase della uscita di B. F. rispetto a quella costante della commutazione; è in sostanza l'effetto di fase dovuto alla somma del segnale di antenna non modulato (linea piena in *c*), col segnale di telaio modulato e privo della portante (linea punteggiata in *c*).

È ora da osservare che delle due alternanze della corrente di uscita è utile solo quella che attraverso T_4 dà corrente nel senso consentito dal doppio diodo *D*, l'altra alternanza restando oziosa.

Delle due pulsazioni *K* della corrente raddrizzata dal doppio diodo *D* (linea *f*), se il segnale proviene da sinistra (*f*) viene perciò rinforzata la 1ª; col segnale a destra (*f'*) sarà invece rinforzata la 2ª. Col segnale a sinistra viene cioè rinforzata la pulsazione in cui la corrente del doppio diodo si chiude su T_2 (fig. 53) e sullo strumento agisce la caduta *O M*; col segnale a destra viene invece rinforzata la corrente del doppio diodo quando esso si chiude su T_3 e sullo strumento agisce la caduta *O N*. Così lo strumento sarà eccitato in un senso o nel senso opposto, e l'indice si sposterà corrispondentemente.

58. – *Radioindicatore del Bureau of Standards americano (senza antenna ausiliaria.*

Per le sue caratteristiche merita di essere illustrato dettagliatamente.

È ad inversione di cardioide, ottenuta però senza antenna ausiliaria ed isolando alternativamente un estremo del telaio. Con ciò si introduce un effetto di senso [1] equivalente a quello di una antenna ausiliaria. Il complesso è accordabile sul segnale in arrivo mediante il condensatore C.

Lo schema mostra la corrente di commutazione che rende alternativamente fortemente positivo l'anodo di uno dei diodi T_1 e T_2 collegati (fig. 55) ai due estremi *P* e *Q* del telaio, e contemporaneamente, fortemente negativo l'anodo dell'altro diodo. Con ciò si determina la messa a terra In *B* di tali estremi attraverso la resistenza del diodo, la resistenza R_1 il punto *H* ed il 2° del trasformatore *U*. Se il 1° di questo trasformatore non ha corrente, allora la tensione di commutazione che giunge ai diodi T_1 e T_2, rende alternativamente positivi gli estremi *G* ed *F* della resistenza *GHF* determinando quindi una corrente nel milliamperometro alternativamente diretta secondo *CD*, quando T_1 è positivo, e secondo *DC* quando T_2 è positivo; le due si compensano e non si ha deviazione. Se invece giunge una eccitazione alternata nel 1° del trasformatore *U*, con la stessa frequenza della commutazione, il semiperiodo positivo di tale eccitazione co-

[1] Vedere a parte VII le condizioni per ottenere tale effetto.

inciderà con uno dei semiperiodi della tensione di commutazione, e cioè o con quello che rende conduttivo T_1 oppure con quello che rende conduttivo T_2: Nel 1° caso la f.e.m. eccitata da U determi-

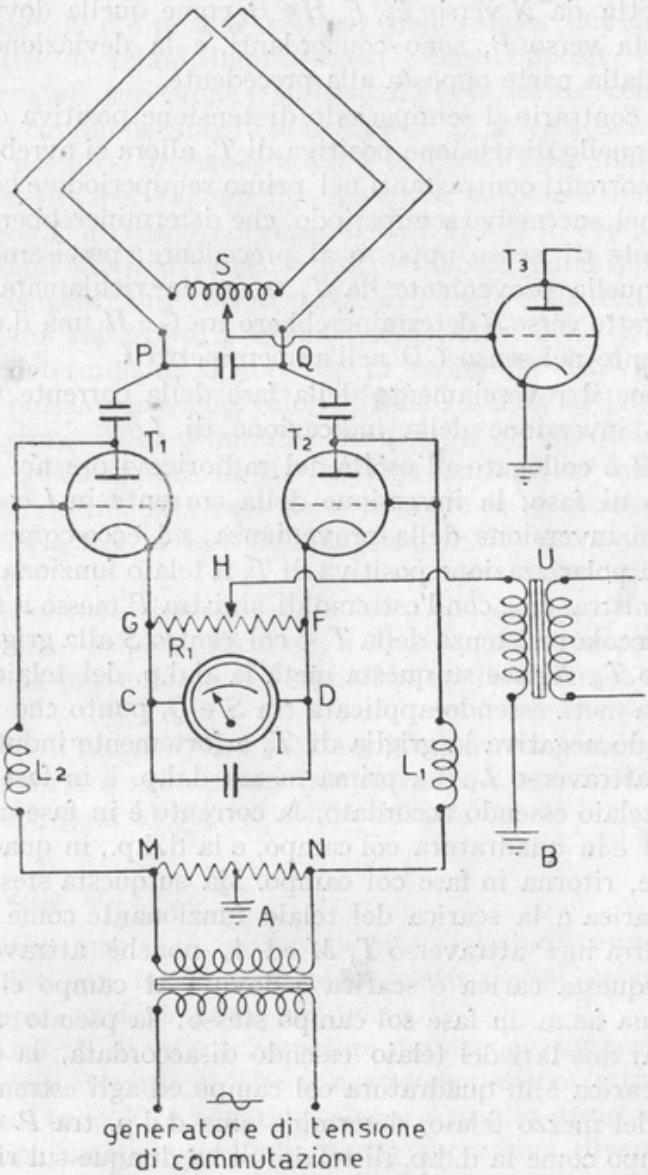


Fig. 55.

nerà una corrente che andrà da H a G, e quindi a terra in A, passando per L_2, M e T_1; la d.d.p. determinata tra H e G produrrà perciò una corrente in I avente il senso $HFDCG$, cioè opposto a quello che è contemporaneamente determinato dalla tensione positiva di

T_1: le due correnti si contrastano e la deviazione di I sarà scarsa. Ma nel successivo mezzo periodo la f.e.m. in U si inverte mentre T_2 diventa conduttivo: in questo semiperiodo entrambe le correnti, quella diretta da N verso T_2, F, H e B, come quella dovuta ad U e pure diretta verso B, sono concordanti, e la deviazione si T sarà grande e dalla parte opposta alla precedente.

Se al contrario il semiperiodo di tensione positiva di U coincidesse con quello di tensione positiva di T_2 allora si avrebbero, analogamente, correnti contrastanti nel primo semiperiodo e correnti concordanti nel successivo semiperiodo, che determinerebbero però in I una corrente di senso opposto al precedente; precisamente le due correnti, quella proveniente da T_1 e quella richiamata da U, entrambe dirette verso B determinerebbero tra G e H una d.d.p. che produce corrente nel senso CD nell'amperometro I.

Dunque il rovesciamento della fase della corrente in U determinerà la inversione della indicazione di I.

Ora U è collegato all'uscita del radioricevitore nel quale si ha un effetto di fase; la inversione della corrente in I corrisponderà quindi alla inversione della provenienza, ed ecco come.

Con la polarizzazione positiva di T_1 il telaio funziona con la sola metà di sinistra, cioè con l'estremo di sinistra P messo a terra attraverso la piccola resistenza della T_1 e col centro S alla griglia del tubo di ingresso T_3. Agisce su questa metà la d.d.p. del telaio divisa per due, l'altra metà essendo applicata tra S e Q, punto che rimane isolato, essendo negativa la griglia di T_2 e fortemente induttiva la derivazione attraverso L_1. La prima mezza d.d.p. è in fase col campo, perchè il telaio essendo accordato, la corrente è in fase con la f.e.m. agente che è in quadratura col campo, e la d.d.p., in quadratura con la corrente, ritorna in fase col campo. Ma su questa stessa metà PS passa la carica e la scarica del telaio funzionante come un'antenna messa a terra in P attraverso T_1 M ed A, nonchè attraverso T_1 GH e B. Ora questa carica e scarica è dovuta al campo elettrico, che produce una f.e.m. in fase col campo stesso: la pseudo antenna costituita dai due lati del telaio essendo disaccordata, la corrente di carica e scarica è in quadratura col campo ed agli estremi della induttanza del mezzo telaio, determina una d.d.p. tra P e S in fase con il campo come la d.d.p. di telaio. Si ha dunque sul ricevitore un effetto di senso e quindi una cardioide più o meno perfetta (1).

Quanto sopra si è ottenuto nella ipotesi di P a terra attraverso T_1. Se ora con la commutazione portiamo la polarizzazione positiva

(1) Nella parte VII il funzionamento viene più diffusamente studiato e discusso.

sul diodo T_2, la relativa placca viene messa a terra e funzionerà la metà di destra del telaio.

In questo caso la cardioide sarà rovesciata perchè mentre le d.d.p. dovute alla carica e scarica delle due metà del telaio hanno la stessa fase, le d.d.p. agli estremi delle stesse due metà, dovute all'effetto di telaio, hanno senso e fase opposte. Se perciò con T_1 a terra ed emissione a sinistra si aveva, ad es., concordanza di fase, con l'emissione ancora a sinistra e T_2 a terra si ha opposizione di fase perchè si inverte la d.d.p. del telaio. Così analogamente ai casi precedenti, per l'azione di una stessa emissione lontana, sul tubo d'ingresso T arrivano, col ritmo della corrente di commutazione delle eccitazioni alternativamente forti e deboli, perchè proporzionali ai due segmenti intercettati successivamente sulle due cardioidi che si alternano sul lato di provenienza. E poichè sono queste eccitazioni che determinano la corrente di uscita dal ricevitore, così questa sarà pulsante tra due valori diversi (sempre nella stessa direzione) col ritmo della commutazione (fig. 52-*b*). Immessa nel primario di un trasformatore di B.F. essa produrrà al 2^{io} una corrente alternata che, riferita alla fase della corrente di commutazione, rovescia la propria fase se la emissione passa dalla destra alla sinistra o viceversa.

E poichè il rovesciamento della fase della corrente in U determina l'inversione della indicazione di I, così questa inversione della I indica che la provenienza dei segnali passa da destra a sinistra o viceversa.

Il pregio del dispositivo consiste nell'ottenere la cardioide senza antenna ausiliaria e nella simmetria ottenuta con una sola valvola di ingresso collegata al centro isolato del telaio.

59. – *R. I. della D. V. G.* (1)

La fig. 56 ne mostra il circuito che pure realizza la commutazione della cardioide con mezzi puramente elettrici, ma invertendo la f.e.m. d'antenna anzichè quella del telaio.

Agendo sul 1^{io} di un trasformatore simmetrico, un generatore di c. a. a 35 periodi, durante un'alternanza rende positive (attive) placca e griglia di un tubo V_1 e negative placca e griglia di un altro tubo V_2 che rimane inattivo; nell'alternanza successiva diventa invece attivo il tubo V_2 ed inattivo quello V_1. L'antenna ausiliaria, collegata ai due tubi, eccita perciò il circuito di ingresso, attraverso i due accoppiamenti a_1 e a_2, alternativamente in sensi opposti, mediante

(1) E. Rosenkranz. *Hoch Frequenz Technik und E. A.*, Vol. 57, febbraio 1941, pag. 47.

i segnali da essa ricevuti e che dal dispositivo simmetrico vengono modulati alla frequenza di 35 Hz e privati della portante (fig. 57 2ª linea); per contro il telaio, attraverso l'accoppiamento a_1 eccita lo stesso circuito d'ingresso sempre in un modo.

Un complesso raddrizzante comprende due raddrizzatori (fig. 56), collegati al secondario del detto trasformatore simmetrico, ed una resistenza di carico. Il centro del secondario ed il centro della resistenza sono collegati allo strumento S ed alla uscita di B. F. del ricevitore radio, nella quale agisce la f.e.m. U_0 (linea 5 fig. 57) dovuta alla demodulazione delle f.e.m. d'antenna e di telaio (linea 4, cardioide). Nelle due metà del 2° il generatore a 35 Hz produce le f.e.m. U_1 ed U_2 (punteggiate nelle linee 6 e 7), che nel circuito di uscita e

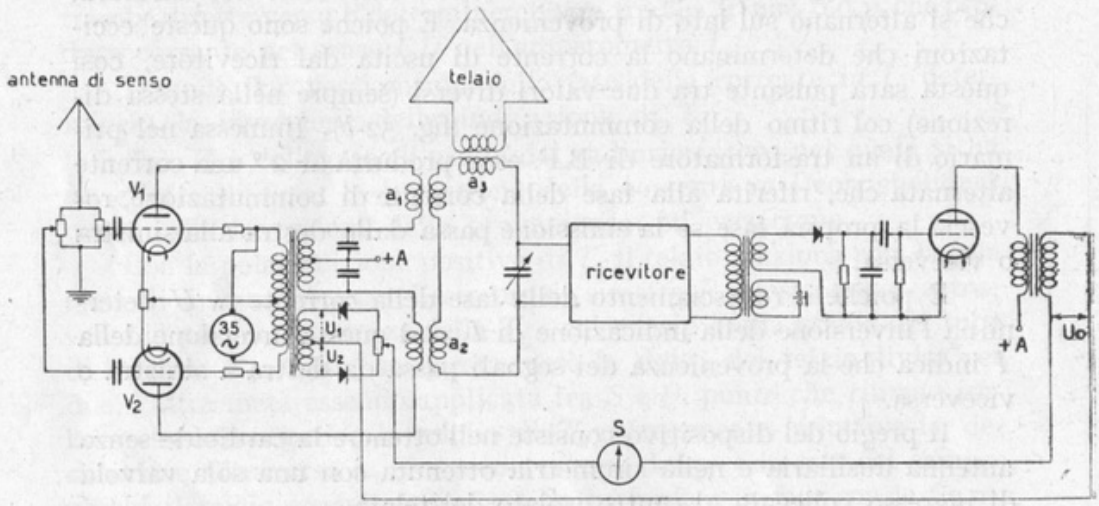


Fig. 56.

dello strumento S agiscono in sensi opposti. La U_0 sarà quindi in concordanza con una di esse (U_1 nella linea 6 ed U_2 nella 7) ed in opposizione con l'altra. Ora i due raddrizzatori essendo disposti nel circuito di carico nello stesso senso (senso anti-orario nella fig. 56) essi danno corrente solo in una alternanza (1ª alternanza, fig. 57 linee 8 e 9) sia nella metà U_1 che nella metà U_2 e provocano così il raddrizzamento.

Ma poichè nello strumento S le due f.e.m. U_1 ed U_2 agiscono in sensi opposti, così la corrente raddrizzata avrà il verso di U_1 (linea 8) se la prima alternanza di U_0 concorda con la 1ª di U_1 (linea 6), ed il verso opposto (linea 9) se la U_0 concorda con la U_2 (linea 7).

In definitiva quindi la inversione della U_0 provoca la inversione della indicazione dello strumento S.

Ma noi già al N. 12 abbiamo mostrato che la somma di un se-

gnale di antenna modulato senza portante, con un segnale di telaio non modulato, dà una uscita (U_0) di cui la fase si rovescia invertendo il telaio (o la direzione di provenienza dei segnali), il che risulta anche

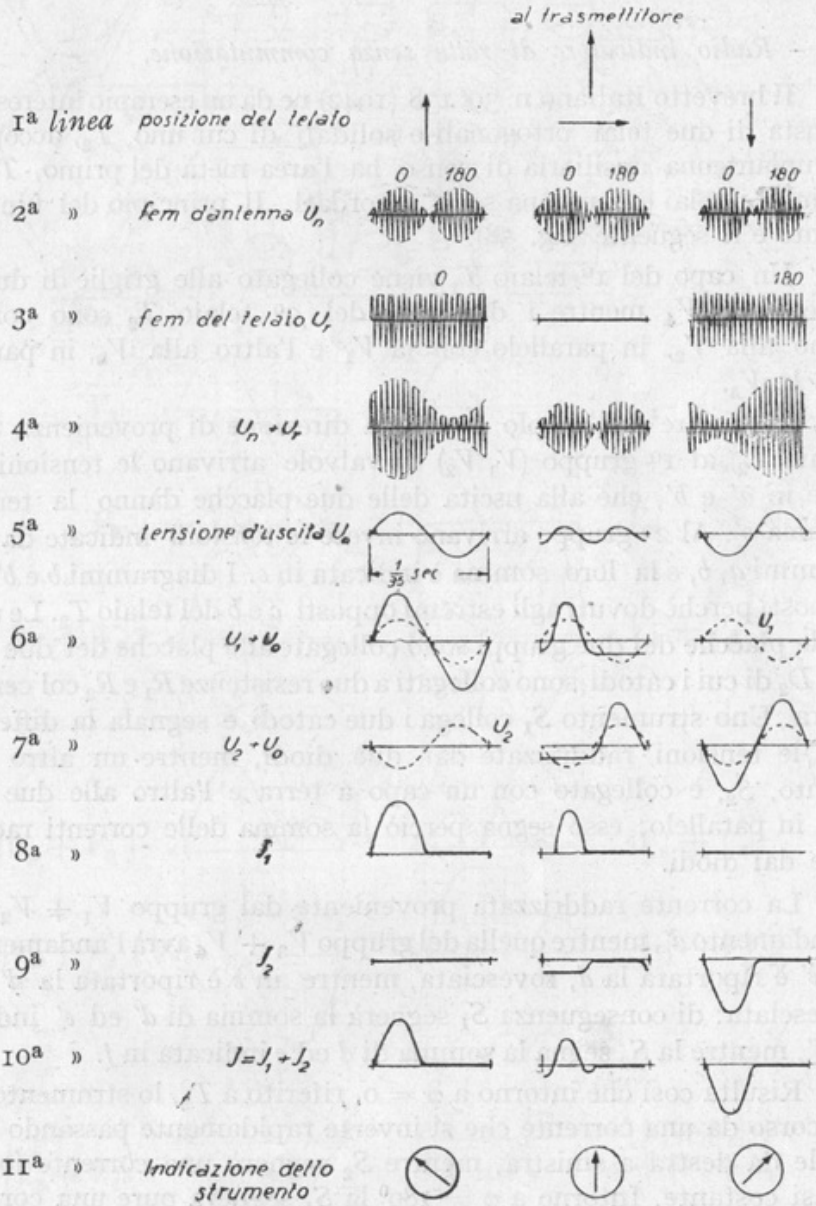


Fig. 57.

dalla linea 5 della fig. 57; così lo strumento segnerà zero (o quasi) se il telaio è normale alla direzione di provenienza, cioè velivolo su questa direzione (colonna centrale fig. 57); segnerà a sinistra (colonna

di sinistra), se il velivolo lascia a destra la direzione di provenienza; e segnerà a destra (colonna di destra), se il velivolo lascia a sinistra la stessa direzione.

60. – *Radio indicatore di rotta senza commutazione.*

Il brevetto italiano n. 39€138 (1942) ne dà un esempio interessante. Consta di due telai ortogonali e solidali di cui uno, T_2, accoppiato ad un'antenna ausiliaria di senso, ha l'area metà del primo, T_1. Entrambi i telai e l'antenna sono accordati. Il principio del funzionamento è il seguente (fig. 58).

Un capo del 1° telaio T_1 viene collegato alle griglie di due valvole V_1 e V_4 mentre i due capi del 2° telaio T_2 sono collegati l'uno alla V_2, in parallelo con la V_1 e l'altro alla V_3, in parallelo con la V_4.

Al variare dell'angolo φ, che la direzione di provenienza fa col telaio T_2, al 1° gruppo (V_1 V_2) di valvole arrivano le tensioni indicate in a' e b', che alla uscita delle due placche dànno la tensione somma c'. Al 2° gruppo arrivano invece le tensioni indicate dai diagrammi a, b, e la loro somma è indicata in c. I diagrammi b e b' sono opposti perchè dovuti agli estremi opposti c e b del telaio T_2. Le uscite delle placche dei due gruppi sono collegate alle placche dei due diodi D_1, D_2 di cui i catodi sono collegati a due resistenze R_1 e R_2 col centro a terra. Uno strumento S_1 collega i due catodi e segnala la differenza tra le tensioni raddrizzate dai due diodi, mentre un altro strumento, S_2, è collegato con un capo a terra e l'altro alle due placche in parallelo; esso segna perciò la somma delle correnti raddrizzate dai diodi.

La corrente raddrizzata proveniente dal gruppo $V_1 + V_2$ avrà l'andamento d', mentre quella del gruppo $V_3 + V_4$ avrà l'andamento d. In e' è riportata la d, rovesciata, mentre in e è riportata la d', non rovesciata: di conseguenza S_1 segnerà la somma di d' ed e' indicata in f', mentre la S_2 segna la somma di d ed e indicata in f.

Risulta così che intorno a $\varphi = 0$, riferito a T_2, lo strumento S_1 è percorso da una corrente che si inverte rapidamente passando il segnale da destra a sinistra, mentre S_2 segnerà una corrente forte e quasi costante. Intorno a $\varphi = 180^0$ la S_1 segnerà pure una corrente che si inverte rapidamente (meno però che in 0^0), ma S_2 segnerà corrente nulla o quasi. Quest'ultimo darà quindi il senso di provenienza (avanti = molta corrente, o dietro = poca corrente), mentre la lancetta di S_1 si porterà a destra od a sinistra, seguendo la direzione di provenienza dei segnali.

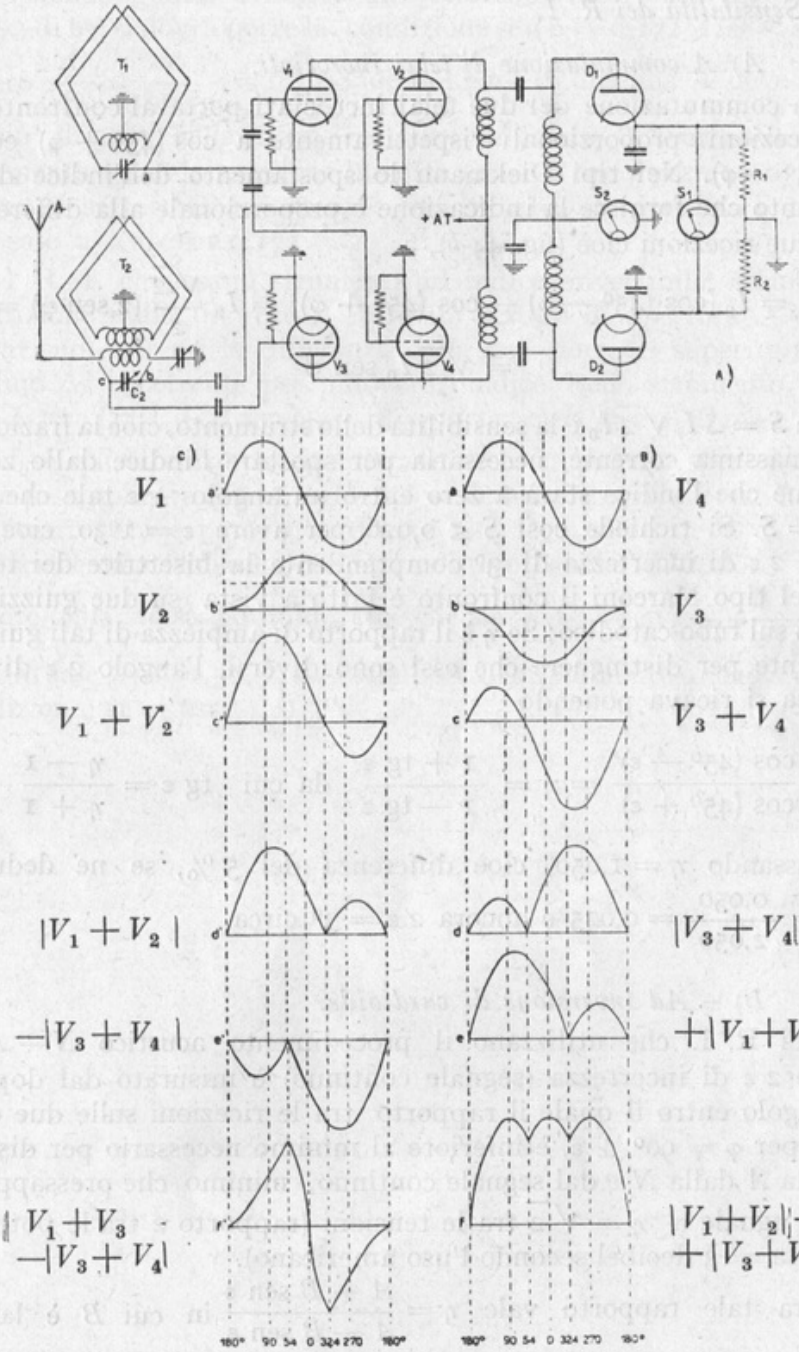

A
T1
T2
C2
V1
V2
V3
V4
D1
D2
S1
S2
R1
R2
+AT
a
b
c
A)
c)
B)
V_1
V_2
$V_1 + V_2$
$|V_1 + V_2|$
$-|V_3 + V_4|$
$V_1 + V_3 - |V_3 + V_4|$
V_4
V_3
$V_3 + V_4$
$|V_3 + V_4|$
$+|V_1 + V_2|$
$|V_1 + V_2| + |V_3 + V_4|$
180° 90 54 0 324 270 180°

Fig. 58.

61. – *Sensibilità dei R. I.*

A) A commutazione di telai incrociati.

La commutazione dei due telai incrociati porta al confronto di due ricezioni proporzionali rispettivamente a $\cos(45^\circ + \varphi)$ ed a $\cos(45^\circ - \varphi)$. Nei tipi Diekmann lo spostamento dell'indice dello strumento che fornisce la indicazione è proporzionale alla differenza delle due ricezioni cioè (fig. 44-*b*), a:

$$\Delta I = I_0 [\cos(45^\circ - \varphi) - \cos(45^\circ + \varphi)] = I_0 \frac{\sqrt{2}}{2} (2 \operatorname{sen} \varphi) =$$

$$= \sqrt{2}\, I_0 \operatorname{sen} \varphi$$

Se $S = \Delta I / \sqrt{2}\, I_0$ è la sensibilità dello strumento, cioè la frazione della massima corrente, necessaria per spostare l'indice dallo zero, ne segue che l'indice starà a zero entro un angolo $\pm \varepsilon$ tale che sia $\operatorname{sen} \varepsilon = S$. Si richiede così $S \leq 0{,}026$ per avere $\varepsilon = 1^\circ 30$ cioè un settore 2ε di incertezza di 3° comprendente la bisettrice dei telai.

Nel tipo Marconi il confronto è fatto a vista su due guizzi riportati sul tubo catodico: Se η è il rapporto di ampiezza di tali guizzi, sufficiente per distinguere che essi sono diversi, l'angolo 2ε di incertezza si ricava ponendo

$$\frac{\cos(45^\circ - \varepsilon)}{\cos(45^\circ + \varepsilon)} = \eta = \frac{1 + \operatorname{tg} \varepsilon}{1 - \operatorname{tg} \varepsilon} \quad \text{da cui} \quad \operatorname{tg} \varepsilon = \frac{\eta - 1}{\eta + 1}$$

Fissando $\eta = 1{,}050$, cioè differenza del 5 %, se ne deduce: $\operatorname{tg} \varepsilon = \dfrac{0{,}050}{2{,}050} = 0{,}025$ e ancora $2\varepsilon = 3^\circ$ circa.

B) – Ad inversione di cardioide.

Nei R. I. che utilizzano il procedimento acustico $N \div A$ il settore 2ε di incertezza (segnale continuo) è misurato dal doppio dell'angolo entro il quale il rapporto tra le ricezioni sulle due cardiodi, per $\varphi = 90^\circ \pm \varepsilon$, è inferiore al minimo necessario per distinguere la A dalla N e dal segnale continuo, minimo che pressappoco risulta uguale a $\eta = \sqrt{2}$ tra le tensioni (rapporto 2 tra le potenze di uscita = 3 decibel secondo l'uso americano).

Ora tale rapporto vale $\eta = \dfrac{A + B \operatorname{sen} \varepsilon}{A - B \operatorname{sen} \varepsilon}$ in cui B è la ricezione (massima) del telaio ed A quella dell'antenna ausiliaria. Così se si fissa $\eta = \sqrt{2}$ si ricava $\operatorname{sen} \varepsilon = \dfrac{A}{B} \cdot \dfrac{\sqrt{2} - 1}{\sqrt{2} + 1} = 0{,}172 \dfrac{A}{B}$.

Volendo quindi ottenere un settore di incertezza $2\,\varepsilon$ minore, ad es., di 6ª, si dovrà porre la condizione $\operatorname{sen}\varepsilon = 0{,}172\ A/B \lesssim \operatorname{sen} 3^0$, ovvero $\dfrac{A}{B} \leq \dfrac{\operatorname{sen} 3^0}{0{,}172} = 0{,}30$; cioè la f.e.m. di antenna A deve essere, al più, il 30 % della f.e.m. massima di telaio B. Aumentando A, si aumenta bensì la ricezione in rotta ($A \pm B \operatorname{sen}\varepsilon$ per $\varepsilon = 0$) ma si allarga il settore di incertezza; con la cardoide perfetta il settore $2\,\varepsilon$ sale a $2 \operatorname{arc\,sen} 0{,}172 \simeq 20^0$.

I R. I. che usano strumenti ad indice invertibile, dànno una indicazione nulla (in rotta), entro un settore di apertura $\pm\varepsilon$, tale che ai suoi estremi la differenza delle due correnti superi giusto il minimo ΔI occorrente per muovere l'indice dello strumento. Deve cioè essere $I_0\,(A + B \operatorname{sen}\varepsilon) - (A - B \operatorname{sen}\varepsilon)\,I_0 = 2\,I_0\,B \operatorname{sen}\varepsilon \geq \Delta I$.

I_0 è qui la corrente che attraversa lo strumento per ogni volt di f.e.m. applicata (B); fissato ΔI si deduce ε e viceversa. La condizione trovata è però subordinata alla formazione della cardoide; condizione che richiede che sia positivo anche il minore raggio vettore della stessa cardioide, cioè che sia $A > B \operatorname{sen}\varepsilon \geq \dfrac{\Delta I}{2\,I_0}$. La percentuale $A/B = 30$ % soddisfa perciò ampiamente anche a questa condizione, se si fissa $\varepsilon \leq 3^0 \div 4^0$.

Capo VIII.

RADIOFARI

62. – *Varie specie di radiofari* [1].

Sono apparati emittenti destinati a permettere alle navi ed agli aerei, di ricono cere la propria rotta o di seguire una rotta prestabilita.

Sono di varie specie:

a) *radiofari non direzionali*: sono semplici stazioni radio di ubicazione ben nota che trasmettono segnali determinati a intervalli regolari di tempo per permettere al radiogoniometrista di bordo di eseguire il rilevamento della propria ubicazione;

b) *radiofari direzionali*: sono posti trasmittenti di emissioni direzionali le quali possono essere: fisse nello spazio, *rotanti*, od anche *oscillanti*.

Per le onde medie e corte sono normalmente usati telai emittenti di grandi dimensioni. Per le onde ultracorte (< 10 m.) si usano normalmente coppie di antenne in sostituzione dei telai, perchè più efficienti di questi senza essere più ingombranti; il loro uso essendo consentito dal fatto che i R. F. lavorano di solito su una sola onda (v. N. 17).

63. – *R. F. ad emissioni direzionali fisse.*

I radiofari direzionali fissi sono costituiti in genere, per le onde medie e corte, da una coppia di telai emittenti, tra loro ortogonali o almeno incrociati, ciascuno dei quali ha una propria emissione.

Le due emissioni, fatte sulla stessa onda, possono avere la stessa modulazione e fare lettere diverse, oppure avere due modulazioni diverse e fare linee continue, o le stesse lettere. In ogni caso essi dànno luogo a due diagrammi ad 8 che devono riuscire, per quanto possibile, perfetti ed uguali, il che si può ottenere mediante l'accurata costruzione ed il perfetto equilibrio del loro funzionamento.

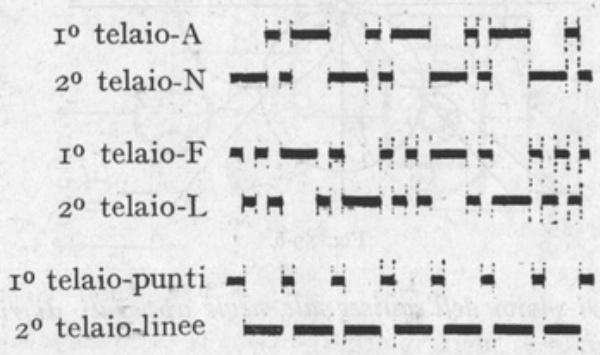
Se i due diagrammi risultano identici ed esattamente spostati di 90°, dalla loro sovrapposizione risultano due direzioni di equisegnali,

---

[1] Alla parte IX sono esposti i principii di altri radiofari.

cioè due direzioni intermedie, a 45° tra i piani dei telai, nelle quali i segnali emessi dai due telai sono ugualmente sentiti da un posto ricevente esterno. Se i due diagrammi non riescono uguali perchè una delle due emissioni è più efficiente, la direzione di equisegnale farà l'angolo α col telaio più efficiente, con $\text{tg}\,\alpha = \mathfrak{F}_2/\mathfrak{F}_1$ in cui $\mathfrak{F}_2$ = forza cimomotrice del telaio più efficiente; $\mathfrak{F}_1$ = f.c.m. dell'altro.

Per rendere più esatto e facile il rilevamento delle direzioni intermedie, da parte dei posti riceventi, i due telai sono entrambi eccitati con onde uguali, modulate sulla stessa frequenza acustica, ma emettono due diversi segnali telegrafici tra loro complementari, come *A* e *N* oppure *F* e *L*, oppure linee e punti, ecc., cioè tali che uno risulta dalle pause dell'altro. Ciò si ottiene facilmente con un manipolatore Morse a due contatti opposti (fig. 59-*a*).



Una stazione ricevente mobile che si trovi nel 1° o nel 3° quadrante rispetto ai piani dei due telai orientati secondo i punti cardinali (fig. 59-*b*) e che si dirige sul R.F. sentirà prevalente il segnale F oppure quello *L* secondo che essa è a destra o a sinistra della direzione di equisegnale: e sentirà un tratto continuo se si trova esattamente sulla direzione anzidetta; se si trova nel 2° o nel 4° quadrante sentirà la *F* a sinistra e la *L* a destra della direzione di equisegnale.

Una nave o un aeromobile avrà così modo di dirigersi (con la incertezza di

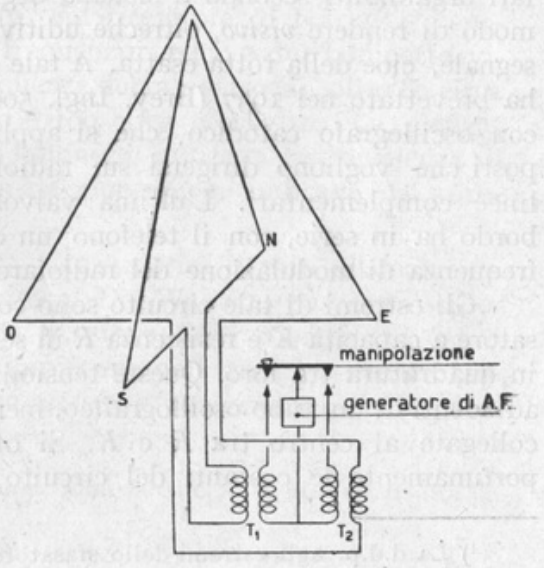


Fig. 59-*a*.

180° che sarà eliminata da altre considerazioni) sul radio faro, seguendo una rotta ben determinata e nota.

È importante scegliere la località di impianto in terreno sgombro e lontano da ogni accidentalità o disuniformità del terreno. La presenza di tali disuniformità può produrre equisegnali secondari che disorientano gli operatori che si dirigono sul radiofaro.

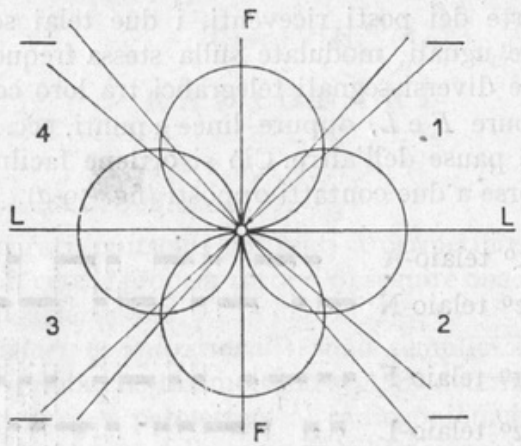


Fig. 59-*b*.

64. – *Rivelatori visivi dell'equisegnale negli apparati di ricezione dai radiofari.*

a) *A tubo catodico.* — Per meglio sfruttare le emissioni dei radiofari organizzati secondo il sistema degli equisegnali si è studiato il modo di rendere *visivo*, oltrechè uditivo, il raggiungimento dell'equisegnale, cioè della rotta esatta. A tale scopo la Marconi Wireless Co. ha brevettato nel 1937 (Brev. Ingl. 500359) un dispositivo ricevente con oscillografo catodico, che si applica all'apparato ricevente dei posti che vogliono dirigersi sui radiofari che trasmettono punti e linee complementari. L'ultima valvola di B.F. del ricevitore di bordo ha in serie, con il telefono, un circuito *CL* sintonizzato sulla frequenza di modulazione del radiofaro (fig. 60).

Gli estremi di tale circuito sono collegati ad un dispositivo sfasatore a capacità K e resistenza R in serie, che fornisce due tensioni in quadratura tra loro. Queste tensioni sono portate a due placche adiacenti di un tubo oscillografico, mentre le altre due placche sono collegate al centro tra R e K. Si ottengono così, regolando opportunamente le costanti del circuito (1), due immagini circolari,

(1) La d.d.p. agli estremi dello sfasatore RK percorso dalla corrente I è $V = I\left(R + \frac{1}{j\,\omega\,K}\right)$ e le due tensioni parziali diventano uguali quando

una più marcata per le linee ed una più leggera per i punti a causa della differenza di energia ricevuta. Delle due circonferenze, quella esterna (cioè di maggiore raggio) corrisponde ai segnali più intensi e quindi indica la parte verso cui la rotta è deviata, verso i punti se più leggera, verso le linee se più densa. Quando la rotta è giusta la uguaglianza delle due intensità produce la sovrapposizione dei due cerchi in uno solo; l'equisegnale è cosí reso nettamente visibile.

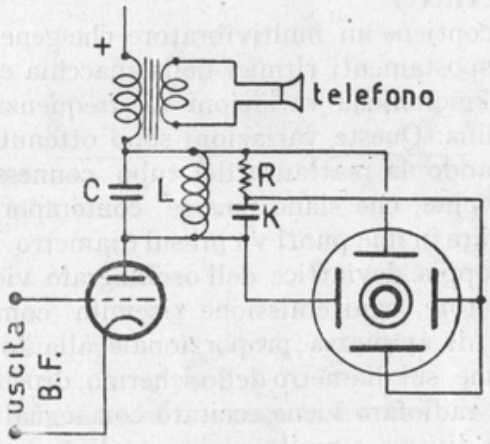


Fig. 60.

b) *A frequenzimetro.* — Il modo oscillografico sembra preferibile a quello precedentemente adottato dalla stessa Marconi Wireless e consistente nel modulare con due diverse frequenze molto basse i due fasci emittenti del radiofaro. Sul ricevitore di bordo si disponeva, all'uscita, un complesso frequenzimetrico a due laminette vibranti, sintonizzate sulle due frequenze del radiofaro, di solito 80 circa periodi al secondo per un fascio e 100 circa per l'altro. La elongazione delle vibrazioni delle due laminette indicava la prevalenza di uno o dell'altro fascio, e la uguale elongazione indicava la rotta giusta.

c) *Con ricezione panoramica.* — In America è stato ultimamente indicato un metodo visivo dovuto al Dr. Wallace, pure ad oscillografo catodico [1] speciale per la ricezione da radiofari che emettono segnali complementari ed impiegano onde molto corte. In tale ricevitore si realizza la cosidetta *ricezione panoramica*, cioè la rice-

---

$R = \frac{1}{\omega K} = \frac{\lambda}{2\pi . c . K}$. Se R in ohm. λ in metri e K in $\mu\mu$F ne risulta la condizione $R\ K = \frac{10^4}{6\pi} \lambda = 530\ \lambda$. (ohm $\mu\mu$F, m, m)

[1] *Electronics*, luglio 1938, pag. 36 e giugno 1940, pag. 14. *Radio e Televisione*, nov. 1940, pag. 65.

zione visiva contemporanea delle frequenze comprese entro una certa gamma. A tale scopo il ricevitore a supereterodina ha il circuito di ingresso a larga banda passante e l'oscillatore che varia di frequenza periodicamente, al ritmo di circa 60 volte al secondo, entro i limiti della propria gamma. Con lo stesso ritmo la macchia elettronica viene spostata da destra a sinistra sullo schermo in modo che ad ogni punto sul diametro dello schermo corrisponde una delle frequenze su cui si sintonizza il ricevitore.

L'apparato contiene un multivibratore che genera le tensioni occorrenti per gli spostamenti ritmici della macchia catodica (asse dei tempi) e per le sincroniche variazioni di frequenza dell'oscillatore della supereterodina. Queste variazioni sono ottenute con mezzi elettronici cioè variando la reattanza del tubo connesso all'oscillatore. Due frequenze vicine, che siano emesse contemporaneamente, vengono quindi rivelate in due punti vicini sul diametro orizzontale dello schermo. Se la coppia deviatrice dell'oscillografo viene collegata all'uscita del ricevitore, ogni emissione ricevuta comparirà come un segnale verticale di ampiezza proporzionale alla forza di ricezione e di cui la posizione, sul diametro dello schermo, dipende dalla sua frequenza. Se ora il radiofaro viene eccitato con segnali complementari su due frequenze diverse e molto vicine (nel caso concreto le frequenze erano di 124 e 124,1 megahetz cioè onde di circa 2,42 m.), esse compariranno sull'oscillografo come due guizzi vicini, di cui le ampiezze diventano uguali solo quando la stazione ricevente del velivolo si trova su una direzione equisegnale. Il pilota deve quindi solo accordare molto grossolanamente il proprio ricevitore ed osservare i segnali sull'oscillografo, regolando la rotta in modo da mantenere la uguaglianza dei due guizzi. La grandezza assoluta dei due guizzi può anche indicare la distanza approssimata dal radiofaro, mentre quella relativa indica approssimatamente lo scarto dalla rotta giusta. Questo metodo si presta specialmente per gli atterraggi nonchè per la radioguida su dei percorsi prestabiliti, caratterizzati da una successione di radiofari emittenti, ciascuno, su una propria coppia di frequenze.

65. – *Radiofari ad emissione fissa con equisegnali multipli.*

Per facilitare l'arrivo agli aerodromi dei velivoli provenienti da varie direzioni, si possono costruire radiofari a molte direzioni *equisegnali*, anzichè a solo 4 direzioni. Così un radiofaro a 12 direzioni intervallate di 30° si può ottenere con due telai incrociati collegati in parallelo od in serie (fig. 61) a tre complessi di tre bobine del tipo Bellini-Tosi: le tre bobine di ricerca essendo fisse e disposte a 120 gradi l'una dall'altra, daranno luogo a 3 diagrammi a 8 che

originano 12 zone di equisegnali, divise in due gruppi di 6, di differente forza. Se si modulano le tre bobine di ricerca con tre distinte basse frequenze, e si dotano gli apparecchi di ricezione di tre indicatori aventi ciascuno una coppia di lamine vibranti, una zona di equisegnale sarà rivelata dalla uguale vibrazione delle due lamine del relativo indicatore. Il sistema appare tuttavia molto complicato nella sua realizzazione pratica {23} e non sembra abbia avuto applicazioni.

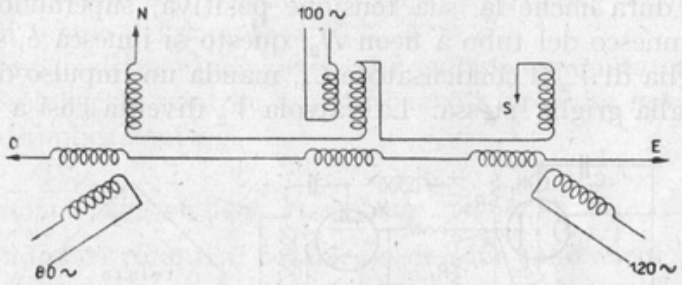


Fig. 61.

66. – *Radiofari ad emissione direzionale fissa con inversione di cardioide (per atterraggio).*

Quando occorra individuare una sola direzione di rotta, come nelle vicinanze degli aerodromi, dove interessa che la direzione di atterraggio sia unica e ben definita, si possono impiegare i radiofari a inversione di cardioide.

Un esempio di tale tipo è il R. F. Marconi (1) per onde medie. La inversione della cardioide è ottenuta con telaio e antenna mediante inversione della fase eccitante il telaio. Tale inversione di fase è ottenuta eccitando uno o l'altro di due tetrodi simmetrici, collegati colle loro placche ai due estremi del telaio, mentre le griglie controllo sono collegate ad una sola eccitazione di R.F.

Precisamente (fig 62), finchè la griglia schermo della V_4 è mantenuta positiva, la stessa V_4, sotto il comando della propria griglia di controllo collegata all'oscillatore di R.F., eccita il telaio agendo sul lato L_1; quando invece è resa positiva la griglia schermo della V_3, lo stesso oscillatore R.F. eccita il telaio dalla parte del lato L_2, cioè con fase opposta alla precedente.

Ora lo scambio della attivazione delle due griglie schermo è ottenuto con un gioco di due relais elettronici, due tubi al neon e due circuiti di carica a capacità e resistenza aventi costanti di tempo

(1) Marconi Aerodrome approach beacon equipement type WBD4,, *Marconi Review*, N. 66, 1937, pag. 15.

diverse, una corrispondente ai punti ed una alle linee della manipolazione Morse. Le due manipolazioni sono complementari perchè mentre una funziona l'altra si spegne. Ciò è ottenuto come segue;

Le griglie e le placche dei due relais (valvole a gas) V_1 e V_2 sono incrociate in modo che la caduta di potenziale attraverso R_1 mentre V_1 è conduttiva, abbassa la tensione della griglia di V_2 e cosí si inibisce il passaggio di corrente in V_2.

Attraverso R_2 ed R_4 si inizia allora la carica del condensatore C_2 la quale dura finchè la sua tensione positiva, superando il potenziale di innesco del tubo a neon N_2, questo si innesca e, scaricando sulla griglia di V_2 il condensatore C_2, manda un impulso di tensione positiva alla griglia stessa. La valvola V_2 diventa cosí a sua volta

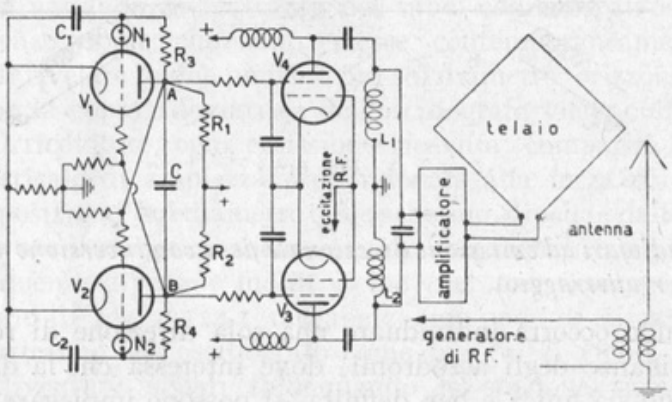


Fig. 62.

conduttiva, e determina una caduta di tensione attraverso R_2 che agendo sulla griglia blocca la valvola V_1. Sarà allora questa che lascia caricare il condensatore C_1 attraverso le resistenze R_1 ed R_3, finchè, completata tale carica, il tubo al neon N_1 si innesca e carica la griglia di V_1 che così ridiventa conduttiva, iniziando un altro ciclo.

Le due valvole restano cioè conduttive ciascuna per il tempo occorrente alla carica del condensatore collegato all'altra valvola. Regolando le costanti di tempo C_1 R_3 e C_2 R_4 dei due circuiti si possono ottenere tempi lunghi, cioè linee, da uno e tempi corti, cioè punti, dall'altro. Il condensatore C facilita la commutazione in quanto le sue armature si caricano alternativamente in parallelo ad uno dei due condensatori e concorrono nella loro funzione di rendere positive al momento opportuno le griglie ad essi collegate.

Dato il collegamento dei punti A e B alle griglie schermo dei due tetrodi V_3 e V_4 questi vengono alternativamente resi attivi quando il punto, A o B cui sono collegati, è molto positivo, cioè durante la carica del rispettivo condensatore; e inattivi, quando tale

punto è poco positivo perchè passa corrente nella rispettiva valvola V_1 o V_2.

Segue che la eccitazione di R.F., proveniente dall'oscillatore collegato alle griglie di controllo dei due tetrodi, manda la corrente di eccitazione del telaio alternativamente attraverso L_1 ed L_2, cioè alternativamente in sensi opposti. In tal modo si rovescia alternativamente la fase della corrente di telaio rispetto a quella dell'antenna, che è eccitata in modo costante dalla stessa sorgente di R.F., e la cardioide si inverte con il ritmo, di punti e di linee, regolato dalle costanti di tempo dei complessi $R_3 C_1$ e $R_4 C_2$.

Tale modo di manipolazione, che evita i commutatori meccanici e le conseguenti scintille e perturbazioni, presenta notevoli vantaggi nelle applicazioni r.g.

67. – *Radiofari ad emissione direzionale rotante.*

Nei radiofari rotanti il complesso dei due telai viene reso meccanicamente rotante, oppure viene resa rotante la sola emissione complessiva mediante il procedimento Bellini-Tosi, cioè eccitando i telai con la bobina di ricerca resa rotante, a sua volta eccitata dal generatore di R.F. I due telai vengono cosí successivamente eccitati in modo variabile, con legge ciclica di modo che la emissione risultante ruota con la bobina di ricerca.

In questo modo il diagramma ad 8 ruota nello spazio ed una stazione esterna ricevente sentirà, due volte ad ogni giro, una netta diminuzione di segnale quando la direzione di estinzione viene a passare per la stazione stessa.

Per valorizzare questo sistema si è disposto che allorquando la direzione di estinzione passa sul nord geografico, il radiofaro emetta un segnale speciale.

La stazione ricevente deve registrare tale segnale, mediante ad es. un contasecondi che viene messo in moto alla ricezione del segnale stesso, e quindi attendere il passaggio della estinzione del segnale per fermare il contasecondi e contare il numero di secondi trascorsi.

Se il fascio fa ad es. un giro ogni minuto, si avrà una estinzione ogni trenta secondi e la velocità di rotazione sarà di sei gradi per ogni secondo.

Se sono n i secondi intercorsi tra la ricezione del segnale di passaggio al meridiano e la 1ª estinzione, ciò significa che l'azimut del posto ricevente rispetto al radiofaro è di $6\,n^0$ gradi oppure di $6\,n^0 + 180^0$.

Questo metodo è semplice ma per essere preciso richiede che la estinzione sia molto netta e breve, cioè che sia eliminato ogni effetto di antenna in trasmissione.

Analogo è il dispositivo *Aicardi*, nel quale un diagramma ad otto oscilla (1) 10 volte al 1′ in un settore di 10° a destra ed a sinistra di una rotta prestabilita. Quando lo zero del diagramma passa sulla rotta il segnale viene modulato in modo speciale, cioè diverso dal normale. Così il segnale speciale può essere sentito solo fuori della rotta prestabilita e la audizione di tale segnale indica quindi « il fuori rotta ».

Si può pure ottenere la rotazione della emissione, combinata col metodo dell'equisegnale, mediante uno speciale modo di eccitazione dei due telai {14}.

Si tratta di far rotare due emissioni portatrici di due segnali complementari, mediante la manipolazione su due distinte bobine di ricerca rotanti, ed entrambe accoppiate ai due telai.

Ruotando le due bobine di ricerca R_1 R_2 (fig. 63), tra quelle

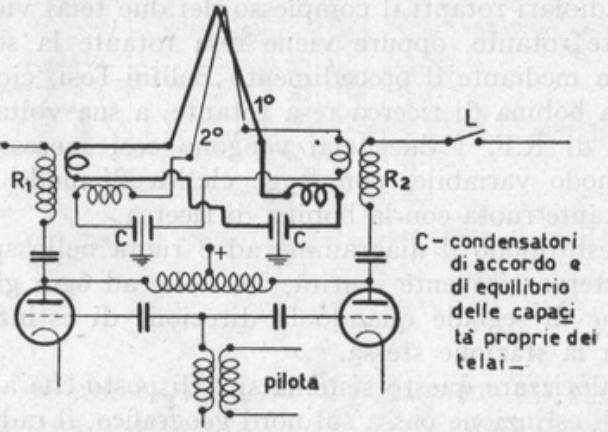


Fig. 63.

fisse appartenenti ai telai (disposte tra loro ortogonali sia in ciascun complesso a tre bobine che tra i due complessi), avverrà che alternativamente l'uno e l'altro telaio saranno eccitati preponderantemente; l'uno dalla bobina R_1 portatrice del segnale F, che per effetto della rotazione della stessa R_1 ruota nello spazio, col proprio 8; l'altro dalla bobina R_2 portatrice del segnale L, che ruota esso pure col proprio 8, ma spostato di 90° rispetto al precedente, come conseguenza della rotazione della R_2. La zona di equisegnali ruota pertanto essa pure ed il passaggio di tale zona per la stazione ricevente sostituirà efficacemente il passaggio del minimo contemplato al N. precedente.

(1) Vedere KEEN {45}, pag. 489.

68. – *Radiofari a doppia emissione (fissa e girevole).*

Si propongono di irradiare due emissioni di diversa radio frequenza, una fissa ed una girevole, modulate con una identica B.F. ma con fasi diverse, in modo che alla ricezione sia possibile, dal confronto delle fasi delle due modulazioni, dedurre l'azimut della direzione di provenienza.

Il ricevitore (fig. 64-*b*) sfrutta il principio della radiobussola Busignies (N. 50). Dopo la demodulazione delle due emissioni la

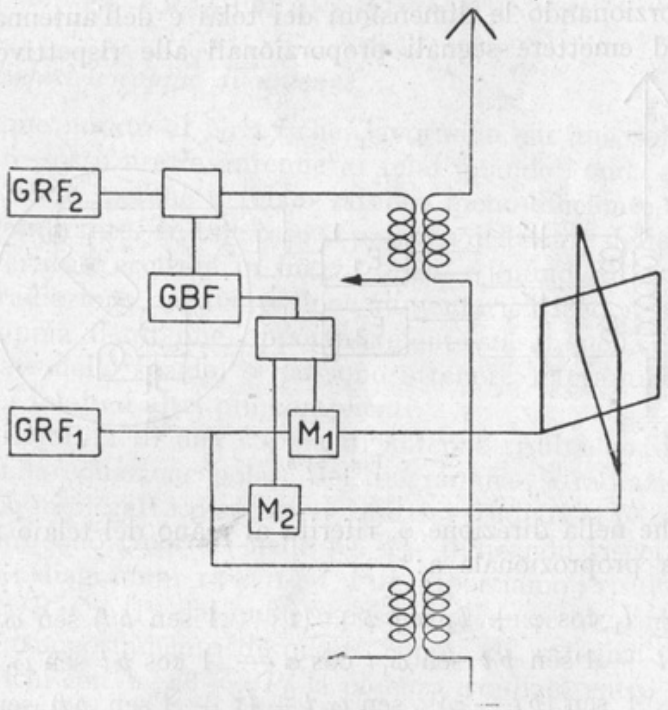


Fig. 64-*a*.

frequenza modulante della emissione fissa E_2 alimenta lo statore della bussola, provocandone il campo rotante; la frequenza modulante della emissione rotante E_1 alimenta il rotore, il quale si arresterà in una direzione dipendente dalla differenza di fase tra le due modulazioni. Il complesso si realizza come segue (fig. 64-*a*). Il radiofaro emittente comprende un'antenna A, eccitata dalla R.F. f_2 prodotta dal generatore GRF_2 e modulata con tasso A dalla B.F. p prodotta dal generatore GBF; la stessa antenna è pure eccitata dalla R.F. f_1 prodotta dal generatore GRF_1; questa frequenza non viene modulata ed è mantenuta di ampiezza uguale a quella della emissione

f_2. L'antenna sarà perciò percorsa da due correnti di R.F. da cui la somma sarà $I_a = (1 + A \text{ sen } p\,t) \text{ sen } \omega_2 t + \text{sen } \omega_1 t$.

Il complesso comprende inoltre due telai incrociati, entrambi eccitati dalla R.F. f_1 modulata con la B.F. p e con lo stesso tasso precedente A. La modulazione avviene nei modulatori M_1 e M_2 nei quali viene poi soppressa l'onda portante; inoltre una delle frequenze modulate viene sfasata di 90° rispetto all'altra. Con ciò i due telai saranno percorsi da correnti rispettivamente proporzionali ad

$$I_1 = A \text{ sen } pt \text{ sen } \omega_1 t \qquad I_2 = A \text{ sen } (pt - \pi/2) \text{ sen } \omega_1 t.$$

Proporzionando le dimensioni dei telai e dell'antenna si dovrà riuscire ad emettere segnali proporzionali alle rispettive correnti,

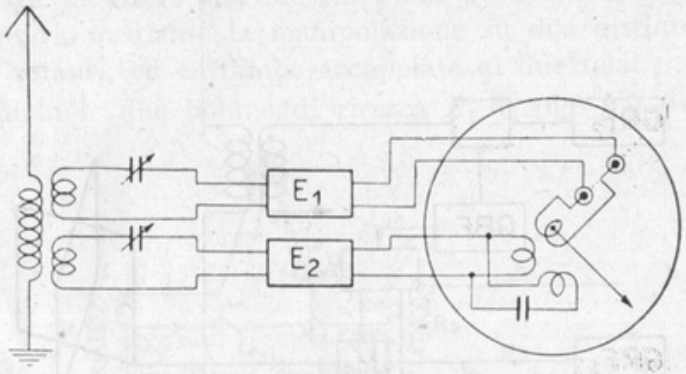


Fig. 64-*b*.

dopo di che nella direzione φ, riferita al piano del telaio 1, la emissione sarà proprozionale a:

$$I_a + I_1 \cos \varphi + I_2 \text{ sen } \varphi = (1 + A \text{ sen } p\,t) \text{ sen } \omega_2 t +$$
$$+ \text{sen } \omega_1 t + A \text{ sen } p\,t \text{ sen } \omega_1 t \cos \varphi - A \cos p\,t \text{ sen } \omega_1 t \text{ sen } \varphi =$$
$$[1 + A \text{ sen } (p\,t - \varphi)] \,.\, \text{sen } \omega_1 t + (1 + A \text{ sen } p\,t) \text{ sen } \omega_2 t$$

All'arrivo, dopo demodulazione separata per le due R.F. f_1 ed f_2, si otterranno in B.F. la corrente A sen $(pt - \varphi)$ che si manda al rotore, e la A sen pt che si manda nello statore. Con ciò il rotore si fermerà su una direzione dipendente dalla differenza di fase φ.

Dopo adatta taratura, come si è visto per la radiobussola *Busignies*, il rotore potrà direttamente indicare su un quadrante la direzione φ di provenienza.

Il principio, dovuto alla AGA-Baltic-Radio A.B., svedese, è del 1931, ed è il più semplice tra vari altri successivi [1]: di tutti si ignora

[1] E. KRAMAR, *Hochfrequenz Technik*, novembre 1941, pag. 128. Vi è riportato un confronto tra le varie realizzazioni.

l'esito pratico. Sembra che in Giappone un radiofaro di questo tipo sia stato realizzato per opera di *Okada* (Research Electr. Labor., Tokio, 1941).

La doppia emissione di R.F. può essere sostituita con una sola, doppiamente modulata, per ridurre il difetto principale del sistema, quello cioè di occupare due canali radio. Trattasi però sempre di dispositivi complicati e di difficile messa a punto.

B) – RADIOFARI AD ANTENNE

69. – *Radiofari a coppie di antenne.*

Abbiamo notato al N. 17 che, lavorando su una sola onda, è conveniente sostituire le antenne ai telai quando l'onda di lavoro è minore di 10 m. perchè il telaio sarebbe meno efficiente ed ugualmente ingombrante. In tale caso si possono utilizzare delle coppie di antenne verticali eccitate in mezza onda, e quindi di grande efficienza di radiazione, mediante linee alimentarici (feeder) schermate. Con una coppia di antenne, opportunamente sfasate nella eccitazione e distanziate nello spazio, si possono ottenere diagrammi analoghi a quelli dei telai ed altri più complicati.

La dirigibilità di una coppia di antenne risulta analiticamente espressa dalla equazione polare del diagramma di radiazione. Sono a tale scopo impiegati i dispositivi direttivi studiati al N. 18 e di cui i diagrammi sono riportati nelle fig. 13. Indicando rispettivamente con 1, 2, 3 i diagrammi 13-*a*, 13-*d*, 13-*b*, riportiamo i risultati di uno studio della R. C.A. (1) dal quale si possono dedurre altre interessanti notizie sul comportamento di queste coppie di antenne.

Si indichi con $w_\theta \, d\theta = dP_\theta$ la potenza irradiata entro una zona sferica avente il centro nel punto di mezzo tra le antenne, l'apertura angolare $d\theta$ e disposta sul parallelo elevato di θ sull'orizzonte. Posto $\theta = 0$ la $w_0 = \left(\frac{dP_\theta}{d\theta}\right)_{\theta=0}$ darà un indice della potenza relativa irradiata sul piano orizzontale dalla coppia di antenne che si esamina. Si consideri inoltre un'antenna unica posta al centro tra le due antenne e che produce nel piano orizzontale un campo elettrico uguale al campo massimo, nella direzione orizzontale più favorevole, prodotto dalla coppia di antenne considerata. Detta *uno* la potenza relativa irradiata nel piano orizzontale da tale antenna unica e W_0 quella irradiata nello stesso piano dalla coppia considerata, si ha, per le

(1) W. S. Duttera, R.C.A. Review, luglio 1937, pag. 81. {42}

tre combinazioni esaminate, supposto che tutte le antenne siano uguali.

diagramma 1	fig. 13-*a*	$W_0 = 0{,}35$
diagramma 2	fig. 13-*d*	$W_0 = 0{,}65$
diagramma 3	fig. 13-*b*	$W_0 = 0{,}50$

Questi dati sono ricavabili per $\theta = 0$, dalla relazione:

$W_\theta = \frac{1}{2} \left[1 + J_0 \left(\frac{2\pi\tau}{T} \cos\theta\right) . \cos \frac{2\pi d}{\lambda}\right]$ in cui J_0 è la funzione di Bessel di 1ª specie e le notazioni sono quelle del N. 18; essa misura il rapporto tra le potenze irradiate, in una ristretta zona sferica di elevazione θ, dal sistema direttivo e dall'antenna unica, a parità di f.e. massima nel piano orizzontale.

Indicando ancora con 1 la potenza *relativa* irradiata in alto (cioè al disopra del piano orizzontale) da un'antenna isolata, la potenza irradiata in alto dai sistemi direttivi considerati, a parità di potenza irradiata nel piano orizzontale, risulta:

	antenne in 1/4 d'onda	antenne in 1/2 onda
diagr. 1	1,20	1,08
» 2	0,89	0,96
» 3	1,00	1,00

Si può dedurre inoltre che la potenza *totale* irradiata dal sistema direttivo, riferita a quella irradiata da un'antenna centrale unica (potenza irradiata uguale ad uno), a parità di campo massimo orizzontale è:

	antenne in 1/4 d'onda	antenne in 1/2 d'onda
diagr. 1	0,422	0,380
» 2	0,575	0,617
» 3	0,500	0,500

Il dispositivo N. 1 risulterebbe così: di avere un carattere direzionale più netto, risultante dal diagramma relativo; di consentire un notevole risparmio di potenza irradiata a parità di campo massimo; ma di dare irradiazione meno intensa, nel piano orizzontale degli altri due, contro una irradiazione più intensa verso l'alto, quindi tendente a provocare riflessioni ionosferiche dannose. Il dispositivo N. 2 presenta uno zero ricezione molto netto, favorevole al rilevamento. Quello del N. 3 si presta alla determinazione del senso, nonchè alla commutazione del diagramma.

Con due coppie di antenne, ad es. del tipo fig. 13-*b*, incrociate, si possono realizzare dispositivi analoghi a quelli ottenibili con due telai incrociati ed ottenere dei fasci direttivi fissi o girevoli, eventualmente manipolati col metodo degli equisegnali.

La difficoltà di tutti questi dispositivi consiste nella eliminazione della radiazione da parte dei collegamenti orizzontali, sia trà le antenne che dalle linee di alimentazione. Questa radiazione produrrebbe deformazioni nel diagramma teorico, che considera solo gli effetti delle parti verticali delle antenne vere e proprie. Su questo argomento si ritornerà al N. 72 ed al N. 78.

70. – *Radiofari di atterraggio* (*ad antenne, equisegnali ed unidirezionali*).

Servono specialmente per l'atterraggio dei velivoli, come quelli ad inversione di cardioide con equisegnali che abbiamo descritti al

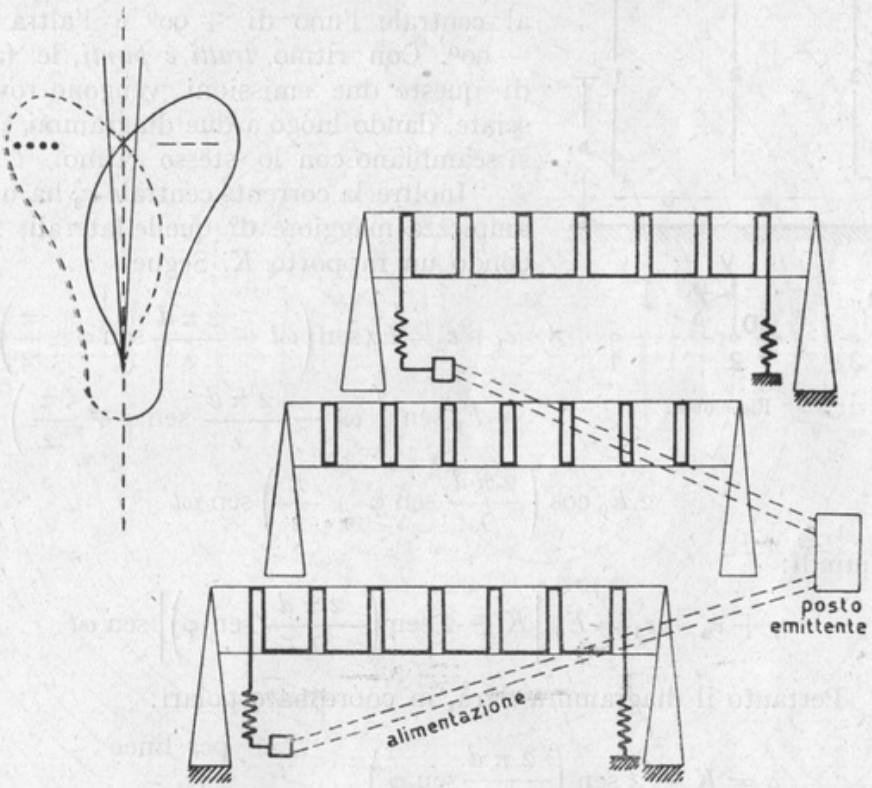


Fig. 65.

N. 66, ma sono ottenuti con antenne anzichè con telai; essi hanno un diagramma di radiazione diverso dalla cardioide, ma analogo:

a) Il tipo Marconi utilizza l'aereo di « fase » Marconi, disposto su tre cortine di antenne di cui le laterali (fig. 65) sono eccitate alternativamente per punti e linee, mentre tra le due funziona una cortina, non eccitata, che fa da riflettore e che contiene solo degli stretti telai intervallati. Una delle cortine è naturalmente manipolata a

linee e l'altra a punti, complementari. Si ottengono così due diagrammi aventi la forma della fig. 65, con una zona comune, relativamente ristretta, nella quale si sente l'equisegnale (linea continua). Tale impianto funziona su onde ultra corte di circa 9 m., onda internazionale per i radiofari di aeronautica.

b) Il radiofaro Philips [1] di atterraggio comprende 3 antenne eccitate in ½ onda, funzionanti su un'onda di circa 9 m., ugualmente sopraelevate sul suolo, allineate in un piano verticale e tutte alimentate. I due aerei laterali, simmetrici rispetto al centrale, sono eccitati in controfase e con eccitazioni sfasate rispetto al centrale l'uno di $+ 90^o$ e l'altra di $- 90^o$. Con ritmo *tratti e punti*, le fasi di queste due emissioni vengono rovesciate, dando luogo a due diagrammi che si scambiano con lo stesso ritmo.

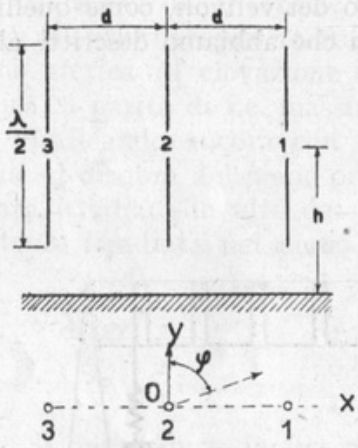


Fig. 66-*a*.

Inoltre la corrente centrale e_3 ha una ampiezza maggiore di quelle laterali, secondo un rapporto K. Segue

$$e_1 + e_2 = E_0 \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi d}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi \pm \frac{\pi}{2}\right) + E_0 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi d}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi \mp \frac{\pi}{2}\right) = 2E_0 \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi \pm \frac{\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\omega t$$

e quindi:

$$e_1 + e_2 + e_3 = E_0\left[K \mp 2\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\right)\right]\operatorname{sen}\omega t$$

Pertanto il diagramma darà, in coordinate polari:

$$\rho = K \mp 2\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\right) \qquad \begin{matrix} + \text{ per linee} \\ - \text{ per punti} \end{matrix} \qquad [1]$$

variando K, varia il diagramma come nella fig. 66-*b*, nella quale si è posto $d = 3\lambda/8$ come compromesso tra $\lambda/4$ e $\lambda/2$.

La linea di equisegnale si ha per $K + 2\operatorname{sen}(^3/_4\,\pi\operatorname{sen}\varphi) = K - 2\operatorname{sen}(^3/_4\,\pi\operatorname{sen}\varphi)$ cioè per $\operatorname{sen}(^3/_4\,\pi\operatorname{sen}\varphi) = 0$, che dà $\varphi = 0^o$ o $\varphi = 180^o$;

Se si assume come larghezza ψ del settore di guida, quella agli

(1) P. Zijlstra, *Philips Trasmitting News*, N. 3-4, dicembre 1939, pag. 59.

estremi della quale il rapporto tra i due segnali (punti e linee) ha il valore S ne segue:

$$S = \frac{K + 2 \text{ sen } (^3/_4 \ \pi \text{ sen } \psi)}{K - 2 \text{ sen } (^3/_4 \ \pi \text{ sen } \psi)} \qquad [2]$$

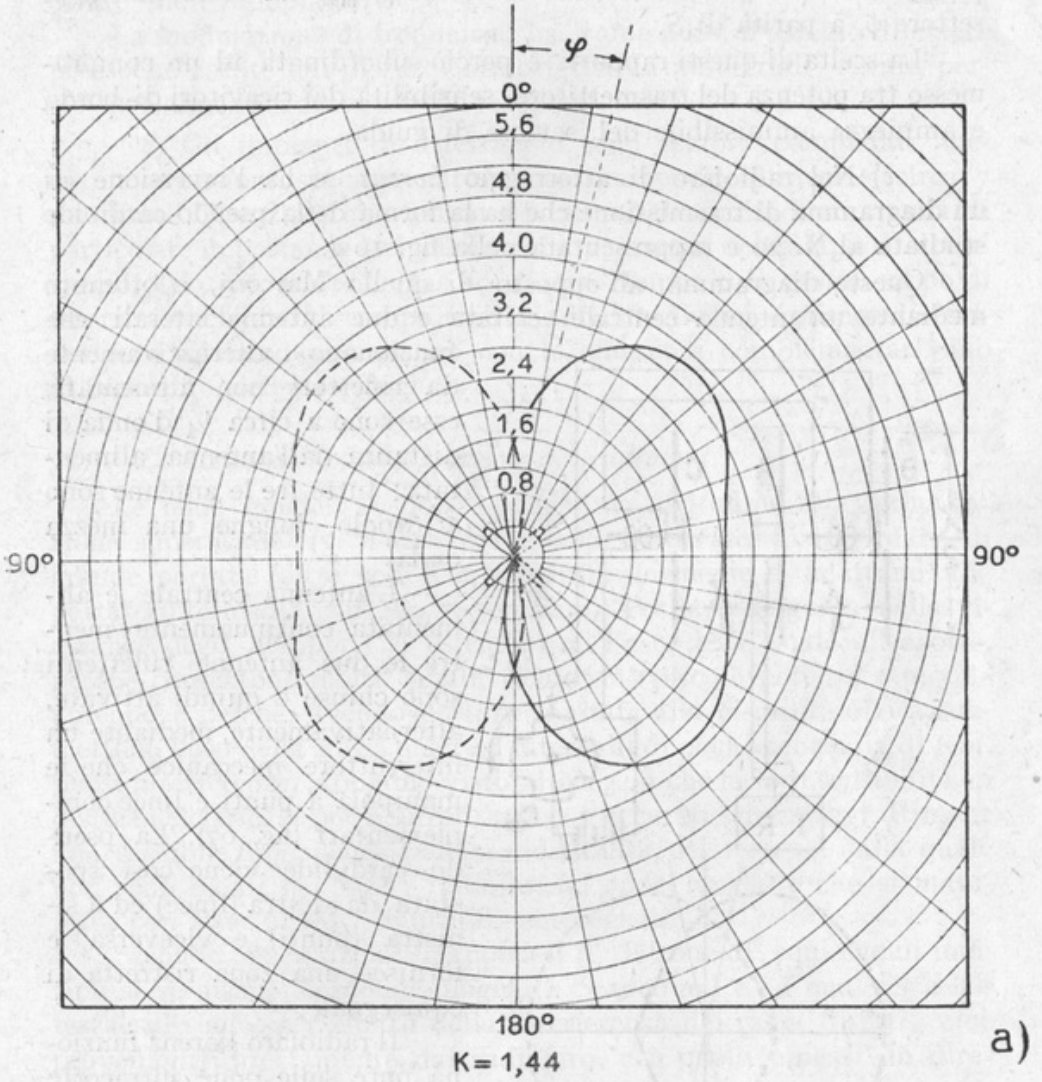


Fig. 66-*b*.

dalla quale si deduce

$$\text{sen } (^3/_4 \ \pi \text{ sen } \psi) = \frac{K}{2} \cdot \frac{S - 1}{S + 1} \text{ e si può ricavare } \psi. \qquad [3]$$

Ad es. per $S = \sqrt{2}$ come al N. 61-*B*, sarà sen $(\frac{3}{4} \pi \text{ sen } \psi) = 0{,}086 \ K$.

Un indice importante del radiofaro è il rapporto tra l'intensità del campo nel settore equisegnale e quella del campo massimo; questa ultima è evidentemente $\rho_{max} = (K + 2)$, mentre nella zona di equisegnale ($\varphi = 0$) si ha $\rho = K$. Il rapporto di utilizzazione è quindi $\rho/\rho_{max} = K/(K + 2)$: crescendo K cresce ρ/ρ_{max} ma cresce anche il settore ψ, a parità di S.

La scelta di questi rapporti è perciò subordinata ad un compromesso tra potenza del trasmettitore, sensibilità dei ricevitori di bordo e ampiezza ammissibile del settore di guida.

c) Nel radiofaro di atterraggio *Lorenz* si ha l'inversione di un diagramma di trasmissione che ha la forma della pseudo-cardioide studiata al N. 20 e rappresentata nella fig. 16-*d*.

Questo diagramma, all'opposto di quello Marconi, è ottenuto mediante un'antenna centrale eccitata e due antenne laterali che funzionano alternativamente da riflettori non alimentati; esse sono a circa ¼ d'onda di distanza dall'antenna alimentata; tutte tre le antenne sono a dipolo, lunghe una mezza onda.

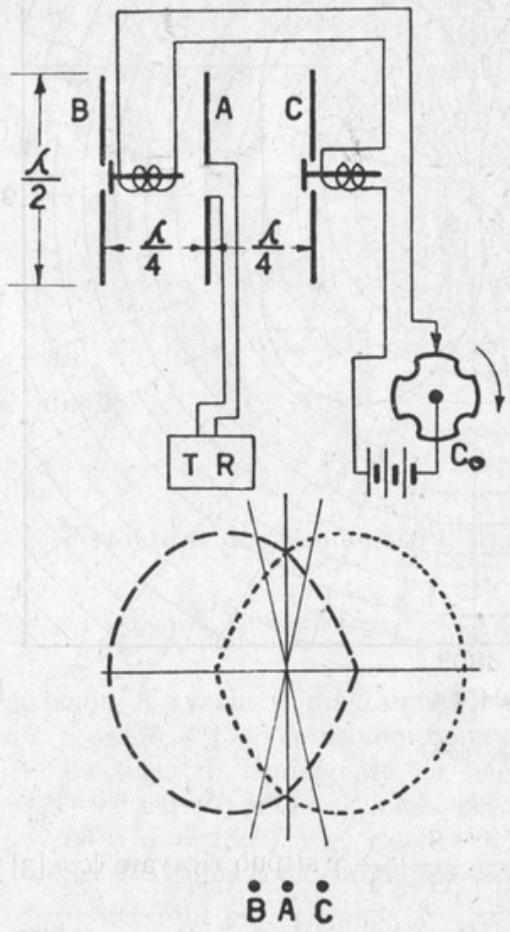


Fig. 67.

L'antenna centrale è alimentata continuamente mentre le due antenne riflettenti sono chiuse e quindi attivate, alternativamente, mediante un interruttore meccanico che le manipola a punti e linee complementari (fig. 67). La pseudo cardioide viene così spostata da destra (linee) ed a sinistra (punti) e viceversa, e fornisce una zona ristretta di equisegnale,

Il radiofaro Lorenz funziona pure sulle onde ultracorte e precisamente sull'onda internazionale di 9 metri.

In un modello più recente (Brevetto italiano 396992 del 10-4-42) le emissioni laterali sono modulate in frequenza e ne viene aggiunta un'altra sul-

la stessa onda portante, ma circolare, non modulata e di ampiezza un poco maggiore di quella di incrocio delle emissioni laterali. Con ciò il settore di guida (settore di equisegnale) risulta più netto e la sua larghezza si può variare regolando l'ampiezza della emissione circolare (non modulata).

La modulazione di frequenza, ha, come noto, il pregio di essere pressochè esente dai disturbi atmosferici ed industriali; risulta perciò specialmente adatta per gli aeroplani.

d) Gli impianti di atterraggio sono sempre completati mediante emissioni spèciali, fatte pure con onde ultracorte (circa 7 metri nel Lorenz), e che hanno per scopo di individuare punti di particolare importanza pel pilota nelle vicinanze del campo di atterraggio. Con ciò, anche in caso di cattivo tempo o di notte, dopo di essersi avvicinato al campo utilizzando i radiofari equisegnali suddetto, il pilota viene assistito con le emissioni complementari fino al momento dell'atterraggio.

71. – *La scelta dell'onda di lavoro dei radiofari.*

Le onde lunghe, avendo la massima attitudine alla propagazione superficiale (v. Parte VIII), sono riservate ai radiofari di grande portata (oltre 500 Km.), mentre le medie si adattano alle portate intermedie (sui 200 ÷ 300 Km.). Per la radioguida nelle vicinanze degli aeroporti si estende ora l'uso delle onde ultracorte, perchè consentono molti canali, richiedono piccole potenze e piccole antenne e perchè, avendo portata limitata alla visibilità ottica, ammettono l'uso della stessa onda ad intervalli di poche centinaia di Km. senza interferenze. Abbiamo visto al N. 34-*a* che la loro sensibilità ai disturbi elettrici si può neutralizzare con accurati schermaggi. Rimane una sensibile dipendenza dalle accidentalità del terreno, dalla quale non sono esenti neppure i radiofari ad onde lunghe e che si manifesta con zone di falsi (multipli) equisegnali.

Secondo osservazioni giapponesi [1] le zone di equisegnali multipli si verificano, con onde lunghe ($\lambda > 1000$ m.) e ad una certa altezza sul suolo, per effetto della interferenza dei raggi diretti, cioè provenienti direttamente dal radiofaro, con quelli emessi in direzioni vicine e riflessi dal terreno sottostante.

Sia OP (fig. 68) una direzione vicina a quella $O\,M$ di equisegnale. Su $O\,P$ arrivano i segnali N con intensità $O\,T$ ed i segnali A con intensità, maggiore, $O\,U$: ma se per effetto di una superficie montana laterale vengono rinviati su $O\,P$ anche i raggi emessi nella direzione

[1] YONEZAWA e HIRAOKA, *Report of Radio Research in Japan*, ottobre 1938, pag. 61. {59}

$O\,Q$, può facilmente avvenire che la differenza di percorso coi raggi diretti $O\,P$ e la natura del terreno riflettente siano tali da mettere i raggi riflessi da $O\,Q$ in opposizione con quelli diretti $O\,P$: in tale condizione, detto K il coefficiente di riflessione, il segnale N sarà ricevuto come $\overline{OT} - K \cdot \overline{OR}$ ed il segnale A come $\overline{OU} - K \cdot \overline{OS}$, cosicchè, se si verifica $K = \dfrac{OU - OT}{OS - OR}$, i due segnali diventano uguali, accusando una falsa zona di equisegnali $O\,P$ vicina a quella vera $O\,M$. Analogamente l'interferenza coi raggi emessi nella direzione $O\,V$ può

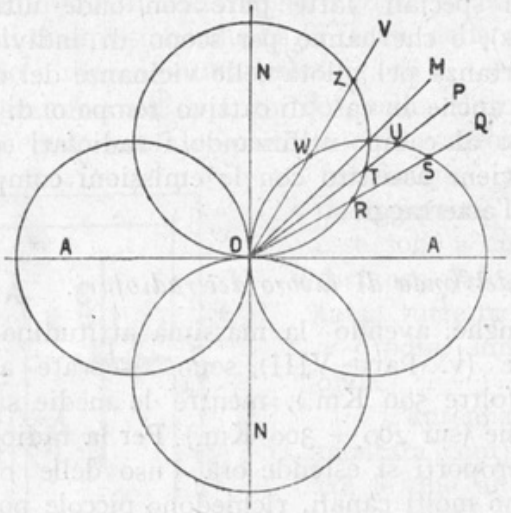


Fig. 68.

produrre un'equisegnale in $O\,P$ se ci fosse concordanza, anzichè opposizione di fase, nei raggi riflessi: basta che sia, perciò, $\overline{OT} + K \cdot \overline{OZ} = \overline{OU} + K \cdot \overline{OW}$ cioè $K = \dfrac{OU - OT}{OZ - OW}$. Inoltre se su una direzione vicina la differenza dei percorsi differisce di un'onda dalla precedente, anche su di essa si ha un falso equisegnale; le false direzioni sono quindi più spaziate e nette, quindi più nocive, sulle onde più lunghe. Sembra infatti che non si avvertano sulle onde ultracorte.

Radiofari a coppie incrociate di antenne per onde ultracorte sono stati impiantati in America (1). Si sono utilizzati a tale scopo dei castelli di legno sostenenti i 4 dipoli, costituenti le due coppie, sollevati al di sopra di un piano metallizzato largo alcune lunghezze d'onda. Questo sostituisce il terreno naturale in modo più perfetto e regolare, permettendo di ottenere la simmetria necessaria per evitare gli effetti deformatori che esamineremo al N. 78.

(1) W. E. Jackson, P.I.R.E., febbraio 1940, pag. 49 {54}.

Capo IX.

RADIOLOCALIZZATORI

72. – *Principio e varie specie di R. L.*

La tecnica dei R. L. è derivata da quella della esplorazione ionosferica, che ha per scopo la determinazione delle quote, comprese tra 100 o 500 Km. circa, degli strati ionizzati della ionosfera, che per successive rifrazioni rimandano a terra i raggi emessi verso l'alto, favorendo i collegamenti radio specialmente ad onde corte (N. 111).

Si tratta di sfruttare l'eco radioelettrico prodotto dalla riflessione delle onde o. m. su qualsiasi ostacolo che esse incontrano nel loro cammino. Una nave, un velivolo, un'antenna radio, una montagna di ghiaccio o di terra possono infatti determinare una riflessione di onde, che può essere rivelata a distanza se le onde che investono l'ostacolo sono più corte delle dimensioni dell'ostacolo, se sono abbastanza potenti e se i ricevitori che devono rivelare l'eco, sono abbastanza sensibili. I progressi compiuti negli ultimi dieci anni nella tecnica dei tubi elettronici per onde ultracorte hanno permesso la costruzione di posti radio che emettono, su tali onde, dei treni di onde di brevissima durata (pochi microsecondi) ma di centinaia e migliaia di kW di punta, nonchè di ricevitori di grande sensibilità; si sono così potuti realizzare i radiolocalizzatori.

I R. L. sono apparati r. g. in quanto permettono il rilevamento delle emissioni radio, ma sono altresì apparati telemetrici perchè misurano con grande precisione anche la distanza del bersaglio.

Essi non sfruttano particolari artifici r.g. ma realizzano principi noti, in apparati di grande potenza e di alta precisione e regolarità di funzionamento.

Un R. L. comprende, riuniti in un solo complesso: un trasmettitore di impulsi, un ricevitore radio, un oscillografo catodico ed un sistema direttivo di antenne. Il trasmettitore emette continuamente dei treni d'onde ultracorte o di micro onde, di durata di pochi microsecondi, con una cadenza variante tra 50 e 5000 impulsi al secondo.

In sincronismo con tali emissioni avviene la escursione del pennello elettronico di un tubo catodico che percorre l'asse dei tempi, rettilineo o circolare, esattamente nell'intervallo tra un treno d'onde e il successivo.

La emissione di un treno d'onde e la ricezione del treno di ritorno dopo riflessione sul bersaglio, sono registrate sull'oscillografo mediante una deviazione del pennello elettronico provocata dal radioricevitore e che si manifesta (fig. 69-*a* e 69-*b*) con una piccola protuberanza, o guizzo, sulla traccia luminosa dell'asse dei tempi, come abbiamo visto nel R. I. di rotta Marconi (N. 55) e come vedremo nel R. G. ad impulsi descritto al N. 73. Ogni emissione provoca cioè due guizzi nei punti, dell'asse dei tempi, in cui si trova

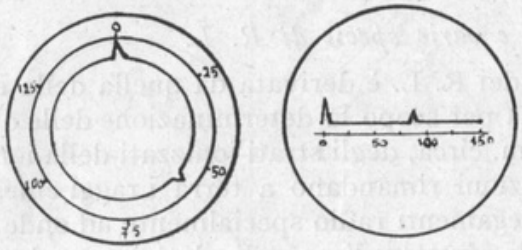


Fig. 69-*a*

il pennello catodico negli istanti di partenza e di arrivo dei treni emessi e, quindi, sempre negli stessi punti, finchè non cambiano la distanza del bersaglio e la durata del viaggio di andata e ritorno.

La distanza dei due guizzi misura appunto la durata del viaggio, e poichè la velocità è fissa, se ne deduce subito la possibilità di graduare l'asse dei tempi in distanze, in modo che si possa leggere direttamente su di esso la distanza del bersaglio in corrispondenza del guizzo di ritorno. In pratica la misura si fa con maggiore precisione su un altro apposito schermo, portando in coincidenza i due guizzi mediante dispositivi sfasatori, o ritardatori, che possono tararsi con grande precisione. Con ciò si risolve il problema telemetrico.

Il rilevamento viene fatto per massimo del segnale, o guizzo, nella considerazione che i due complessi di antenne, emittente e ricevente, solidali tra loro, danno entrambi un diagramma di radiazione a fascio molto stretto. Questo viene ottenuto, per le onde decimetriche, con proiettori di lastra o di rete metallica, e per le onde metriche, con cortine di antenne, cioè con sistemi comprendenti ad es. due file complanari di dipoli in mezz'onda, disposti l'uno accanto all'altro ad intervallo di circa $\lambda/4$ e con un riflettore piano di rete metallica, pure a distanza di circa $\lambda/4$.

Quando il complesso è puntato sul bersaglio l'aereo emittente lo

investe con la massima efficacia, provoca il massimo eco e l'aereo ricevente viene eccitato nella direzione più favorevole; perciò un piccolo spostamento dall'esatto puntamento provoca una forte diminuzione del segnale di eco, per la contemporanea diminuita efficienza sia della trasmissione che della ricezione.

Il rilevamento può quindi essere fatto per massimo, cioè ruotando alternativamente il sistema delle antenne in un senso e nell'altro e seguendo sullo schermo la intensità del guizzo di ritorno, fermandosi poi nella direzione del massimo guizzo.

Una molto maggiore precisione si ottiene però mediante il cosidetto *smistamento o commutazione del fascio*, cioè ricevendo, alternativamente e col ritmo di 20 ÷ 30 volte al secondo, su due metà dell'antenna di ricezione aventi l'asse del rispettivo diagramma direttivo leggermente spostato, simmetricamente da una parte e dall'altra, rispetto all'asse del fascio trasmittente.

Sincronicamente si provoca nel pennello elettronico un ritardo, od una inversione, del guizzo collegato ad una delle due semiantenne: si otterranno così due guizzi, l'uno accanto all'altro o l'uno opposto all'altro; il sistema sarà esattamente puntato quanto i due guizzi sono uguali.

In sostanza si ottiene un effetto di confronto come nel R. I. Marconi (N. 55) per quanto riguarda il tubo catodico e nei radiofari di atterraggio (N. 70) per lo smistamento del fascio.

In un tipo germanico di R. L. lo smistamento è ottenuto con un solo dipolo, eccentrico, che ruota intorno all'asse del riflettore parabolico, mantenendosi tangente al cerchio descritto dalla sua mezzeria. Ruotando il dipolo ruota nello spazio anche il suo diagramma di radiazione, descrivendo un cono con l'asse sull'asse del riflettore. Perciò solo quando il bersaglio si trova su tale asse sarà investito dal fascio in modo uniforme durante ogni giro.

Il dipolo rotante è collegato, con adatte precauzioni, sia al generatore dei treni d'onda che al ricevitore, non solo, ma nella sua rotazione provoca il funzionamento alternato di due tubi catodici collegati al ricevitore e precisamente; quando passa (in posizione verticale) alla estrema destra od alla estrema sinistra del cono esso attiva il tubo destinato alla determinazione dell'azimut; quando invece passa (in posizione orizzontale) per il punto più alto o per quello più basso del cono, attiva il tubo destinato al rilevamento della elevazione (sito) del bersaglio. In più esso provoca un piccolo spostamento del pennello catodico, in avanti quando passa per l'estrema destra e indietro quando passa per l'estrema sinistra; ed analoghi spostamenti sull'altro tubo (vedi il cenno al brevetto Telefunken al n. 49).

Su ciascun tubo compaiono quindi due guizzi, provocati in po-

sizioni simmetriche ed opposte del dipolo rotante: la loro perfetta eguaglianza, in ciascun tubo, indica quindi l'esatto puntamento.

Molto complessi sono i generatori degli impulsi, o treni d'onde, della durata di pochi microsecondi. Un modo per ottenerli consiste nell'eccitare i tubi elettronici trasmettenti con impulsi di tensioni positive, provocati, attraverso un trasformatore, dal rapido stabilirsi della corrente di saturazione di un diodo, alimentato alla frequenza degli impulsi. La variazione di detta corrente durando solo una piccola frazione di un semiperiodo, l'impulso può riuscire molto breve; con successive applicazioni di questo principio si può rendere brevissimo, come è necessario per la nitidezza dei guizzi. Questa estrema fugacità dei treni d'onda consente valori altissimi per la loro potenza di picco, o di punta (decine o centinaia di kW) pur mantenendo relativamente bassa la potenza media del trasmettitore (decine o centinaia di watt), dato che questo è attivo soltanto per una frazione molto piccola (pochi millesimi) dell'intervallo tra un treno e l'altro.

Per ottenere le centinaia o migliaia di kW che occorre fornire ai singoli treni di onde, affinchè possano determinare echi sufficienti anche su bersagli distanti due o trecento Km., occorrono tubi elettronici di emissione catodica molto elevata (decine di ampere), ed atti a sopportare, senza danni, le altissime tensioni, diecine di kV, che si debbono applicare per ottenere tanto alte emissioni.

Un altrettanto grave problema dei R. L. è quello dei ricevitori, che debbono aver alta sensibilità e larga banda passante, circa 1 MHz, onde ottenere sullo schermo una riproduzione nitida dei guizzi. Questi infatti, per riuscire di forma stretta ed aguzza, richiedono la ricezione di tutto un corteo di armoniche, che appunto occupano una larga banda di frequenza e senza le quali il guizzo riuscirebbe largo ed appiattito e perciò di scarsa utilizzazione.

La grande precisione e regolarità richiesta da questi apparati implica generatori d'onde di grandissima stabilità, ottenibili con piloti a quarzo piezoelettrico od a linee stabilizzatrici, pentole, ecc. [1].

Nei R. L. ad onde centimetriche, già largamente usati durante la guerra [2], sono impiegati trasmettitori a magnetron e ricevitori a modulazione di velocità degli elettroni emessi (Klystron e analoghi).

Sui R. L., apparati di enorme interesse militare ma importanti anche per scopi civili (navigazione marittima con nebbie e in zone pericolose), sono stati concentrati tutti gli sforzi della più moderna radiotecnica. Alcune semplici relazioni legano i loro dati fondamentali.

Se D è la massima distanza da esplorare, in Km., la frequenza F degli impulsi non deve superare $F = 300.000/2D$ affinchè ciascun

---

(1) L. BARGELLINI, *Alta frequenza*, aprile 1943, pag. 183.
(2) «Electronics», novembre-dicembre 1945, gennaio-febbraio 1946.

segnale possa giungere prima dell'emissione del successivo. Se si vogliono distinguere, con due guizzi separati, due bersagli a distanze differenti di d Km, la durata τ dei treni d'onda (e quindi dei guizzi) non deve superare $\tau = 2d/300.000$ sec.

Se si vogliono localizzare bersagli vicini fino ad un minimo di D Km, devesi evitare che il relativo guizzo si confonda con quello di partenza. Volendo che ne disti almeno 1/50 dell'asse dei tempi si farà $2\,D/c > 1/50\,F$ da cui $F \geq 3000/D$ Hz.

Per evitare la registrazione di echi da distanze maggiori della massima desiderata, ad es. fino al doppio di questa, si regola la frequenza dei treni su una distanza doppia e si raddoppia la lunghezza dell'asse dei tempi, sopprimendone poi la seconda metà (sulla quale comparirebbero gli echi indesiderati), deviandola fuori dello schermo.

L'asse dei tempi può essere rettilineo (o cartesiano) oppure circolare (o polare) come in alcune radiobussole accennate al N. 49.

Dato che i R. L. utilizzano collegamenti sollevati sulla superficie del suolo di oltre una lunghezza d'onda, riesce per essi pienamente utilizzabile la polarizzazione orizzontale delle onde (vedi N. 114) che ha, sulla polarizzazione verticale, il pregio di irradiare ugualmente in tutte le elevazioni, mentre è noto che un'antenna verticale non irradia nel suo zenit.

Sorti per scopi guerreschi i R. L. si sono sviluppati in vari tipi rispondenti a ben determinate esigenze belliche.

I primi apparsi sono quelli di avvistamento lontano, poi quelli contraerei, entrambi terrestri. Contemporaneamente si sono sviluppati quelli navali ed ultimi sono comparsi quelli sui velivoli.

Le onde usate oscillano tra circa 16 m. e 2 ÷ 3 cm.

Le onde più lunghe sono usate per i R. L. di avvistamento, che usano anche le maggiori potenze di emissione ed i più ingombranti e pesanti complessi di antenne. Trattasi di cortine sostenute da incastellature verticali di 8 a 12 per 4 a 8 metri, pesanti alcune tonnellate e girevoli da sole, o con la cabina contenente gli apparati, intorno ad un asse verticale.

Più leggeri sono i tipi contraerei, che usano onde deci - o centimetriche e riflettori di 3 ÷ 4 m. di diametro girevoli intorno a due assi, uno verticale ed uno orizzontale, per la ricerca dell'azimut e del sito del bersaglio. Analoghi ma più leggeri sono i R. L. navali, aventi il sistema aereo disposto sugli alberi della nave. I R. L. navali sono collegati alle centrali di tiro, di cui costituiscono una parte essenziale.

Su gli aeroplani sono sistemabili due tipi di R. L., quelli di piccola portata, per l'avvistamento di velivoli vicini e quelli di grande portata, per l'avvistamento di navi e di convogli navali: i sistemi aerei sono di solito fissi sul velivolo che li può girare solo volgendosi esso stesso nella direzione del bersaglio.

PARTE III

APPARATI UTILIZZANTI LA PROPAGAZIONE IONOSFERICA

CAPO X.

RADIOGONIOMETRI AD IMPULSI

73. – *Radiogoniometro Telefunken ad impulsi.*

Abbiamo notato al N. 22 che nella propagazione ionosferica si introduce di frequente una rotazione nella polarizzazione delle onde che rende inesatto il rilevamento col telaio girevole; questo fatto è reso manifesto dalla incostanza del punto di ricezione nulla, che fluttua continuamente al variare del percorso ionosferico causato dalle continue variazioni di densità elettronica delle regioni ionizzate; variando il percorso ionosferico varia l'angolo di polarizzazione α (fig. 20) e quindi l'angolo di ricezione nulla (N. 24).

Per ovviare a questo inconveniente la Telefunken ha immaginato un R.G. del tipo proprio, cioè a telaio girevole, nel quale si separa il raggio indiretto da quello diretto applicandovi la tecnica in uso per le misurazioni ionosferiche.

Tale radiogoniometro presuppone pertanto, da parte della stazione che desidera essere radiogoniometrata, una emissione ad impulsi, analoga a quella che si pratica per le misurazioni ionosferiche.

Trattasi di emettere dei brevissimi treni d'onde succedentisi ad intervallo di circa 1/300 di secondo, e ciascuno avente la durata inferiore ad 1/3000 di secondo. La ricezione è fatta con un oscillografo catodico (tubo di Braun) sul quale si riportano gli impulsi ricevuti.

La R G. risulta con ciò possibile entro il raggio diretto della stazione emittente e cioè ad una distanza tale che la intensità del campo diretto (o terrestre) non sia inferiore a $5 \div 6$ μV/m. In queste

condizioni il dispositivo separa, sullo schermo dell'oscillografo catodico, il raggio diretto da quello indiretto, sfruttando il maggiore percorso compiuto da questo; la manovra del telaio consiste allora nel rotarlo fino alla sparizione del raggio diretto.

La separazione dei due segnali si ottiene nel modo ordinario: si dà cioè, alle placche direttrici del tubo oscillografico (asse dei tempi) una tensione che, sincronizzata con il ritmo degli impulsi in partenza, faccia spostare la macchia catodica trasversalmente allo schermo nell'intervallo tra un impulso e il successivo. Le placche deviatrici sono invece collegate al ricevitore r. g. il quale trasmette al tubo il segnale, emesso durante ogni impulso, in due successivi tempi: prima comparisce il segnale diretto e poi quello indiretto, che per il suo maggiore percorso nella ionosfera, giunge in ritardo.

Tale ritardo, misurato dal quoziente tra la differenza del percorso e la velocità della luce, è dell'ordine del millesimo di secondo e si traduce, sullo schermo, in un intervallo tra le figure appuntite con le quali sono registrati successivamente gli impulsi ricevuti.

Se l è in metri la lunghezza del percorso della macchia catodica durante 1/300 di sec. la velocità della macchia è 300 l metri al secondo; moltiplicata per il ritardo r tra i due segnali si ha in $i = 300\,lr$ la distanza in metri tra le due immagini sullo schermo. Per $l = 0{,}10$ e $r = 1/1000$ risulta $i = 0{,}03$ metri, cioè 3 cm. Questa distribuzione sullo schermo avviene ad ogni 300^{esimo} di secondo. I successivi segnali che giungono, sovrappo nendosi sempre nello stesso punto dell'asse dei tempi, dànno una immagine fissa sullo schermo: immagine che comprende le due figure appuntite degli impulsi ricevuti. Se in queste condizioni si ruota il telaio fino a metterlo normale alla direzione di provenienza dei segnali, il segnale diretto sparisce nettamente mentre quello indiretto ne sarà variamente alterato. Si avrà così la possibilità di radiogoniometrare come con i R.G. ordinari. Il segnale indiretto è nettamente distinguibile da quello diretto perchè molto incostante di ampiezza, e ciò elimina ogni pericolo di confusione.

La frequenza della esplorazione dell'asse dei tempi è in realtà la metà di quella degli impulsi emessi, cosicchè sullo schermo si formano due distinte immagini del raggio diretto e di quello riflesso. La contemporanea sparizione delle prime, al rotare del telaio, conferisce molta nettezza al rilevamento.

Lo schema dell'apparato è rappresentato nella fig. 69-*b* e non richiede spiegazioni. Le regolazioni sono quelle solite, con in più la regolazione del sincronismo, mediante la quale l'immagine sullo schermo diventa netta e stabile.

Con un campo di 6 μV/m si può già ottenere una discreta pre-

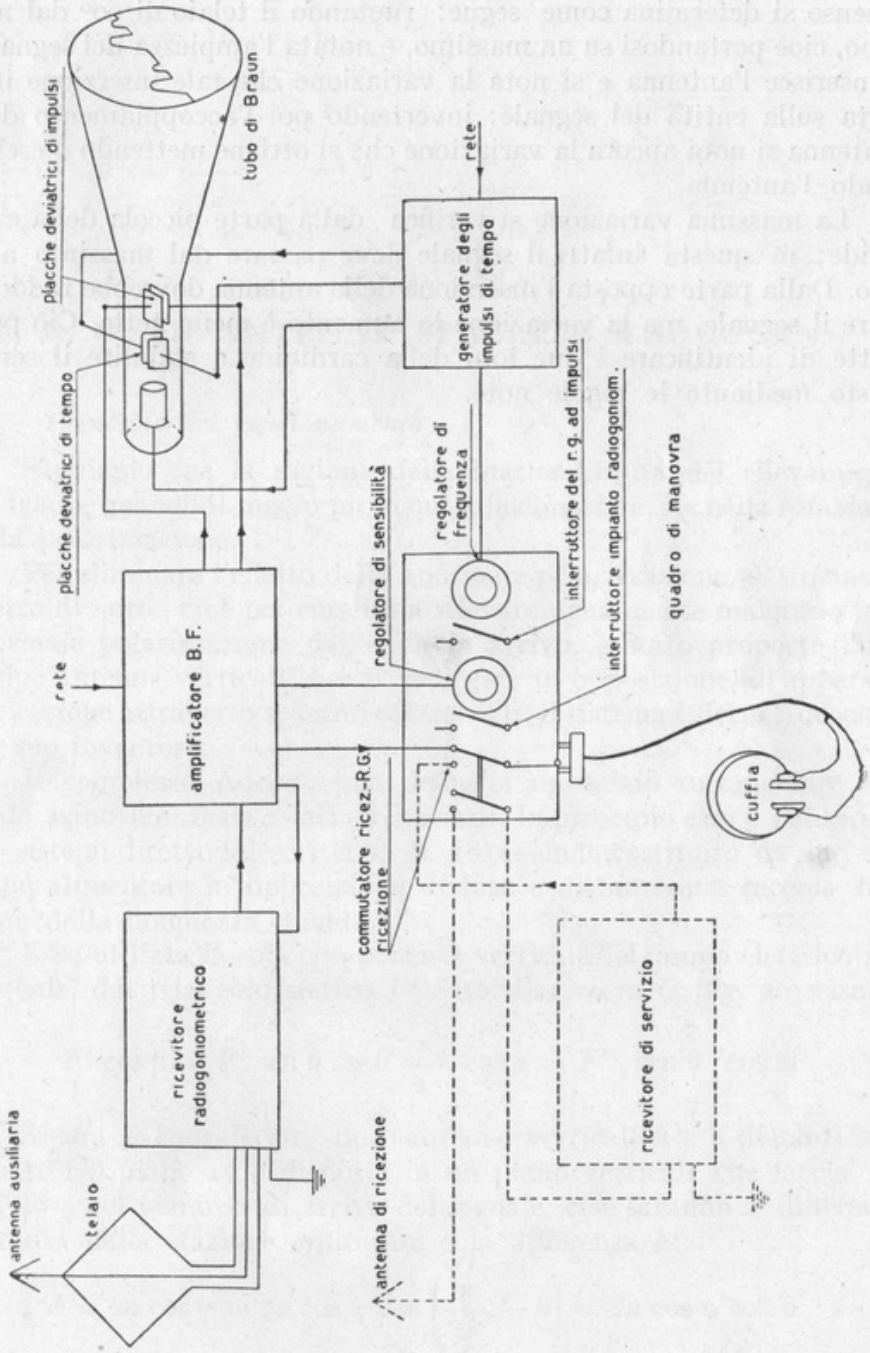

placche deviatrici di impulsi
tubo di Braun
rete
generatore degli impulsi di tempo
placche deviatrici di tempo
regolatore di frequenza
interruttore del r.g. ad impulsi
interruttore impianto radiogoniom.
quadro di manovra
rete
amplificatore B.F.
regolatore di sensibilità
cuffia
commutatore ricez-R.G.
ricezione
ricevitore radiogoniometrico
ricevitore di servizio
antenna ausiliaria
telaio
antenna di ricezione

Fig. 69-*b*.

cisione; questa raggiunge 1° per un campo diretto di circa 100 μV/m. Il senso si determina come segue: ruotando il telaio di 90° dal minimo, cioè portandosi su un massimo, e notata l'ampiezza del segnale, si inserisce l'antenna e si nota la variazione che tale inserzione importa sulla entità del segnale: invertendo poi l'accoppiamento dell'antenna si nota ancora la variazione che si ottiene mettendo o escludendo l'antenna.

La massima variazione si verifica dalla parte piccola della cardioide; in questa infatti il segnale deve passare dal massimo allo zero. Dalla parte opposta l'inserzione della antenna dovrebbe raddoppiare il segnale, ma la variazione in aumento è meno netta. Ciò permette di identificare i due lobi della cardioide e stabilire il senso giusto mediante le regole note.

Capo XI.

R. G. AD ANTENNE SPAZIATE « ADCOCK »

74. – *Principio del funzionamento.*

Sappiamo che la ragione della inattendibilità del rilevamento col telaio, quando il raggio proviene dalla ionosfera, sta nella rotazione della polarizzazione.

Per eliminare l'effetto della anormale polarizzazione, detto anche effetto di notte, cioè per riuscire a rilevare ugualmente malgrado tale anormale polarizzazione dell'onda in arrivo, è stato proposto l'uso di due antenne verticali A e B, collegate in opposizione all'apparato di ricezione attraverso schermi orizzontali; il sistema è detto Adcock[1] dal suo inventore.

Il complesso Adcock può definirsi un telaio rettangolare dal quale siano eliminati i lati orizzontali. In principio esso è compreso nei sistemi direttivi descritti al N. 18, essendo costituito da due antenne alimentate in opposizione di fase e distanti una piccola frazione della lunghezza d'onda.

Esso utilizza la sola componente verticale del campo elettrico F', la quale, dal triangolo sferico PQS rettilatero in Q (fig. 20) risulta

$$F' \cos \beta = F' \operatorname{sen} \theta \,.\, \operatorname{sen} \frac{\pi}{2} \,.\, \cos \alpha = F' \,.\, \operatorname{sen} \theta \,.\, \cos \alpha.$$

Se ora si considerano due antenne verticali u e v distanti $2\,a$, situate nel piano xy e disposte in un piano verticale che faccia un angolo φ col piano xz di arrivo del segnale, esse saranno a differente distanza dalla stazione emittente e la differenza è:

$$d = 2a \cos \gamma = 2a \cos \varphi \cos \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) = 2a \cos \varphi \operatorname{sen} \theta$$

risultante dal triangolo sferico rettangolo RDM.

---

[1] F. Adcock, Brevetto inglese N. 130490 del 1919.

Se assumiamo come origine delle fasi quella del punto centrale tra le due antenne, ne segue che nell'antenna più lontana la f.e.m. agente è proporzionale a sen $(\omega t + \frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta)$ e nella più vicina è proporzionale a sen $\left(\omega t - \frac{2\pi a \cos\varphi \operatorname{sen}\theta}{\lambda}\right)$. In realtà però in O arriva anche il raggio riflesso dal terreno il quale, se si suppone perfettamente conduttivo, livellato ed orizzontale [1], rimanda in-

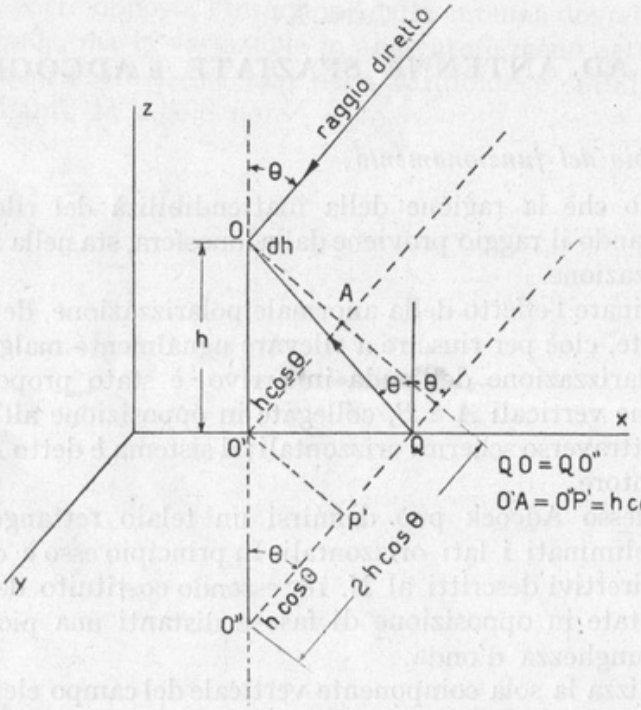


Fig. 70.

tatta la *componente verticale*, la quale arriva sull'antenna O colla stessa intensità della componente diretta ma in ritardo di fase dovuto alla diversità di cammino fra i due raggi. Tale diversità si può computare prendendo come origine delle fasi la fase della proiezione O' del punto O (fig. 70). Il raggio diretto si trova in anticipo di $h \cos\theta$ rispetto a tale punto mentre il raggio riflesso è in ritardo della stessa quantità; quindi la somma dà:

$$F' \operatorname{sen}\theta \cos\alpha \left[\operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi h}{\lambda} \cos\theta\right) + \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi h}{\lambda} \cos\theta\right)\right] \quad [1]$$

(1) Vedere al N. 78 l'influenza del terreno non perfettamente conduttivo, non omogeneo e non livellato.

cioè:
$$e_0 = 2\,F' \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \theta \cos \alpha \cos \left(\frac{2\,\pi\,h}{\lambda} \cos \theta \right) \qquad [2]$$

Ora, considerato che le f.e.m. delle due antenne agiscono in opposizione sul ricevitore, ne segue che la f.e.m. risultante, dovuta a due elementi corrispondenti dh delle due antenne, sarà la loro differenza. Sostituendo quindi ωt, nella espressione ora trovata, rispettivamente con $(\omega t \pm \frac{2\,\pi\,a}{\lambda} \cos \varphi \operatorname{sen} \theta)$, moltiplicando per dh e facendo la differenza si ha:

$$de = de_1 - de_2 = 4\,.\,F'\,dh\,.\,\operatorname{sen} \theta \cos \alpha \cos \omega t\,.\,\operatorname{sen} \left(\frac{2\,\pi\,a}{\lambda} \cos \varphi . \operatorname{sen} \theta \right) .$$
$$. \cos \left(\frac{2\,\pi\,h}{\lambda} \cos \theta \right) \qquad [3]$$

La integrazione da B ad A (altezza dei due estremi dell'antenna da terra) dà quindi:

$$e = \frac{2\,\lambda}{\pi} F' \operatorname{sen} \theta \cos \alpha \left[\frac{\operatorname{sen} \left(\frac{2\,\pi\,A}{\lambda} \cos \theta \right) - \operatorname{sen} \left(\frac{2\,\pi\,B}{\lambda} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right] \qquad [4]$$
$$. \operatorname{sen} \left(\frac{2\,\pi\,a}{\lambda} \cos \varphi \operatorname{sen} \theta \right) . \cos \omega\,t$$

Se l'estremo inferiore è a terra sarà $B = 0$ e se $\frac{2\,\pi\,A}{\lambda} \ll 1$, sarà:

$$e \simeq 4\,F'\,A\,.\,\operatorname{sen} \theta \cos \alpha\,.\,\operatorname{sen} \left(\frac{2\,\pi\,a}{\lambda} \cos \varphi \operatorname{sen} \theta \right) \cos \omega t$$

di cui l'ampiezza raggiunge il massimo per $\theta = \frac{\pi}{2}$; $\alpha = 0$; $\varphi = 0$; cioè raggio terrestre F_0 nella direzione del telaio, ed è:

$$E_0 = 4\,F_0\,A \operatorname{sen} \frac{2\,\pi\,a}{\lambda}.$$

Se anche a è piccolo, cioè $\frac{2\,\pi\,a}{\lambda} \ll 1$, E_0 si riduce ancora ad

$$E_0 = F_0 \cdot \frac{8\,\pi\,a}{\lambda}\,A = F_0 \cdot 2 \cdot \frac{2\,\pi\,(2\,a\,A)}{\lambda} = 2\,F_0\,h_e$$

nella quale si indica con h_e l'altezza efficace di un telaio di lati $2a$ ed A.

Il fattore 2 deriva dalla ammissione che il terreno sia perfettamente conduttivo, il che raddoppia il campo spaziale F_0. Quando siano

$$\theta \neq \frac{\pi}{2}\,;\ \alpha,\ \varphi \neq 0 \ \text{ con } \frac{2\pi a}{\lambda} \ \text{ e } \ \frac{2\pi A}{\lambda} < 1, \ \text{sarà}$$

$$e = 2 F' h_e \,.\, \text{sen}^2\,\theta \cos\alpha \cos\varphi \cos \omega t \qquad [5]$$

mentre il campo incidente al centro tra le antenne è:

$$f_0 = F' \,\text{sen}\, \omega t.$$

Dunque, nelle condizioni della [5] la f.e.m. agente sulla coppia di antenne è proporzionale a cos φ ed è in quadratura con la f.e.m. agente su un'antenna messa al centro delle due antenne, esattamente come avviene per le f.e.m. agenti su un telaio e sull'antenna ausiliaria.

Dalla [5] come dalla [4], espressione più generale della e, risulta che, purchè non sia $\theta = 0$ cioè arrivo verticale, oppure $\alpha = \pi/2$, cioè polarizzazione completamente orizzontale, l'annullamento della e si ha solo per $\varphi = \pi/2$, cioè quando il piano delle due antenne è perpendicolare al piano di arrivo.

Risulta così che, malgrado la rotazione della polarizzazione e l'arrivo non orizzontale delle onde, il complesso delle due antenne verticali, che sfrutta la differenza di f.e.m. agente su di esse, può individuare esattamente la direzione di provenienza dei segnali, dato che questi si annullano in una sola direzione, indipendente da α e da θ e normale a quella di provenienza.

Su questo principio è basato il R.G. Adcock, il quale potrebbe teoricamente essere costituito da un complesso di due antenne disposte all'estremo di un supporto orizzontale girevole; quando il piano delle antenne è perpendicolare al piano di arrivo si dovrebbe avere estinzione del segnale. Basta però una piccola riflessione per vedere che nella condizione in cui funzionerebbe questo sistema, il collegamento orizzontale sarebbe sede della f.e.m. (fig. 20):

$$e_p = 2\, a\, F' \cos\gamma = 2\, a\, F' \,(\text{sen}\,\alpha \,\text{sen}\,\varphi - \cos\alpha \cos\varphi \cos\theta)\, \text{sen}\ \omega t \qquad [6]$$

dovuta alla componente orizzontale del campo elettrico. Ora, se $\alpha \pm 0$, questa f.e.m. agisce come perturbatrice del rilevamento, in quanto per $\varphi = \pi/2$, mentre la [5] si annulla, essa rimane col valore $2\, a\, F'$ sen α sen ωt che, mascherando lo zero di ricezione, impedisce il rilevamento stesso.

La eliminazione di questa perturbazione è la principale difficoltà che si incontra nel funzionamento del R. G. Adcock.

Praticamente, anzichè con una coppia di antenne mobili, il sistema si suole realizzare con 2 coppie di antenne fisse collegate, coll'artifizio del complesso a tre bobine Bellini-Tosi, a due avvolgimenti perpendicolari tra loro, nell'interno dei quali può ruotare la *bobina di ricerca*. I due campi interni sono proporzionali alle f.e.m. agenti sulle due coppie di antenne, cosicchè se si ha l'avvertenza di simmetrizzare il complesso e fare $2\pi a \ll \lambda$, tali f.e.m. diventano proporzionali a sen φ e cos φ rispettivamente, riproducendo così un campo magnetico perpendicolare alla direzione di provenienza, come nel caso della propagazione diretta e dei telai incrociati che abbiamo

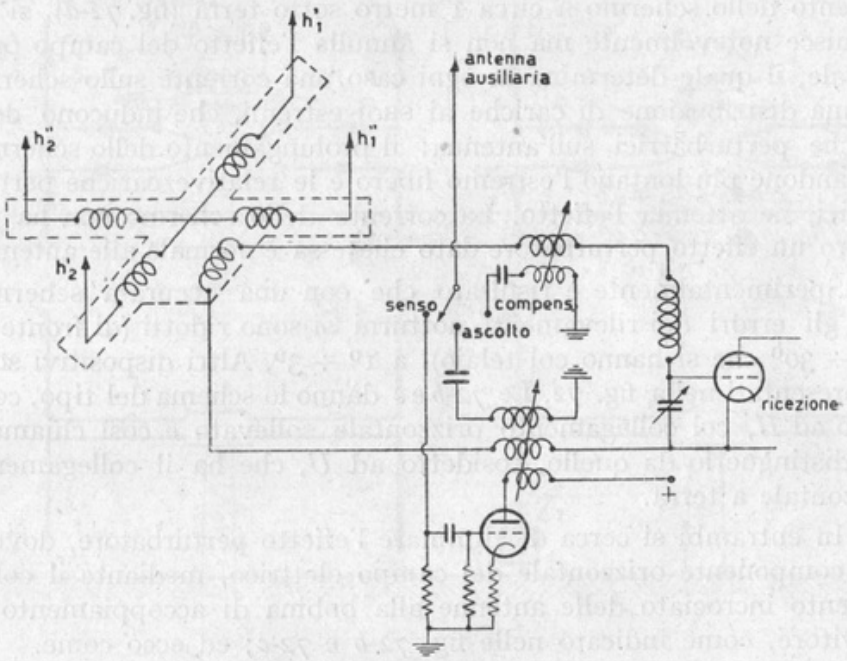


Fig. 71.

già trattato (N. 44). E poichè abbiamo notato che dalla [5] risulta la perfetta analogia tra la coppia di antenne ed il telaio anche nella loro relazione di fase con un'antenna isolata adiacente, ne segue la possibilità di utilizzare, anche con la coppia, una tale antenna come ausiliaria per ottenere la compensazione ed il senso, come con i telai.

Lo schema dei collegamenti al ricevitore può essere quindi (fig. 71) perfettamente analogo a quello della fig. 31 per un solo telaio girevole ed aperiodico.

75. - *Varie realizzazioni del R. G. Adcock.*

Il principale problema da risolvere essendo la eliminazione della influenza del campo orizzontale, vari dispositivi sono stati proposti ed adottati a tale scopo; di essi esamineremo i principali (1).

Uno di questi dispositivi, il più naturale, consiste nello schermare accuratamente il collegamento orizzontale delle due antenne e nell'interrare lo schermo, non solo, ma nel prolungare metallicamente tale schermo oltre l'antenna.

Questo prolungamento si giustifica osservando che con l'interramento dello schermo a circa 1 metro sotto terra (fig. 72-*a*), si diminuisce notevolmente ma non si annulla l'effetto del campo orizzontale, il quale determina in ogni caso una corrente sullo schermo ed una distribuzione di cariche ai suoi estremi, che inducono delle cariche perturbatrici sull'antenna: il prolungamento dello schermo, portandone più lontano l'estremo libero e le relative cariche perturbatrici, ne attenua l'effetto. La corrente dello schermo non ha per contro un effetto perturbatore dato che essa è normale alle antenne.

Sperimentalmente è risultato che con una accurata schermatura gli errori dei rilevamenti notturni si sono ridotti (di fronte ai $20^{\circ} \div 30^{\circ}$ che si hanno col telaio), a $1^{\circ} \div 3^{\circ}$, Altri dispositivi sono rappresentati nella fig. 72. Le 72-*b* e *c* dànno lo schema del tipo, cosidetto ad *H*, col collegamento orizzontale sollevato e così chiamato per distinguerlo da quello, cosidetto ad *U*, che ha il collegamento orizzontale a terra.

In entrambi si cerca di eliminare l'effetto perturbatore, dovuto alla componente orizzontale del campo elettrico, mediante il collegamento incrociato delle antenne alla bobina di accoppiamento al ricevitore, come indicato nelle fig. 72-*b* e 72-*c*; ed ecco come.

La componente orizzontale del campo elettrico induce due identiche f.e.m. sui due collegamenti orizzontali (fig. 72-*c*), ma quella agente sul collegamento superiore (freccie chiare) produce una corrente che attraversa la bobina di accoppiamento da destra a sinistra, mentre la corrente prodotta sul collegamento inferiore (freccie scure) attraversa la bobina da sinistra a destra: le due correnti dovrebbero perciò neutralizzarsi reciprocamente.

D'altra parte il collegamento incrociato non perturba la ricezione dei segnali utili; abbiamo visto infatti che le f.e.m. nelle due antenne di una coppia sono rispettivamente proporzionali a

(1) R. KEEN {45}, pag. 232 e seguenti. Gli schemi della fig. 72 sono ricavati da questo trattato.

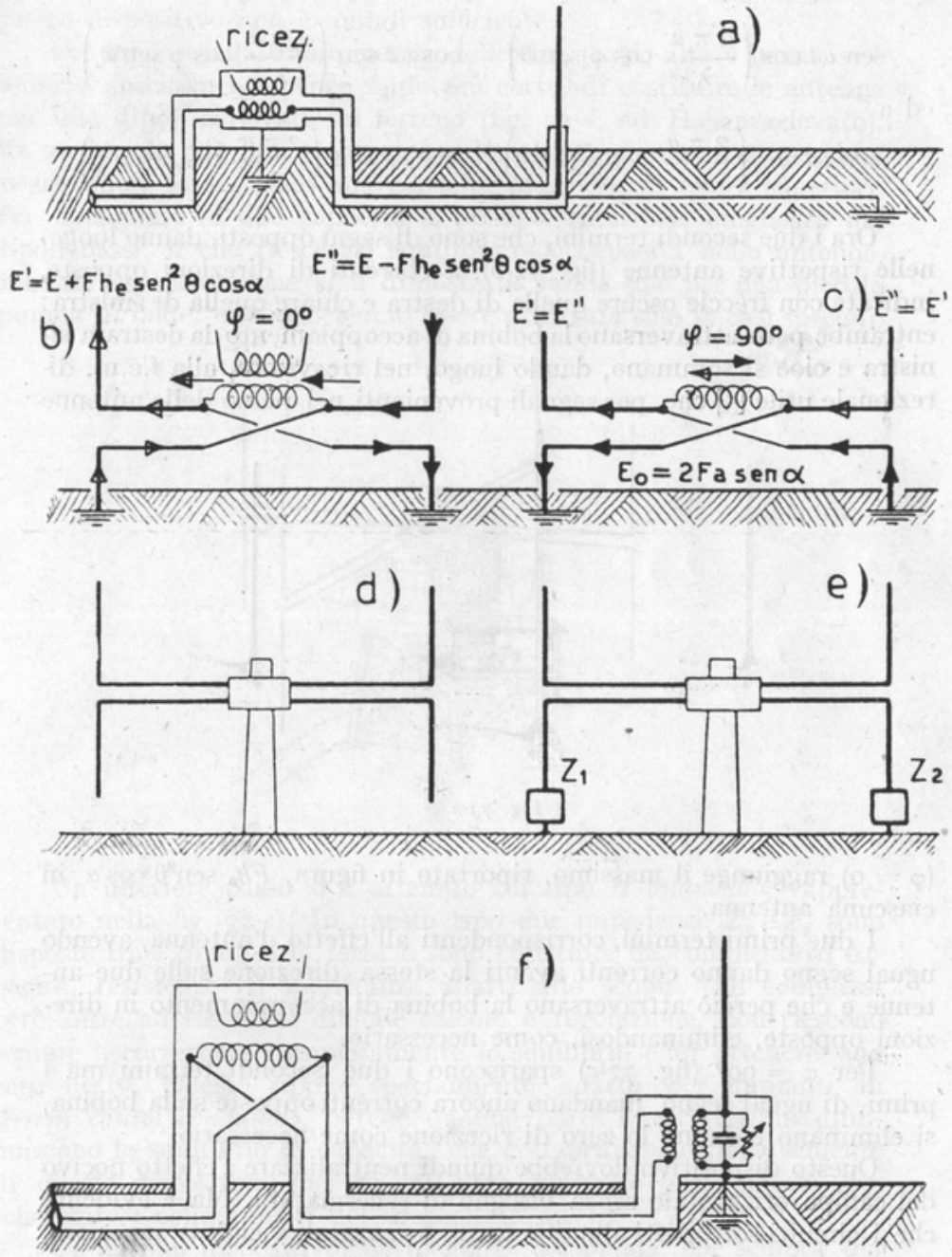

ricez.
a)
E'=E+Fhe sen²θ cosα
E"=E−Fhe sen²θ cosα
b)
φ = 0°
E'=E"
c) E"= E'
φ = 90°
Eo = 2Fa sen α
d)
e)
Z1
Z2
ricez.
f)

Fig. 72.

$\text{sen}\,(\omega t \pm \frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi \,\text{sen}\,\theta)$, vale a dire a

$$\text{sen}\,\omega t \cos\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\text{sen}\,\theta\right) + \cos\omega t\,\text{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\text{sen}\,\theta\right)$$

ed a

$$\text{sen}\,\omega t \cos\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\text{sen}\,\theta\right) - \cos\omega t\,\text{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\text{sen}\,\theta\right) \quad [7]$$

Ora i due secondi termini, che sono di segni opposti, danno luogo, nelle rispettive antenne (fig. 72-*b*), a correnti di direzioni opposte, indicate con freccie oscure quella di destra e chiare quella di sinistra: entrambe però attraversano la bobina di accoppiamento da destra a sinistra e cioè si sommano, dando luogo, nel ricevitore, alla f.e.m. direzionale utile [5] che, per segnali provenienti nel piano delle antenne

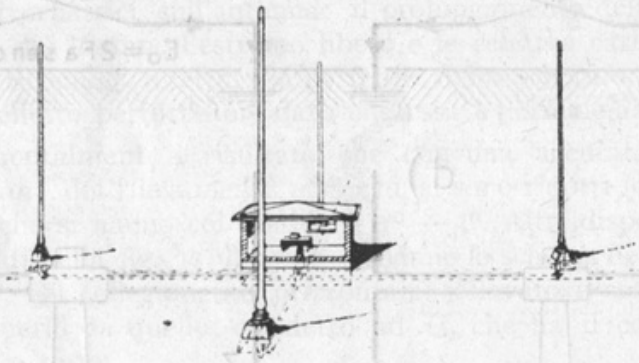


Fig. 73-*a*

($\varphi = 0$) raggiunge il massimo, riportato in figura, $Fh_e\,\text{sen}^2\theta\cos\alpha$ in ciascuna antenna.

I due primi termini, corrispondenti all'effetto d'antenna, avendo ugual segno danno correnti aventi la stessa direzione sulle due antenne e che perciò attraversano la bobina di accoppiamento in direzioni opposte, eliminandosi, come necessario.

Per $\varphi = 90^0$ (fig. 72-*c*) spariscono i due secondi termini ma i primi, di ugual segno, mandano ancora correnti opposte sulla bobina, si eliminano e danno lo zero di ricezione come necessario.

Questo dispositivo dovrebbe quindi neutralizzare l'effetto nocivo del campo orizzontale senza bisogno di schermatura. Ma è evidente che i circuiti sottoposti alle due f.e.m. orizzontali e cioè *a*) superiore, aperto, comprendente le antenne; *b*) inferiore, chiuso, comprendente la terra, sono di caratteristiche elettriche molto diverse: le correnti in essi prodotte dalle due f.e.m. sono quindi diverse, pur es-

sendo uguali tra loro le due f.e.m. agenti; i due flussi prodotti nella bobina non si neutralizzano perciò completamente ed anche questo dispositivo non è quindi sufficiente.

Per ovviare alla dissimmetria delle due parti, alta e bassa, si è pensato, specialmente per le onde più corte, di costituire le antenne con due dipoli sollevati sul terreno (fig. 72-*d*, ad H sopraelevato). Ma anche con ciò non si raggiunge la perfetta simmetria, perchè i mezzi dipoli bassi hanno una capacità maggiore di quelli superiori. Per uguagliare le due capacità si possono ridurre le lunghezze dei dipoli bassi, il che riesce ad equilibrare le capacità delle antenne, ma tale compensazione si è dimostrata valida solo per una piccola gamma di onde: essa può perciò essere utilizzata solo in casi speciali.

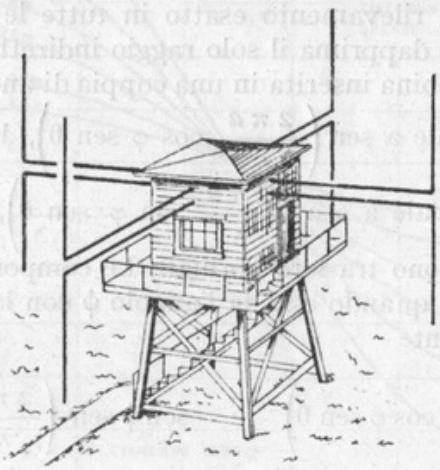


Fig. 73-*b*

Un ulteriore passo si è ottenuto col tipo *H bilanciato*, rappresentato nella fig. 72-*e*): In questo tipo due impedenze Z_1 e Z_2 sono disposte tra i dipoli e la terra e sono costituite da complessi di capacità, resistenze ed induttanze adatti allo scopo. Tali complessi però, oltre ad essere di difficile calcolo e regolazione, non riescono sempre a correggere completamente lo squilibrio e ad ottenere uno zero netto. Questo tipo è specialmente adatto per impianti in *terreni cattivi conduttori*, perchè da una parte questi terreni diminuiscono lo squilibrio di capacità, che è il principale inconveniente di questo dispositivo, mentre dall'altra sarebbero poco efficaci per schermare i collegamenti del dispositivo ad U.

Un ultimo dispositivo, detto ad *U accoppiato*, che sembra dia ottimo risultato, è quello rappresentato nella fig. 72-*f*.

Le antenne sono messe localmente a terra attraverso un circuito di bilanciamento con condensatore e resistenza regolabili, in

modo da poter uguagliare le f.e.m. d'antenna sia in ampiezza che in fase ed evitare così l'effetto d'antenna dovuto alla ineguale altezza efficace delle antenne, del quale si dirà al N. 78. Tale circuito è collegato con linea doppia di trasmissione alla bobina di accoppiamento al ricevitore, posto al centro dell'impianto: la linea doppia è schermata e interrata, dimodochè vi risultano riunite tutte le precauzioni suggerite dalle considerazioni precedenti.

Le figg. 73-*a* e 73-*b* mostrano due realizzazioni Telefunken dei tipi ad U e ad H.

76. – Deviazione ottantale.

Vogliamo dimostrare (1) che il R. G. Adcock a 4 antenne non fornisce sempre un rilevamento esatto in tutte le direzioni. A tale scopo consideriamo dapprima il solo raggio indiretto. È facile vedere che mentre nella bobina inserita in una coppia di antenne la f.e.m. indotta è proporzionale a $\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$, la f.e.m. nell'altra bobina è proporzionale a $\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$, dato che le due coppie di antenna sono tra loro normali. Le componenti agenti sulla bobina esploratrice, quando essa fa l'angolo ψ con la 1ª bobina, sono perciò rispettivamente

$$\cos\psi\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\operatorname{sen}\theta\right) \quad \text{e} \quad \operatorname{sen}\psi\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$$

e la loro differenza si annulla quando (trascurando la reazione della bobina) si abbia:

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\operatorname{sen}\theta\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\operatorname{sen}\theta\right)} \quad \text{cioè non per } \psi = \frac{\pi}{2} - \varphi$$

Risulta così che l'errore $(\psi - \pi/2 + \varphi)$ ha carattere *ottantale* perchè si annulla per $\varphi = 0;\ \pi/4;\ \pi/2;\ 3\pi/4;\ \pi;\ 5\pi/4;\ 3\pi/2;\ 7\pi/4$ mentre è massimo nelle direzioni intermedie a queste (2).

---

(1) Vedi *The Institution of Electrical Engineers*, settembre 1932, I. F. Coales, pag. 497 {18}.

(2) Se le distanze $2a$ tra le antenne di ciascuna coppia non sono esattamente tra loro uguali, e se le due coppie non sono disposte esattamente normali tra loro, ne nascono evidentemente altri errori pure variabili con l'azimut φ.

Ad es. per $\frac{2\pi a}{\lambda} = \frac{1}{2}$ l'errore massimo varia tra 1° e 6° al variare di θ tra 20° e 70°.

Tuttavia se il rapporto $\frac{2\pi a}{\lambda}$ è molto piccolo, come di solito avviene, cioè è $\frac{2\pi a}{\lambda} \leq 1/10$, si potrà sostituire l'arco al seno, al-

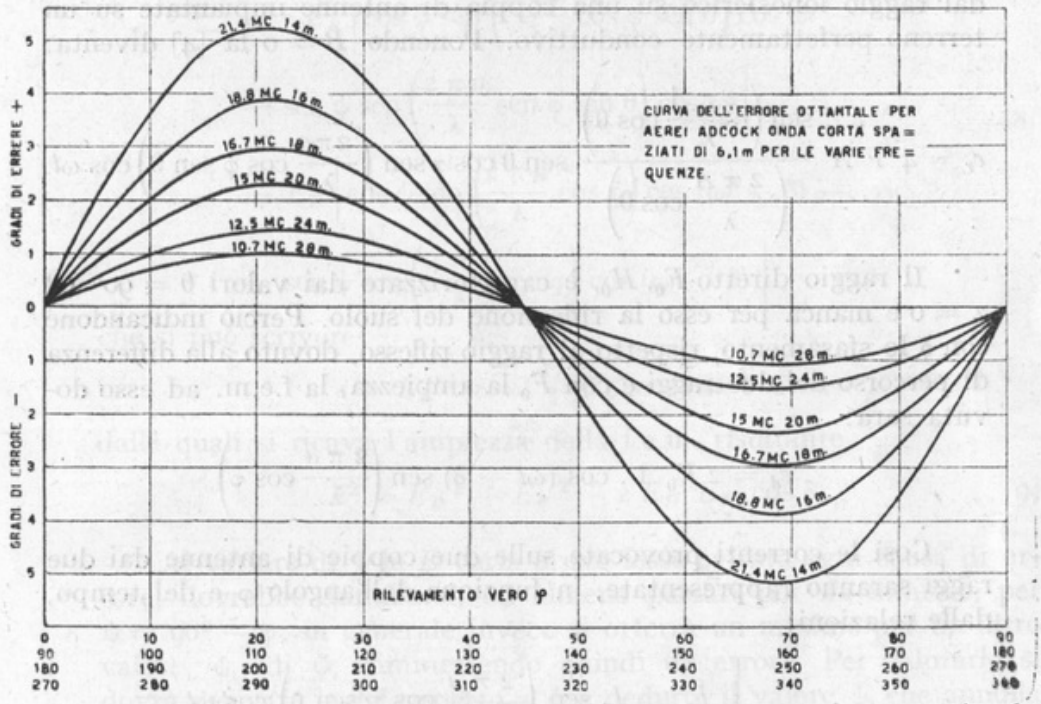


Fig. 74.

lora sarà, con buona approssimazione:

$$\operatorname{tg} \psi = \cot \varphi \qquad \text{cioè} \qquad \psi = \frac{\pi}{2} - \varphi$$

e l'errore sarà nullo o trascurabile.

In ogni caso l'errore di cui trattasi è perfettamente calcolabile quando si possa fondatamente fare una ipotesi sul valore di θ, cioè sull'angolo di arrivo, che dipende dalla distanza del posto emittente e dall'altezza degli strati riflettenti. La fig. 74 dà un esempio di un diagramma di correzione di tale errore per un R. G. Marconi-Adcock per onde corte.

La teoria ora esposta vale evidentemente anche se la compo-

nente orizzontale del campo elettrico è sfasata nel tempo rispetto a quella verticale (polarizzazione ellittica) dato che tale componente orizzontale non produce f.e.m. sulle antenne verticali. La teoria si complica invece come ora vedremo, se, oltre al raggio indiretto, si deve considerare anche il raggio diretto, propagantesi lungo il suolo.

77. – *Zone morte pel rilevamento* {18}.

Abbiamo gia trovato nella [4] la espressione della f.e.m. indotta dal raggio ionosferico su una coppia di antenne impiantate su un terreno perfettamente conduttivo. Ponendo $B = 0$ la [4] diventa:

$$e_r = 4\ F'A\ \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi A}{\lambda}\cos\theta\right)}{\left(\frac{2\pi A}{\lambda}\cos\theta\right)}\ \operatorname{sen}\theta\cos\alpha\ \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\ \operatorname{sen}\theta\right)\cos\omega t.$$

Il raggio diretto F_0, H_0, è caratterizzato dai valori $\theta = 90^\circ$ ed $\alpha = 0$ e manca per esso la riflessione del suolo. Perciò indicandone con δ lo sfasamento, rispetto al raggio riflesso, dovuto alla differenza di percorso dei due raggi e con F_0 la ampiezza, la f.e.m. ad esso dovuta sarà:

$$e_d = 2\ F_0\ A\ .\ \cos(\omega t + \delta)\ \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\right)$$

Così le correnti provocate sulle due coppie di antenne dai due raggi saranno rappresentate, in funzione dell'angolo φ e del tempo, dalle relazioni:

1ª coppia N-S

$$\begin{cases} I_r' = I_r\ \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\ \operatorname{sen}\theta\right)\cos\omega t, \\ I_d' = I_d\ \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\right)\cos(\omega t + \delta). \end{cases}$$

2ª coppia E-O

$$\begin{cases} I_r'' = I_r\ \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\ \operatorname{sen}\theta\right)\cos\omega t, \\ I_d'' = I_d\ \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\right)\cos(\omega t + \delta) \end{cases}$$

in cui $I_r = f_1(F'A,\ A/\lambda,\ \theta,\ \alpha)$ mentre $I_d = f_2(F_0 A)$.

Si vede che se vi fosse una sola coppia di antenne, ad es. la 1ª, tanto I_r' che I_d' si annullerebbero solo per $\varphi = \pi/2$. Dunque il R.G.

Adcock a due antenne (girevole) non è soggetto ad errori provenienti dalla sovrapposizione dei due raggi.

Se invece funzionano entrambe le coppie di antenne, allora le rispettive bobine dànno sulla bobina di ricerca (facente un angolo ψ con una di esse), due componenti proporzionali rispettivamente a cos ψ ed a sen ψ; quindi in definitiva la f.e.m. agente sulla bobina di ricerca dovuta al flusso risultante sarà:

$$e = E_R \left[\cos\psi \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta\right) \cos\omega t - \right.$$
$$\left. - \operatorname{sen}\psi \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}\theta\right) \cos\omega t \right] + \qquad [8]$$
$$+ E_D \left[\cos\psi \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi\right) \cos(\omega t + \delta) - \right.$$
$$\left. - \operatorname{sen}\psi \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \operatorname{sen}\varphi\right) \cos(\omega t + \delta) \right]$$

che si può scrivere:

$$e = E_R' \cos\omega t + E_D' \cos(\omega t + \delta)$$

dalle quali si ricava l'ampiezza della f.e.m. risultante

$$E^2 = E_D'^2 + E_R'^2 + 2 E_D' E_R' \cos\delta \qquad [9]$$

Al variare di ψ la E varia e, ove fosse evitata ogni causa di errore, dovrebbe annullarsi, od almeno passare per un minimo, per $\psi = 90^\circ - \varphi$; in generale invece si otterrà un minimo per un altro valore, ψ_1, di ψ, commettendo quindi un errore. Per valutarlo si dovrà derivare la E^2 rispetto a ψ e dedurre il valore ψ_1 che annulla tale derivata. Si trova

$$\operatorname{tg} 2\psi_1 = f(F'/F_0, 2\pi a/\lambda, \varphi, \delta, \theta, \alpha) \qquad [10]$$

che fornisce due valori di ψ_1 differenti di 90°; uno, ψ_1', corrispondente al massimo di E^2 ed uno, ψ_1'', corrispondente al minimo; l'errore del rilevamento sarà quindi:

$$\varepsilon = \psi_1'' - 90^\circ + \varphi \qquad [11]$$

L'analisi della funzione [10] è molto laboriosa ma è stata compiuta {18} e da essa si sono dedotti interessanti risultati, in buona concordanza con i dati sperimentali.

I fattori più influenti sono il rapporto $2a/\lambda$, lo sfasamento δ e la distanza D, da cui dipende il rapporto E_R/E_D.

Per $2\,a/\lambda = 0{,}1$ si possono avere errori, al variare di φ, di circa 1° in ampie zone intorno al posto emittente, ma per certe particolari distanze dal posto trasmettitore, di circa 250 Km. per le onde radiofoniche, l'errore può raggiungere 20°.

Per $2\,a/\lambda = 0{,}3$ l'errore sale a $5° \div 8°$ in ampie zone e può raggiungere 45° a particolari distanze dal posto trasmettitore.

In complesso quindi si può concludere che alle distanze in cui il campo diretto e quello indiretto hanno ampiezze poco tra loro diverse (regione del fading), neppure il radiogoniometro Adcock del tipo fisso dà garanzie sufficienti di attendibilità. Su questa osservazione è basata la proposta Eckersley di cui diremo al N. 83.

78. - *Influenza del terreno di impianto.*

Nel calcolo riportato al N. 74 si è supposto il terreno perfettamente conduttivo e livellato, il che implica riflessione perfetta. Col terreno reale si deve invece considerare un coefficiente di riflessione che, per la componente verticale del raggio riflesso ,la sola che ci interessi), si scrive:

$$\overline{R}_v = K_v\, e^{-j\psi} \qquad \text{in cui} \quad K_v < 1 \quad \text{e} \quad \psi > 0$$

Con ciò [1] la somma tra parentesi nella equazione [1], mantenendo le notazioni del N. 74 e posto $2\pi \dfrac{h}{\lambda} \cos\theta = b$, sarà sostituita da $\operatorname{sen}(\omega t - b) + K_v \operatorname{sen}(\omega t + b - \psi)$ che si può scrivere:

$$\left(\frac{1+K_v}{2} + \frac{1-K_v}{2}\right) \operatorname{sen}\left[\omega t - \frac{\psi}{2} - \left(b - \frac{\psi}{2}\right)\right] + \left(\frac{1+K_v}{2} - \frac{1-K_v}{2}\right) \operatorname{sen}\left[\omega t - \frac{\psi}{2} + \left(b - \frac{\psi}{2}\right)\right] = (1 + K_v) \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\psi}{2}\right) \cos\left(b - \frac{\psi}{2}\right) - (1 - K_v) \cos\left(\omega t - \frac{\psi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(b - \frac{\psi}{2}\right) \qquad [12]$$

Supponiamo ora che il terreno non sia perfettamente livellato nè orizzontale, dimodochè gli elementi dh tagliati da uno stesso piano orizzontale sulle due antenne della coppia, siano colpiti da raggi riflessi provenienti da due altezze h' ed h'' diverse.

---

[1] Per incidenze molto radenti il coefficiente diventa $-K_v\, e^{+j\psi}$, con $\psi \gtrsim 0$. Gli angoli θ di arrivo sfruttati nei collegamenti ionosferici sono sempre però $\leq 80°$ circa e per essi è più adatta la espressione data.

Supponiamo inoltre che il terreno non sia omogeneo, in modo che i raggi riflessi relativi alle due antenne abbiano un diverso K_v ed un diverso ψ. Poniamo poi

$$M = \frac{2\pi a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta;$$

$$P = (1 + K_v) \cos\left(b - \frac{\psi}{2}\right) \qquad [13]$$

$$Q = (1 - K_v) \operatorname{sen}\left(b - \frac{\psi}{2}\right)$$

indicandoli con un diverso apice per le due antenne e trasformiamo le espressioni delle relative f.e.m. in modo analogo alla somma [12]; si otterrà, in luogo del prodotto $\cos\omega t \operatorname{sen} M \cos b$, della [3], la somma:

$$(P' + P'') \cos\left(\omega t - \frac{\psi' - \psi''}{4}\right) \operatorname{sen}\left(M - \frac{\psi' - \psi''}{4}\right)$$

$$+ (P' - P'') \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\psi' + \psi''}{4}\right) \cos\left(M - \frac{\psi' - \psi''}{4}\right) \qquad [14]$$

$$+ (Q' + Q'') \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\psi' + \psi''}{4}\right) \operatorname{sen}\left(M - \frac{\psi' - \psi''}{4}\right) -$$

$$- (Q' - Q'') \cos\left(\omega t - \frac{\psi' - \psi''}{4}\right) \cos\left(M - \frac{\psi' - \psi''}{4}\right).$$

Ora dall'esame delle [13], dato che K_v sarà prossimo all'unità e che $\frac{2\pi h \cos\theta}{\lambda} = b$, nonchè ψ, sono $\ll 1$, risulta che le P sono molto maggiori delle Q, cosicchè anche in terreno non livellato ed eterogeneo si possono trascurare, nelle [14], i due ultimi termini (in Q' e Q'') di fronte a quelli in P' e P''. Ora questi ultimi dicono che nella f.e.m. risultante, oltre al termine principale (1°) proporzionale, salvo la fase, a $\operatorname{sen} M = \operatorname{sen}(2\pi \frac{a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta)$ e quindi direzionale, vi è un termine secondario (2°), proporzionale a $\cos M$, e quindi quasi adirezionale ed in quadratura col precedente. Si ha perciò, indicando con K_v e ψ i valori medî di K_v', K_v'' e di ψ' e ψ'', un effetto di antenna proporzionale a $P' - P'' \simeq (1 + K_v)(b' - \psi'/2 - b'' + \psi''/2) \operatorname{sen}(b - \psi/2) + (K_v' - K_v'') \cos(b - \psi/2)$ oltre ad un errore di rilevamento pel fatto che il 1° termine, in $(P' + P'')$,

non si annulla per $\varphi = \pm 90^{\circ}$, ma per $M = 2\pi \frac{a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta = \frac{\psi' - \psi''}{4}$.

Se il terreno fosse livellato perfettamente ($b' = b''$) e perfettamente omogeneo ($K_v' = K_v''$; $\psi' = \psi''$) in tal caso, indipendentemente dalla sua minore o maggiore conduttività, cioè dai valori di K_v e di ψ, dalla [14] sparirebbero i termini in $P' - P''$ e $Q' - Q''$ e rimarrebbe

$$\left[(P' + P'') \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\psi' + \psi''}{4}\right) + (Q' + Q'') \cdot \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\psi' + \psi''}{4}\right)\right] \operatorname{sen} M \qquad [15]$$

che presenta una variazione di ampiezza e di fase rispetto al valore ideale $4 \cos\omega t \operatorname{sen} M \cos b$ che si ha nella [3] e che si ritrova nella [15] se si ammette $K_v = 1$ e $\psi = 0$ (cioè terreno perfettamente conduttivo), ma conserva la proporzionalità a sen $M = \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta\right)$ che si annulla, con la relativa f.e.m., per $\varphi = \pm 90^{\circ}$ e solo per tale valore, come richiesto per regolare funzionamento del R. G.

Risulta così che il terreno di impianto deve essere buon conduttore, ma che più che la conduttività di per sè stessa, è importante la sua *perfetta orizzontalità ed omogeneità* e ciò in tutto lo spazio circostante sul quale i raggi in arrivo, dopo riflessione sul suolo raggiungono le antenne alte A, vale a dire per un raggio $A \operatorname{tg}\theta$ intorno alle antenne. Per θ massimo $\simeq 80^{\circ}$ tale raggio diventa circa $6\,A$, riducibile a $3\,A$ per $\theta \leq 70^{\circ}$.

Anche col terreno perfettamente omogeneo e livellato può però ancora sorgere un'effetto di antenna per differenza di altezza efficace delle antenne di ciascuna coppia, analogamente a quanto si è notato al N. 10.

Se infatti le altezze A e B da terra degli estremi delle antenne delle due coppie non sono uguali tra di loro, la integrazione da A e B, separatamente in ciascuna antenna, della [3] mette in evidenza due diverse altezze efficaci

$$\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi A}{\lambda} \cos\theta\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi B}{\lambda} \cos\theta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} \cos\theta}$$

che potremo indicare con h_1 ed h_2. La f.e.m. agente sulla coppia, differenza delle f.e.m. agenti sulle due antenne, risulta perciò (vedere N. 10), composta di un termine principale, direzionale e proporzionale ad $\frac{1}{2}(h_1 + h_2)$, e di un termine secondario, proporzionale ad $\frac{1}{2}(h_1 - h_2)$, quasi adirezionale ed in quadratura col precedente; costituente cioè un effetto di antenna.

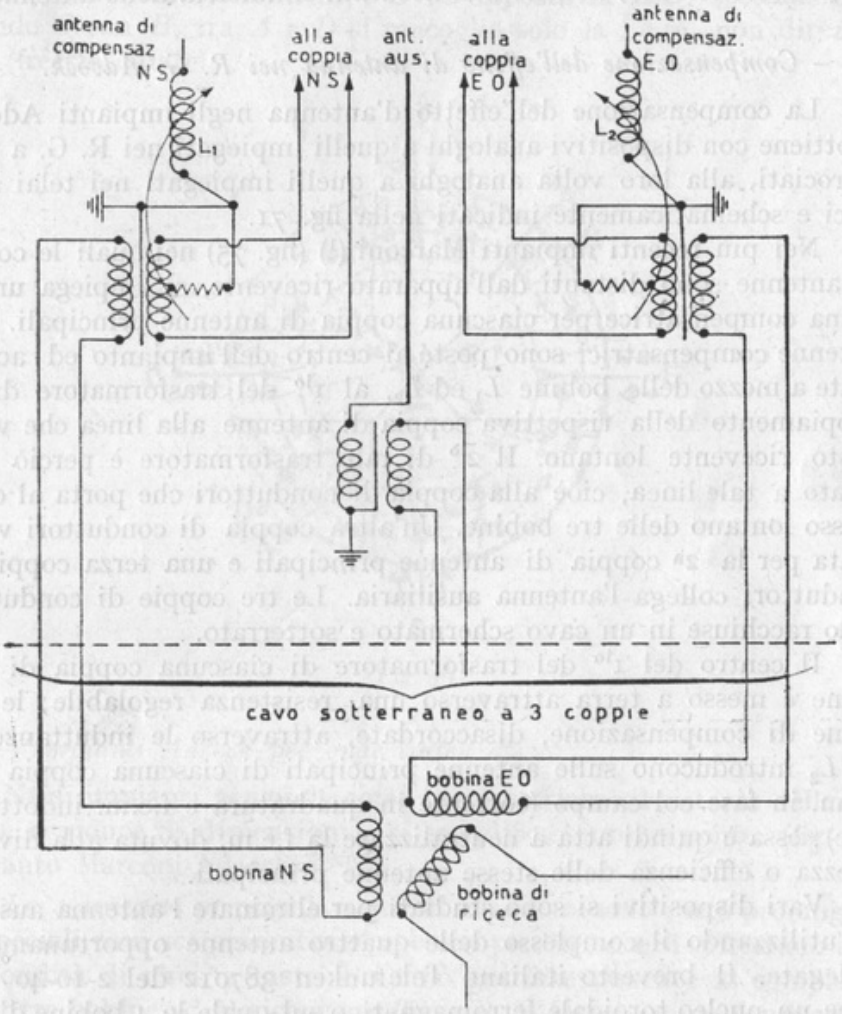


Fig. 75.

Una perfetta simmetrizzazione è dunque richiesta, per ottenere degli zeri netti di ricezione, anche nella costituzione delle singole coppie di antenne.

È naturalmente possibile compensare gli effetti di antenna che direttamente od indirettamente sorgono nella riflessione sul terreno dei raggi provenienti dall'alto, ma la possibilità di correzione essendo limitata, occorre ridurre più che sia possibile le cause nocive, il che, come si è visto, richiede una meticolosa scelta e preparazione del terreno, nonchè una accurata simmetria delle antenne.

79. – *Compensazione dell'effetto di antenna nei R. G. Adcock.*

La compensazione dell'effetto d'antenna negli impianti Adcock si ottiene con dispositivi analoghi a quelli impiegati nei R. G. a telai incrociati, alla loro volta analoghi a quelli impiegati nei telai semplici e schematicamente indicati nella fig. 71.

Nei più recenti impianti Marconi (1) (fig. 75) nei quali le coppie di antenne sono distanti dall'apparato ricevente, si impiega un'antenna compensatrice per ciascuna coppia di antenne principali. Tali antenne compensatrici sono poste al centro dell'impianto ed accoppiate a mezzo delle bobine L_1 ed L_2, al 1^{io} del trasformatore di accoppiamento della rispettiva coppia di antenne alla linea che va al posto ricevente lontano. Il 2^{io} di tale trasformatore è perciò collegato a tale linea, cioè alla coppia di conduttori che porta al complesso lontano delle tre bobine. Un'altra coppia di conduttori viene usata per la 2ª coppia di antenne principali e una terza coppia di conduttori collega l'antenna ausiliaria. Le tre coppie di conduttori sono racchiuse in un cavo schermato e sotterrato.

Il centro del 1^{io} del trasformatore di ciascuna coppia di antenne è messo a terra attraverso una resistenza regolabile; le antenne di compensazione, disaccordate, attraverso le induttanze L_1 ed L_2 introducono sulle antenne principali di ciascuna coppia una f.e.m. in fase col campo (corrente in quadratura e f.e.m. indotta in fase); essa è quindi atta a neutralizzare la f.e.m. dovuta alla diversa altezza o efficienza delle stesse antenne principali.

Vari dispositivi si sono studiati per eliminare l'antenna ausiliaria utilizzando il complesso delle quattro antenne opportunamente collegate. Il brevetto italiano Telefunken 387012 del 2-10-40 propone un nucleo toroidale ferromagnetico sul quale le 4 bobine di antenna sono avvolte (fig. 76) col centro a terra ed in modo tale che il flusso direzionale (tratteggiato, secondo termine della [7]), attraversa la bobina di ricerca B. R. perchè in una direzione si formano polarità opposte tra bobine contigue (due Nord tra *O* ed *N* e due Sud tra *S* ed *E*).

Quello dovuto all'effetto di antenna (punteggiato, primo ter-

(1) *Marconi Review*, maggio-agosto 1937, pag. 24 {41}.

mine della [7]), circola solo nel nucleo perchè in tutte le bobine si formano polarità contigue concordanti. Dal nucleo può perciò essere prelevata, mediante apposite spire *AB*, *CD*, la f.e.m. di antenna (non direzionale) senza disturbare quella direzionale che attraversa la bobina di ricerca. Infatti le direzioni dei due flussi (freccie chiare e scure), sono concordanti in *C D* ed opposta in *A B*, cosicchè collegando *C* con *B*, tra *A* e *D* si raccoglie solo la f.e.m. non direzionale (freccie chiare),

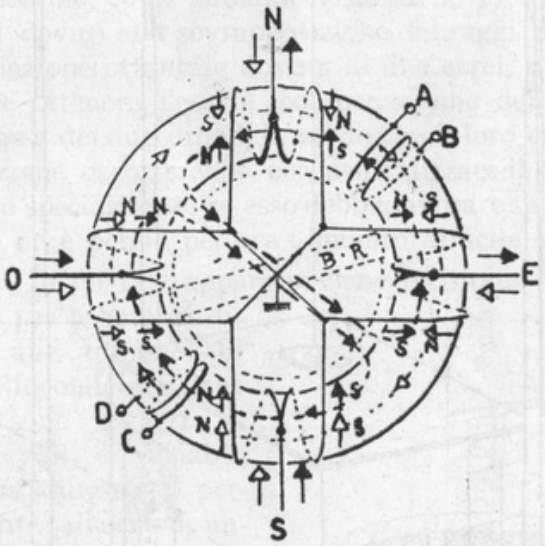


Fig. 76.

80. – *Impianti Adcock per onde corte.*

Negli impianti per onde corte (decametriche) il sistema delle antenne si riduce di dimensioni e si semplifica notevolmente (fig. 77, impianto Marconi-Adcock).

Le 4 antenne principali e quella ausiliaria sono tutte prolungate in speciali cavi sottopiombo ed a basse perdite, che si sotterrano alla profondità di circa 2 metri e vanno poi direttamente al complesso delle tre bobine ed al ricevitore (fig. 77). Il terreno circostante viene reso più conduttivo interrandovi delle piastre metalliche fino ad almeno 3 metri fuori delle antenne. In terreni cattivi tale sistema di piastre interrate si deve estendere anche fino a 30 m. dal centro dell'impianto.

Le cause di effetto di antenna sono più efficienti per le onde corte, come risulta dalla Parte VII, e perciò gli zeri di ricezione sono in generale meno netti che con le onde medie. Il rilevamento è inoltre incerto per gli impianti che si trovano nelle zone di fading delle

emissioni da rilevare (N. 77) ed impossibile nelle zone di silenzio (N. 25). Tuttavia i risultati ottenuti con gli impianti Adcock per onde corte sono notevoli, specie per le emissioni relativamente vicine o molto

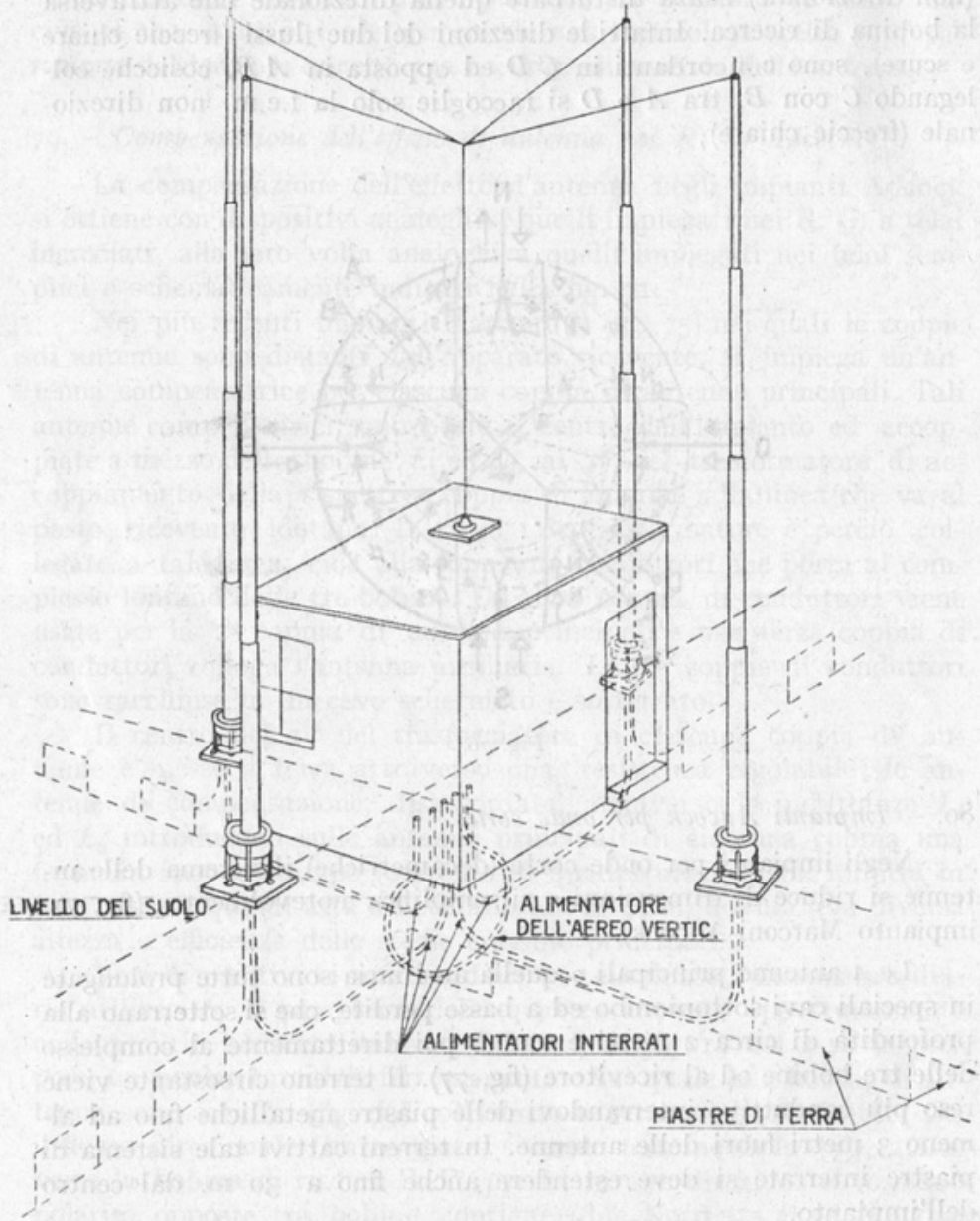


Fig. 77.

lontane, per le quali gli errori di relevamento possono ridursi a pochi gradi. Gli impianti debbono però essere accuratamente e meticolosamente simmetrizzati.

81. – *R. G. Adcock girevole.*

Un tipo girevole di radiogoniometro Adcock è stato tentato {6} con due dipoli verticali collegati in opposizione ad una bobina centrale alla quale è accoppiato il ricevitore (tipo ad H), il tutto girevole intorno ad un asse verticale (fig. *72-d* e 78) e con i collegamenti disposti in modo da compensare gli effetti del campo orizzontale.

Questo tipo girevole, come abbiamo visto al N. 77, non sarebbe soggetto agli errori dovuti alla sovrapposizione dei raggi diretti e indiretti nè alla deviazione ottantale dovuta ai due aerei, ma in esso è abbastanza difficile ottenere l'esatta compensazione delle capacità delle parti alte e basse dei due dipoli, in modo che il loro effetto complessivo sia nullo come occorrerebbe per neutralizzare il campo orizzontale (N. 75) e ciò specialmente se esso debba lavorare su diverse frequenze. L'impiego ne è perciò per ora alquanto difficile e incerto.

La costruzione di un tale apparato viene facilitata se si tratta di onde metriche, per le minori dimensioni da dare alle antenne. E' però risultato che le onde metriche (vedere N. 117) sono soggette a reirradiazioni notevoli e variabili sia in partenza, sia durante il percorso e specialmente all'arrivo, anche solo per lo spostarsi di persone, veicoli, oggetti metallici, in vicinanza del R. G. Ciò rende meno regolare e preciso l'uso di questo apparato, e ciò specialmente sulla terraferma e più sentitamente per le onde polarizzate verticalmente. Un rimedio si trova sollevando molto i dipoli mediante castelli appositi e schermandoli rispetto agli apparati (fig. 78). Per le onde polarizzate orizzontalmente, che sono meno influenzate dai conduttori verticali viciniori, ha dato buoni risultati un dispositivo analogo a quello della fig. 78 ma con i dipoli disposti orizzontali. Con tale disposizione la direzione di minima ricezione è quella dei dipoli stessi.

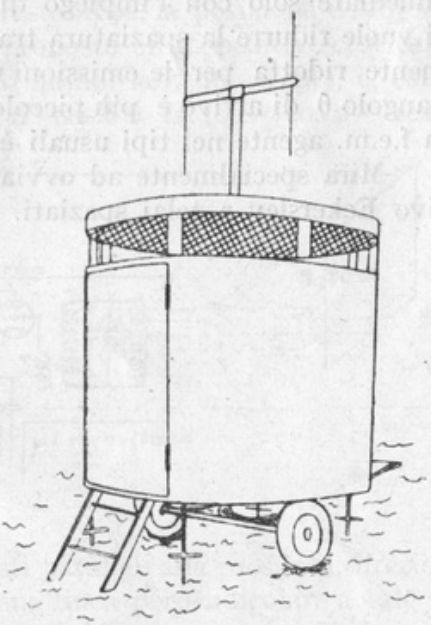


Fig. 78.

Infatti ricevendo su un dipolo orizzontale, un'onda polarizzata orizzontalmente ($\alpha = 90^0$), viene utilizzata la componente orizzontale

del campo elettrico che è proporzionale (fig. 20) a $\cos \nu = \text{sen}\, \varphi\, \text{sen}\, \alpha + \cos \alpha \cos \varphi . \cos \theta$ che per $\alpha = 90^0$ si riduce a $\text{sen}\, \varphi$, e questo si annulla per $\varphi = 0$ anzichè per $\varphi = 90^0$.

82. - *Difetti del R. G. Adcock.*

I successivi perfezionamenti costruttivi hanno molto migliorato gli impianti Adcock, che attualmente rendono preziosi servizi, ma essi conservano tuttavia vari difetti.

Come risulta dalle precedenti considerazioni la spaziatura tra le antenne dovrebbe essere grande per rendere più sensibile l'apparato, mentre dovrebbe essere piuttosto piccola per limitare l'errore ottantale. La sovrapposizione del raggio diretto con l'indiretto impedisce di solito il rilevamento; numerose sono le cause di possibile errore e di effetti di antenna; questi sono difficili da eliminare e rendono lo zero di ricezione generalmente poco netto.

A questi difetti se ne aggiunge un altro, per così dire costituzionale, e cioè una deficiente sensibilità di captazione, che si può rimediare solo con l'impiego di ricevitori molto sensibili, specie se si vuole ridurre la spaziatura tra le antenne. La sensibilità è specialmente ridotta per le emissioni relativamente più vicine per le quali l'angolo θ di arrivo è più piccolo, e ciò perchè, come risulta dalla [5] la f.e.m. agente nei tipi usuali è pressochè proporzionale a $\text{sen}^2\, \theta$.

Mira specialmente ad ovviare a questi inconvenienti il dispositivo Eckersley a telai spaziati.

Capo XII.

R. G. A TELAI SPAZIATI

83. – *Rivelatore di rotta Eckersley* (1).

Basandosi sulla osservazione che nel R. G. Adcock la f.e.m. agente è proporzionale a $\text{sen}^2\,\theta$ e che quindi per posti vicini (θ piccolo) essa risulta debole, e limitandosi a considerare il caso in cui occorre rilevare, su una direzione prestabilita, la posizione di un velivolo da terra, T. L. Eckersley ha proposto un dispositivo costituito da due telai spaziati e fissi sui quali quindi la f.e.m. agente, è, come risultadalla fig. 20, proporzionale ad $H' \cos\delta = H' (\cos\alpha \cos\varphi - \text{sen}\,\alpha$

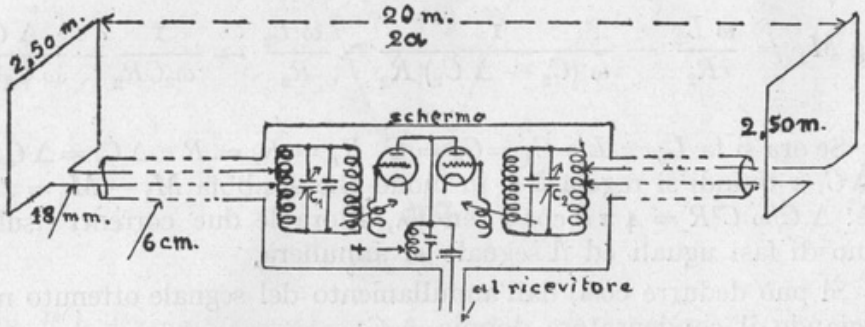


Fig. 79.

$\text{sen}\,\varphi \cos\theta$). I due telai sono disposti paralleli alla presunta direzione di provenienza ed agli estremi di una linea perpendicolare a tale direzione. Al centro vi sono gli strumenti e gli apparati di ricezione (fig. 79).

Si deve ammettere che il velivolo sia pressappoco nella direzione dei piani dei telai e che possa scartarsene solo di poche decine di gradi al più. Come per le antenne spaziate se $2a$ è la distanza tra i

(1) *Marconi Review*, marzo-aprile e luglio-agosto 1935, n. 53 e 55.

due telai, le due f.e.m. agenti su di essi sono sfasate, l'una in più e l'una in meno, di $M = 2\pi \frac{a}{\lambda} \cos\varphi \operatorname{sen}\theta$.

Se i telai ed i collegamenti sono bene simmetrizzali, le correnti dei due circuiti saranno sfasate analogamente, e così pure le f.e.m. da esse indotte nel circuito centrale di accoppiamento al ricevitore. Perciò, finchè, vi sarà una differenza di fase questa produrrà una corrente indotta e quindi, nel ricevitore, un segnale che sparisce solo quando svanisce tale differenza, perchè la provenienza è perpendicolare alla congiungente i due telai e quindi parallela a questi ($\varphi = 0^0$).

Dato però che i telai sono fissi, Eckersley propone di far sparire il segnale annullando lo sfasamento delle due f.e.m., quando $\varphi \neq 0^0$, mediante un simultaneo disaccordo operato a mezzo di piccoli condensatori ausiliari (C_1 e C_2) che agiscono in senso inverso sui due circuiti, cioè disaccordando in più in uno ed in meno nell'altro.

Ora lo sfasamento prodotto in uno dei circuiti disaccordati è dato, in uno, da:

$$\operatorname{tg} M_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} - \frac{1}{\omega_1 (C + \Delta C_1) R_1} \simeq \frac{\omega L_1}{R_1} - \frac{1}{\omega C_1 R_1} + \frac{\Delta C}{\omega C_1^2 R_1}$$

e nell'altro da:

$$\operatorname{tg} M_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} - \frac{1}{\omega (C_2 - \Delta C_2) R_2} \simeq \frac{\omega L_2}{R_2} - \frac{1}{\omega_2 C R_2} - \frac{\Delta C}{\omega C_2^2 R^2}$$

Se ora si fa $L_1 = L_2$; $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ e $\Delta C_1 = \Delta C_2 = \Delta C$, e quindi si regola ΔC in modo che si abbia $M_1 - M_2 = 2M$, cioè: $\Delta C/\omega C^2 R = 4\pi a \cos\varphi \operatorname{sen}\theta/\lambda$, allora le due correnti risulteranno di fasi uguali ed il segnale si annullerà,

Si può dedurre così, dall'annullamento del segnale ottenuto maneggiando il condensatore doppio ΔC:

$$\cos\varphi \operatorname{sen}\theta = \frac{\lambda \cdot \Delta C}{2\pi \omega a C^2 R} = f(\lambda) \cdot \Delta C$$

Una preventiva taratura darà modo di calcolare la funzione $f(\lambda)$ dopo di che si potrà dedurre subito $\cos\varphi \operatorname{sen}\theta$ dalla ΔC.

Per ricavare φ si deve però conoscere θ, il che è possibile, almeno per approssimazione, deducendolo dalla distanza approssimata D cui trovasi il velivolo e dalla H altezza dello strato riflettente, che si può pure conoscere come segue in funzione del giorno, dell'ora e dell'onda che si impiega.

Note H e D si può ricavare θ dalle due equazioni (fig. 80):

$$\begin{cases} \theta = \theta_1 + \dfrac{D}{2R} \\ \dfrac{R}{R+H} = \dfrac{\operatorname{sen}\theta_1}{\operatorname{sen}\theta} = \dfrac{\operatorname{sen}\left(\theta - \dfrac{D}{2R}\right)}{\operatorname{sen}\theta} = \cos\dfrac{D}{2R} - \cot\theta \operatorname{sen}\dfrac{D}{2R} \end{cases} \qquad [17]$$

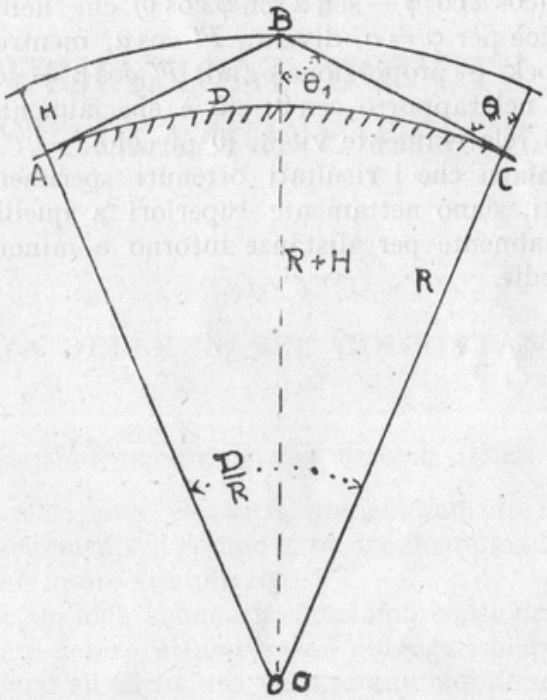


Fig. 80.

in cui R è il raggio terrestre; segue infatti

$$\operatorname{tang}\theta = \frac{(R+H)\operatorname{sen}\dfrac{D}{2R}}{(R+H)\cos D/2R - R} \simeq \frac{(R+H)\,D}{2RH - D^2} \qquad [18]$$

che si può tabulare per i presunti valori di D e di H.

Lo stesso autore osserva però che quando si lavora su onde corte (20÷50 m), i campi incidenti sui due telai, spaziati di varii metri, possono differire in grandezza e fase, anche se giungono nella stessa direzione normale alla congiungente dei telai, pel fatto che i raggi riflessi, in arrivo su questi, possono avere compiuto percorsi diversi negli strati ionosferici. In tal caso per annullare la rice-

zione, si rende necessario uno sfasamento complementare, il che fa apparire una provenienza errata. L'errore sembra che sia di solito contenuto entro $1^0 \div 2^0$, anche quando vi è sovrapposizione di raggi diretti e riflessi e ciò vale anche per l'Adcock a due antenne, come si è osservato al N. 77. La possibilità di lavoro nelle zone di evanescenza costituisce perciò un vantaggio dell'Eckerley solo sull'Adcock a 4 antenne, mentre un vantaggio, anche su quello a due antenne, deriva dall'essere la f.e.m, utilizzata dall'Eckersley, proporzionale ad $F' \cos \delta = F' (\cos \alpha \cos \varphi - \text{sen } \alpha \text{ sen } \varphi \cos \theta)$ che nella direzione di rilevamento, cioè per $\varphi = 0$, diventa $F' \cos \alpha$, mentre quella ulilizzata nell'Adcock e proporzionale ad $F' \cos \beta = \text{sen } \theta \cos \alpha$ ed è quindi minore nel rapporto $\text{sen } \theta$; ciò è specialmente nocivo ricevendo da posti relativamente vicini (θ piccolo).

Sembra infatti che i risultati ottenuti sperimentalmente con i telai spaziati, siano nettamente superiori a quelli ottenuti col l'Adcock, specialmente per distanze intorno e minori di 300 Km. per le onde medie.

PARTE IV

PERTURBAZIONI DOVUTE ALLA INSTALLAZIONE DEL R. G.

Capo XIII.

INFLUENZA DELLE MASSE CIRCOSTANTI IL R. G.

84. – *R. G. installati su veicoli elettricamente isolati.*

La presenza di masse elettriche immediatamente intorno al R. G. perturba evidentemente il campo e. m. incidente ma lo studio di tale perturbazione è molto complicato.

Per darne un'idea sommaria possiamo considerare dapprima il R.G. disposto al centro di una massa oblunga isolata, come può essere un aeroplano od anche una vettura automobile sospesa sui pneumatici, ed avente due assi di simmetria orizzontali.

Le correnti che circolano nella massa metallica del veicolo possono considerarsi, secondo il Mesny (1), come risultanti di due componenti percorrenti due telai fittizi 1, 2 (fig. 81) disposti rispettivamente lungo uno degli assi di simmetria. Se O è il centro di simmetria e 1 e 2 sono i due telai fittizi considerati, un'onda che giunga nella direzione $P\,O$ determina nel telaio 1 una f.e.m. $-j\,\omega\,\mu_0\,H\,S_1$ cos φ e nel telaio 2 la f.e.m. $-j\,\omega\,\mu_0\,H\,S_2$ sen φ, entrambe in ritardo di $\pi/2$ sul campo incidente.

Le correnti che si producono saranno di massima in ritardo di $\pi/2$ o in anticipo di $\pi/2$ sulle f.e.m., dato che i telai fittizi non saranno accordati sulla frequenza incidente; saranno in ritardo se la reattanza

(1) *Usage des cadres et radiogoniométrie*, {1}, pag. 171.

è induttiva e in anticipo se è capacitiva. Nei casi concreti potendosi i telai fittizi ritenersi come in prevalenza costituiti da conduttori in corto circuito, la reattanza sarà prevalentemente induttiva e perciò si avrà ritardo di 90^0. Ne segue che le correnti suddette saranno in opposizione di fase con il campo H, ed i campi magnetici h_1 e h_2 da esse prodotti e che hanno direzioni normali ai rispettivi telai, saranno pure in opposizione di fase col campo incidente H nonchè con le sue componenti normali ai telai stessi. I tre campi magnetici H, h_1, h_2; diretti come in fig. 81 (e cioè con h_1 ed h_2 di senso opposto

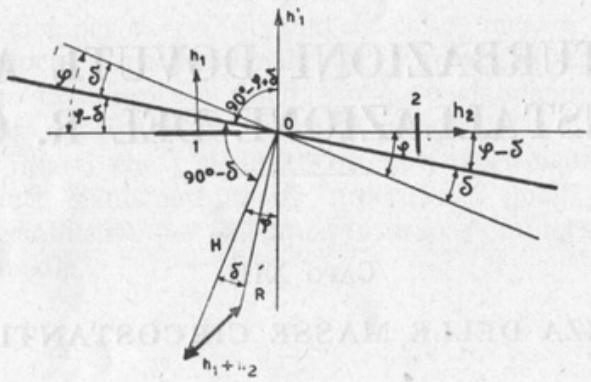


Fig. 80.

alle componenti di H) risultando tra di loro in fase, daranno un campo risultante R, ottenibile con la semplice regola del parallelogramma.

È da notare che nella posizione di rilevamento il telaio del radiogoniometro non è percorso da corrente e perciò nessuna perturbazione esso produce. Al variare di φ, le ampiezze dei due campi h_1 e h_2 essendo proporzionali a cos φ ed a sen φ rispettivamente, saranno rappresentabili con:

$$h_1 = m\,H\cos\varphi$$
$$h_2 = n\,H\,\text{sen}\,\varphi \qquad [1]$$

in cui n e m sono due costanti numeriche speciali per ogni tipo di velivolo.

La loro risultante $h_1 + h_2$, componendosi con la H secondo la regola del parallelogramma, darà la R, che sarà spostata di un angolo δ dalla H. Questo angolo δ misura la deviazione apparente del campo e quindi l'errore dovuto alla presenza dei due telai fittizi, cioè alle masse metalliche che essi rappresentano.

Per trovare l'angolo δ basterà proiettare, sulla normale OQ

alla R, tutte le tre componenti e uguagliare a zero la loro somma: si ottiene così, assumendo $Q\,O$ come direzione positiva:

$$0 = + H \operatorname{sen} \delta + m H \cos \varphi \operatorname{sen} (\varphi - \delta) - n H \operatorname{sen} \varphi \cos (\varphi - \delta)$$

da cui sviluppando:

$$0 = \operatorname{sen} \delta \,(1 - m \cos^2 \varphi - n \operatorname{sen}^2 \varphi) - (n - m) \operatorname{sen} \varphi \cos \varphi \cos \delta$$

e quindi:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\frac{1}{2}\,(n - m) \operatorname{sen} 2\,\varphi}{1 - m \cos^2 \varphi - n \operatorname{sen}^2 \varphi} \qquad [2]$$

Posto

$$m = \frac{1}{2}\,(n + m) - \frac{1}{2}\,(n - m); \quad n = \frac{1}{2}\,(n + m) + \frac{1}{2}\,(n - m)$$

il denominatore diventa

$$1 - \frac{1}{2}\,(n + m) + \frac{1}{2}\,(n - m) \cos 2\,\varphi, \text{ e quindi}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\operatorname{sen} 2\,\varphi}{\dfrac{2 - n - m}{n - m} + \cos 2\,\varphi}$$

Essendo di solito n e m molto minori di uno e dello stesso segno il termine $\dfrac{2 - n - m}{n - m} = K$ può essere positivo o negativo secondo che prevale h_2 od h_1, ma è sempre molto maggiore di uno, e quindi molto maggiore, in valore assoluto, di $\cos 2\,\varphi$, cosicchè trascurando quest'ultimo risulta approssimativamente:

$$\delta \simeq \frac{1}{K} \operatorname{sen} 2\,\varphi = \frac{n - m}{2 - n - m} \operatorname{sen} 2\,\varphi. \qquad [3]$$

Dunque l'errore δ come funzione dell'angolo φ tra l'asse del veicolo e la direzione di provenienza dei segnali, è di natura quadrantale, cioè assume l'andamento di una doppia sinusoide: esso è nullo in corrispondenza delle 4 direzioni determinate dai due assi di simmetria ed è massimo nelle 4 direzioni a 45° con tali assi. Le verificazioni sperimentali confermano queste previsioni, pur mettendo in evidenza delle dissimmetrie della curva degli errori, dovute alla non

perfetta simmetria delle membrature metalliche rispetto al radiogoniometro.

Si sono esperimentati con successo {37} e {47}, dei telai di compensazione, disposti nei piani di simmetria del velivolo, tendenti a produrre campi opposti a quelli dovuti alle membrature metalliche del velivolo e che in realtà li neutralizzano in gran parte. Analiticamente si tratta di rendere $m = n = o$ od almeno di renderli uguali tra loro.

Nei radiogoniometri installati su vetture automobili, atteso le piccole dimensioni e la non perfetta simmetria longitudinale del veicolo, la curva di queste deviazioni, che chiameremo *assiali*, ricorda la doppia sinusoide, ma se ne allontana sensibilmente.

È importante notare, come risulta dalla fig. 80, che in ogni caso si verifica che la direzione rilevata appare più vicina del vero all'asse longitudinale del veicolo metallico su cui è installato il R.G. Da ciò il nome di *deviazione assiale* dato a tale perturbazione.

85. – *R. G. installati su veicoli messi a terra.*

Sulle navi metalliche l'andamento della curva delle deviazioni è perfettamente analogo al precedente. La teoria relativa, considerato anche che la nave è disposta sul mare, che funziona come una superficie conduttiva, è alquanto complicata. Il Mesny [1] ne fa una lunga trattazione assimilando la nave ad un semicilindro indefinito di raggio ρ disposto su un piano metallico indefinito.

Impiantate le equazioni di Maxwell, imposte le condizioni dei campi elettrico e magnetico sulle superfici metalliche ed introdotte alcune semplificazioni, Mesny ne deduce la espressione del campo magnetico risultante.

Dal confronto della direzione di tale campo con quello incidente si calcola l'errore δ. Si giunge così alla relazione approssimata, valida per un R. G. disposto sull'asse longitudinale della nave:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{m^2 \operatorname{sen} 2\varphi}{(2 + m^2) + m^2 \cos 2\varphi} = \frac{\operatorname{sen} 2\varphi}{\left(\frac{2}{m^2} + 1\right) + \cos 2\varphi} \qquad [4]$$

in cui è

$$m = \frac{\rho}{\rho + h} = \frac{\text{raggio medio trasversale della nave}}{\text{raggio medio} + \text{altezza del R.G. sulla massa metallica}}$$

Questa relazione, analoga a quella trovata pei veicoli isolati

(1) *loc. cit.*, {1} pag. 155.

nello spazio, corrisponde bene alle risultanze sperimentali compiute a bordo delle navi {1 — 2 — 7 — 21}.

Le deviazioni reali dalla legge teorica sono tuttavia più o meno grandi in relazione alla posizione del R.G. rispetto alle membrature metalliche della nave.

86. – *Perturbazioni dovute a conduttori vicini.*

I R. G. installati a terra possono di solito ubicarsi in modo da evitare le perturbazioni dovute a masse metalliche importanti. Tuttavia non è sempre facile eliminare tutti i conduttori circostanti, ed è interessante studiare il caso di almeno un conduttore perturbante.

Uno di tali conduttori può essere ad es. la stessa antenna ausiliaria, che può diventare causa di perturbazioni quando non sia disposta al centro del telaio. Le perturbazioni derivano dai due seguenti fatti (fig. 82).

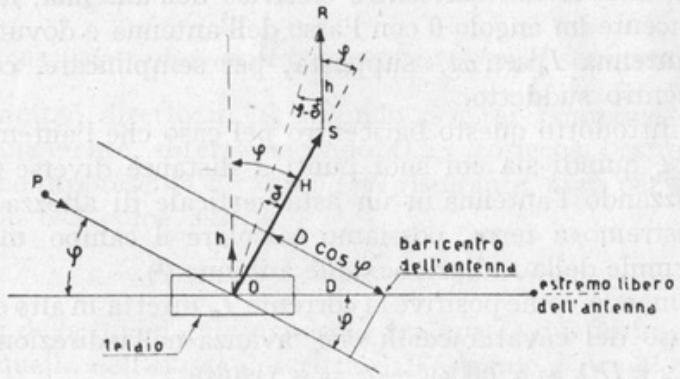


Fig. 82.

1° Il campo in essa agente non è in fase con quello del telaio ma sfasato di $(2\pi D/\lambda)\cos\varphi$ a causa del ritardo di tempo $D\cos\varphi/c$ con cui l'antenna viene colpita rispetto al telaio.

Infatti se $F_0 \operatorname{sen} \omega t$ è il campo sul telaio, il campo sull'antenna (essendo B il baricentro elettrico dell'antenna supposta disposta lungo l'asse della vettura, distante D dal telaio) sarà:

$$F_0' = F_0 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi D}{\lambda}\cos\varphi\right) = \qquad [5]$$

$$F_0 \operatorname{sen}\omega t \cos\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\cos\varphi\right) - F_0 \cos\omega t \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\cos\varphi\right).$$

Ciò indica la presenza, sull'antenna, di una componente del

campo (2^0 termine) in quadratura col campo sul telaio ed avente carattere direttivo. Riferendoci ad un R. G. proprio, col telaio accordato ed accoppiato all'antenna ausiliaria, la corrente d'antenna dovuta a quella componente introduce un effetto direttivo di antenna quando l'antenna serve per il senso, ed un effetto di senso quando l'antenna serve per la compensazione. Questi effetti, proporzionali a $\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi D}{\lambda}\cos\varphi\right)$, diminuiscono col diminuire di D.

2° La corrente d'antenna determina sul telaio un campo magnetico reirradiato h, che ha direzione fissa, normale alla congiungente telaio-antenna, e che si compone col campo incidente sul telaio, col quale esso farà un angolo φ uguale a quello che la direzione di provenienza dei segnali fa colla congiungente telaio-antenna.

Osserviamo che durante la compensazione (ricezione nulla) il telaio non è percorso da corrente e quindi non influisce sul campo; basterà quindi tener conto del campo h, calcolato nel centro O del telaio, distante D dal baricentro elettrico dell'antenna, lungo la direzione facente un angolo θ con l'asse dell'antenna e dovuto alla corrente d'antenna $I_a \operatorname{sen} \omega t$, supposta, per semplificare, concentrata nel baricentro suddetto.

Si è introdotto questo baricentro pel caso che l'antenna non sia verticale e quindi sia coi suoi punti a distanze diverse dal telaio. Schematizzando l'antenna in un asta verticale di altezza efficace l_e con un estremo a terra, possiamo calcolare il campo magnetico h con le formule della radiazione delle antenne (1).

Assumendo come positive la corrente I_a diretta in alto ed il campo h nel senso del cavaturaccioli che avanza nella direzione della I_a, ponendo $2\pi D/\lambda = \alpha$ ed $\omega t - \alpha = u$ risulta:

$$h = \frac{l_e I_a \operatorname{sen}\theta}{2\pi D^2}(\operatorname{sen} u + \alpha \cos u) \qquad [6]$$

Durante la compensazione l'antenna essendo disaccordata, la corrente I_a sarà $|I_a| = l_e F_0 / X_a$ in cui X_a è la reattanza dell'antenna, e sarà in quadratura con il campo F'_0, che dalla [5] risulta in ritardo

(1) Nelle stesse condizioni il campo elettrico, e, in O ha due componenti, una radiale, e_r, positiva lungo la direzione di propagazione ed una e_n, normale a questa nel piano verticale di propagazione e positiva verso il basso. Si ha:

$$e_r = \frac{\rho_o l_e I_a \cos\theta}{2\pi^2 D^3}(\cos u - \alpha \operatorname{sen} u);$$

$$e_n = \frac{\rho_o l_e I_a \operatorname{sen}\theta}{4\pi^2 D^3}[\alpha \operatorname{sen} u - (1-\alpha^2)\cos u].$$

di $\alpha \cos\varphi$ sul campo $F_0 \operatorname{sen} \omega t = \rho_0 H \operatorname{sen} \omega t$ incidente sul telaio. Prendendo la fase di H come riferimento e sostituendo I_a nella [6] si ottiene:

$$h = \frac{l_e^2 \rho_0 H \operatorname{sen}\theta}{X_a 2\pi D^2} [\cos(u - \alpha\cos\varphi) - \alpha \operatorname{sen}(u - \alpha\cos\varphi)] \qquad [7]$$

Poniamo ancora $\alpha = \operatorname{tang} b$; $\cos b = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}}$, sarà:

$$h = \frac{2\pi l_e^2}{\lambda^2} \cdot \frac{\rho_0}{X_a} \cdot \frac{\sqrt{1+\alpha^2}}{\alpha^2} \operatorname{sen}\theta \cos(\omega t - \alpha - \alpha\cos\varphi + \operatorname{arctang}\alpha)$$

che, facendo:

$$m = 2\pi \frac{I_e^2}{\lambda^2} \cdot \frac{\rho_0}{X_a} \cdot \frac{\sqrt{1+\alpha^2}}{\alpha^2} \operatorname{sen}\theta; \text{ e } \gamma = \alpha + \alpha\cos\varphi - \operatorname{arctg}\alpha \qquad [8]$$

diventa:

$$h = m H \cos(\omega t - \gamma) = m H \cos\gamma \cos\omega t + m H \operatorname{sen}\gamma \operatorname{sen}\omega t \qquad [9]$$

Questo campo, diretto in O secondo $S R$, si compone con quello $H \operatorname{sen}\omega t$ incidente, diretto secondo $O S$, cosicchè l'estremo R del vettore che rappresenta il campo $O R$ risultante, avrà per coordinate, assumendo $O S$ come asse x:

$$x = H \operatorname{sen}\omega t + h\cos\varphi \; ; \; Y = h \operatorname{sen}\varphi$$

Valendosi della [9] ed eliminando ωt tra queste due ultime equazioni si trova quella dell'ellisse descritta dall'estremo F, cioè:

$$x^2 m^2 \operatorname{sen}^2\varphi + y^2 (1 + m^2 \cdot \cos^2\varphi + 2m \operatorname{sen}\gamma\cos\varphi) - 2mxy \operatorname{sen}\varphi$$
$$(\operatorname{sen}\gamma + m\cos\varphi) = m^2 H^2 \cos^2\gamma\cos^2\varphi. \qquad [10]$$

Ora, sia per ragioni pratiche d'installazione che per ridurre i due effetti considerati in principio e specialmente l'effetto di senso durante la compensazione, che crescono con $\alpha = \frac{2\pi D}{\lambda}$, la distanza D dovrà essere limitata, dimodochè, potendosi ritenere $\alpha \ll 1$, la differenza $\alpha - \operatorname{arctg}\alpha = \frac{\alpha^3}{3} - \frac{\alpha^5}{5} + \ldots$ diventa trascurabile, riducendosi con ciò $\gamma = \alpha\cos\varphi$ non solo, ma $\operatorname{sen}\gamma = \gamma = \alpha\cos\varphi$ e $\cos\gamma \simeq 1$.

Poichè, d'altra parte, dalle [8] risulta che m cresce al diminuire di α e fa quindi crescere il campo h perturbatore, segue che non conviene ridurre troppo α, cioè D; si potrà quindi ridurre m solo ridu-

cendo l_e in modo che sia $l_e \ll D$, ed aumentando la reattanza X_a, che, essendo in genere capacitiva, cresce anche essa accorciando l_e. Se ora si calcola il coefficiente angolare dell'asse maggiore della ellisse [10], che si può assumere come direzione del campo risultante, e si ammette m, $\alpha \ll 1$, $\operatorname{sen}\gamma \simeq \alpha \cos\varphi$, si trova:

$$\operatorname{tang}\varepsilon \simeq \varepsilon \simeq \frac{m \operatorname{sen}\varphi\,(\operatorname{sen}\gamma + m\cos\varphi)}{1 + m^2\cos 2\varphi + 2m\operatorname{sen}\gamma\cos\varphi} \simeq \frac{m\,(m+\alpha)}{2}\operatorname{sen} 2\varphi \quad [11]$$

Dunque la deviazione del campo magnetico dovuta all'antenna ausiliaria ha lo stesso carattere quadratale trovato per le altre perturbazioni dovute a masse conduttrici vicine; per diminuirla devesi ridurre l'altezza l_e e tener l'antenna a distanza D dal telaio molto maggiore della detta l_e, ma molto minore dell'onda di lavoro (λ).

Per evitare la influenza dei punti dell'antenna prossimi all'ingresso del ricevitore ed al telaio, sarà ottimo provvedimento schermare l'ingresso dell'antenna.

Quando l'antenna è accordata, come avviene durante la ricerca del senso, la X_a viene sostituita dalla molto minore R_a ed m aumenta, ma in tal caso la deviazione della H non ha importanza dato che il rilevamento si fa durante la compensazione.

Resta da considerare la perturbazione prodotta da un conduttore verticale posto non molto vicino al telaio, ma che sia accordato o quasi coll'onda di lavoro (antenna di un posto radio vicino).

Se $D \geq \lambda$ la m sarà in tale caso generalmente < 1 ma non trascurabile, mentre la $\alpha = \dfrac{2\pi D}{\lambda}$ sarà $> 2\pi$. In tal caso non si avrà più $\operatorname{sen}\gamma \simeq \gamma \simeq \alpha\cos\varphi$ ma, essendo $\operatorname{arctg} \simeq \dfrac{\pi}{2}$, sarà invece $\gamma = \alpha\,(1 + \cos\varphi) - \dfrac{\pi}{2}$ e la deviazione ε della [11] diventa

$$\operatorname{tang}\varepsilon \simeq \varepsilon \simeq \frac{1}{2} m \operatorname{sen}\varphi\,[m\cos\varphi - \cos\alpha\,(1+\cos\varphi)] \quad [12]$$

Mentre ε è nullo per $\varphi = 0^0$ e per $\varphi = 180^0$, non lo è più per $\varphi = 90^0$ o $\varphi = 270^0$ pei quali valori diventa $\varepsilon = -\,{}^1\!/_2\, m\cos\alpha$ che però si annulla ancora per $\alpha = \dfrac{2\pi D}{\lambda} = K\pi + \dfrac{\pi}{2}$, cioè per $D = (2K+1)\dfrac{\lambda}{4}$ mentre raggiunge il valore massimo $\varepsilon = \pm\dfrac{1}{2} m$ per $D = 2K\dfrac{\lambda}{4}$ (numero pari di quarti d'onda).

Se m è molto piccolo si può ritenere $\varepsilon \simeq -\dfrac{1}{2} m \operatorname{sen}\varphi\cos[\alpha\,(1+\cos\varphi)]$ che si annulla per $\varphi = 0$, $\varphi = \pi$ e per $\alpha\,(1+\cos\varphi) =$

$= K\pi + \frac{\pi}{2}$ cioè per $\cos\varphi = \frac{K\pi + \pi/2}{2\pi D/\lambda} - 1 = \frac{2K+1}{4}\frac{\lambda}{D} - 1$ con il vincolo $-1 < \frac{\lambda}{D}\cdot\frac{2K+1}{4} - 1 < 1$, cioè $K < 4D/\lambda - 1/2$.

Dunque col crescere della distanza D diminuisce l'errore e cresce il numero delle direzioni di errore nullo. Ad es. per $D = \lambda$ l'annullamento si ha per $\cos\varphi = -3/4, -1/4, +1/4, +3/4$; se D si raddoppia, si raddoppia anche il numero K di direzioni di deviazione nulla.

Dalle considerazioni fin qui fatte risulta quindi chiara la necessità di allontanare ogni conduttore verticale dai posti r. g., almeno nel raggio di qualche lunghezza d'onda.

87. - *Rilievi sperimentali.*

I rilevamenti con alcuni R. G. automobili, fatti su onde medie, hanno messo in evidenza la influenza della posizione dell'antenna ausiliaria.

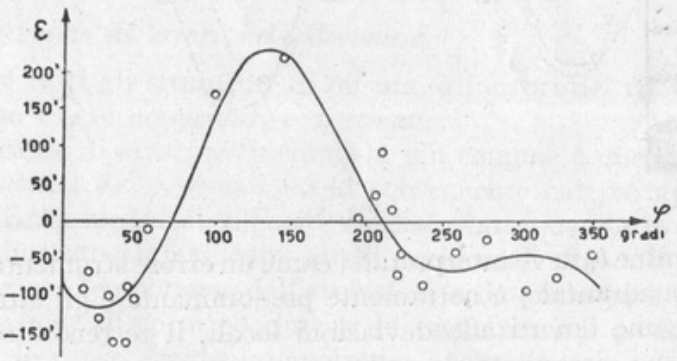


Fig. 83.

La fig. 83 mostra una notevole dissimmetria del diagramma, dovuta alla dissimmetrica posizione di detta antenna rispetto alla massa della vettura.

Dopo che questa dissimmetria venne corretta disponendo l'antenna parallela all'asse della vettura nonchè con la schermatura di tutta la vettura, il diagramma assunse la forma più regolare della fig. 84. Questa può dare un'idea delle deviazioni complessive che si verificano nei R. G. usuali installati sui veicoli metallici. Nei due diagrammi sono portati in ascisse. gli azimut dei posti trasmittenti, riferiti all'asse della vettura, ed in ordinate le deviazioni, in minuti primi, della direzione rilevata rispetto a quella vera. Sulla figura 84 è nettamente visibile il carattere quadrantale della deviazione assiale (due sinusoidi in 360^0) nonchè la sua scarsa simmetria, risultante dalla

sovrapposizione delle deviazioni locali e di probabili errori strumentali.

L'analisi armonica della curva della fig. 84, fatta scrivendo 6 equazioni del tipo:

$$\varepsilon = b_0 + a_1 \operatorname{sen} \varphi + b_1 \cos \varphi + a_2 \operatorname{sen} 2\varphi + b_2 \operatorname{sen} 2b + \\ + a_3 \operatorname{sen} 3\varphi + b_3 \cos 3\varphi$$

n corrispondenza di sei diversi valori di φ, dà la soluzione

$b_0 = 57'; a_1 = 87',4; \; b_1 = -60'; \; a_2 = 160'; \; b_2 = 40',5; \; b_3 = -8',3.$

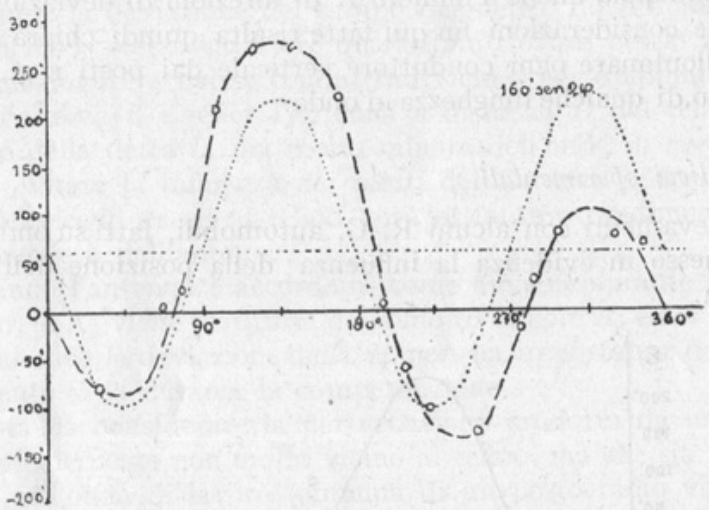


Fig. 84.

Il termine b_0 deve interpretarsi come un errore strumentale; il termine a_2 (quadrantale) è nettamente predominante e gli altri possono spiegarsi come dovuti alle deviazioni locali, il terreno essendo pianeggiante ma circondato da colline ed attraversato, a circa un Km. da un fiume.

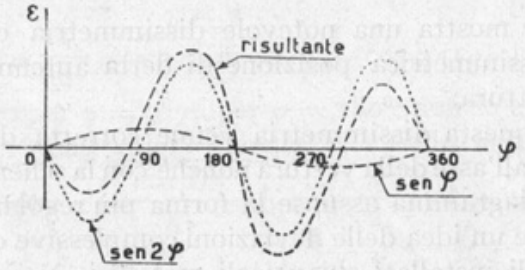


Fig. 85.

La influenza del termine $a_1 \operatorname{sen} \varphi$ risulta dalla fig. 85 di cui è netta l'analogia con la 84: la presenza di questo termine non sembra che sia dovuta a cause sistematiche ma piuttosto, come si disse, alle accidentalità del terreno.

PARTE V

ERRORI NEI RILEVAMENTI R. G.

Capo XIV.

ERRORI E CORREZIONI

88. – *Varie specie di errori nel rilevamento r. g.*

Come in tutti gli strumenti di misura, gli errori del rilevamento r. g. possono essere *accidentali* e *sistematici*.

Fra le cause di errori accidentali la più comune è quella dovuta alla *scarsa abilità del personale* ed al conseguente cattivo apprezzamento del punto medio di silenzio, specialmente quando la zona di silenzio è piuttosto ampia. Altri errori accidentali possono derivare da perturbazioni temporanee dell'atmosfera o da variazioni saltuarie nella disposizione di corpi conduttori in vicinanza del posto di impianto. Fra le cause accidentali potremo anche mettere quelle dovute alle antenne delle stazioni trasmittenti, quando queste adoperano aerei speciali, come il dipolo orizzontale o il telaio od altri tipi aventi carattere direzionale di cui sia *ignota* la posizione rispetto al radiogoniometro. Mentre gli errori accidentali, per essere dovuti a cause incostanti o ignote, non hanno possibilità di correzione, gli errori sistematici possono essere eliminati con uno studio accurato delle cause che li producono.

Potremo classificare questi errori *sistematici* in tre categorie:

a) *Errori strumentali* dovuti alla eccentricità del telaio rispetto alla graduazione — alla non perfetta verticalità del telaio — alla non perfetta simmetria delle varie parti e specialmente dell'avvolgimento del telaio, rispetto all'asse verticale di rotazione.

Tali errori strumentali in generale si eliminano assumendo come rilevamento esatto la media delle letture dei due punti opposti di silenzio.

Con lo stesso procedimento si elimina un eventuale effetto residuo di senso. Tale effetto può infatti rappresentarsi dando alla d.d.p. di ingresso al ricevitore la espressione $V_c = A \cos \varphi + a$; a rappresenta l'effetto di senso. Per ottenere $V_c = o$ si dovrà fare $A \cos \varphi + a = 0$ cioè $\cos \varphi = -a/A$.

L'angolo φ che il piano del telaio dovrà fare con la direzione di provenienza dei segnali per annullare i segnali non deve dunque più essere $\pi/2$ ma deve avere un valore tale che sia $\cos \varphi = -a/A$.

Ora vi sono due valori di φ che soddisfano a questa condizione e cioè φ e $-\varphi$.

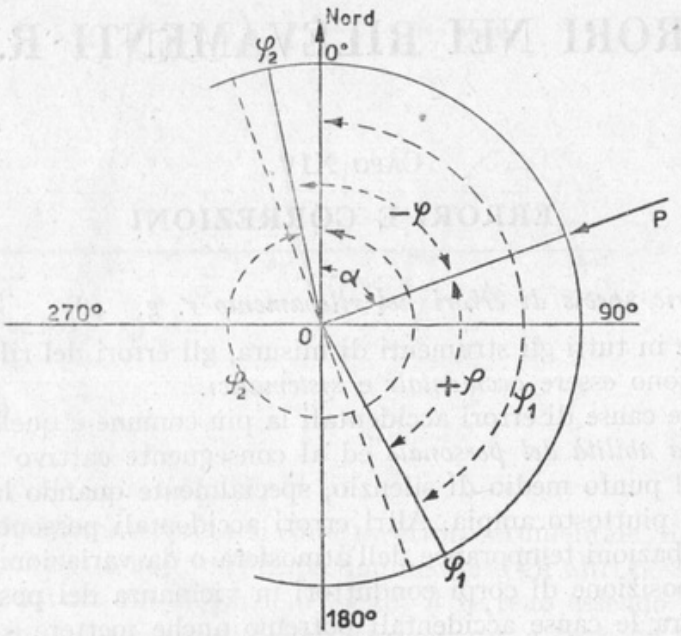


Fig. 86.

Se $O\,P$ è la direzione di provenienza dei segnali (fig. 86) facente l'angolo α col meridiano geografico; per effetto del termine a, lo zero sarà ottenuto non col telaio in $\alpha \pm 90^o$ ma nelle direzioni:

$$\varphi_1 = \alpha + \varphi \quad \text{e} \quad \varphi_2 = \alpha - \varphi \pm 360^o$$

I due punti di zero ricezione non sono dunque opposti, ma simmetrici rispetto alla direzione $O\,P$ della emissione. Basterà dunque rilevare praticamente le direzioni φ_1 e φ_2 corrispondenti ai due punti di silenzio e fare la media; si ottiene:

$$\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = \alpha \pm 180^o$$

che rappresenta la direzione esatta con la incertezza solita dei 180°.

Tra gli errori strumentali sono anche da comprendersi quelli dovuti all'antenna ausiliaria che, come abbiamo visto, riemettendo le oscillazioni ricevute, produce una deviazione variabile coll'angolo tra aereo e direzione di provenienza: tali errori debbono eliminarsi con una razionale disposizione dell'antenna, oppure con tabelle di correzione.

b) *Deviazioni assiali* dovute alle masse metalliche dei mezzi di trasporto sui quali funzionano i radiogoniometri (navi, automobili, veicoli) (N. 84-85).

Per effetto di tali deviazioni il segnale appare più vicino all'asse longitudinale del veicoli di quanto non sia in realtà. Le deviazioni si annullano o quasi quando la direzione di provenienza del segnale coincide con l'asse longitudinale o con l'asse trasversale del veicolo; sono massime nelle direzioni intermedie. La denominazione di *assiali* qui data a tali deviazioni sembra più adatta di quella di *quadrantali* che viene generalmente usata, in quanto esse appunto consistono in uno spostamento della direzione apparente del segnale verso l'asse longitudinale del veicolo.

c) *Deviazioni locali o ambientali* dipendenti dalla località d'impianto del radiogoniometro e specialmente dalle accidentalità del terreno che danno rilevamenti errati, al variare dell'azimut, in maniera del tutto irregolare, in relazione alla natura ed alle accidentalità del terreno.

d) *Deviazioni ottantali* dei R.G. Adcock (N. 76) variabili con la frequenza di lavoro e che si correggono mediante apposite curve di correzione.

89. – *Correzione e compensazione degli errori.*

Le deviazioni assiali e gli errori strumentali sono praticamente indipendenti dalla lunghezza d'onda, mentre quelli ottantali dello Adcock e quelli locali dipendono, di solito, notevolmente da tale lunghezza. Questi ultimi sono specialmente importanti nei radiogoniometri militari, destinati ad operare in terreni non sempre sgombri e piatti.

Gli errori accidentali e strumentali sono in genere di piccola entità, ed in ogni modo possono quasi del tutto eliminarsi con un'ottima costruzione degli apparati e con un buon allenamento del personale.

Per contro le deviazioni assiali e locali, possono raggiungere vari gradi e devono quindi essere conosciute per poter apportare ai rilevamenti le corrispondenti correzioni. Per ogni R. G. installato su un autoveicolo, o in genere su un supporto metallico esteso, sarà perciò necessario costruire una volta tanto la curva delle deviazioni *assiali*, mediante il rilievo di una o più stazioni disposte tutt'intorno al radio-

goniometro in terreno perfettamente piano e sgombro, privo cioè di apprezzabili errori locali. Ora un tale terreno ideale essendo difficilmente disponibile in pratica, occorrerà determinare contemporaneamente sia le deviazioni assiali che quelle locali.

90. – *Caso di una vettura radiogoniometrica.*

Il modo per raggiungere tale scopo consiste nel rilevare, in successive diverse posizioni azimutali della vettura radiogoniometrica, varie stazioni dislocate in varie direzioni ed in vista ottica tutt'intorno al radiogoniometro e tutte emittenti sulla stessa onda, notando in ciascun rilevamento il relativo errore complessivo E (azimut rilevato meno azimut vero). Si può pure usare una stazione mobile che si sposti tutto intorno al R. G., od un aeroplano lento che voli basso e ai limiti della visibilità ottica con antenne non pendenti. Ora tale errore complessivo è il risultato dei due errori parziali già accennati; cioè di quello ε assiale, dovuto alle masse metalliche della vettura, eventualmente perturbato dalla deviazione prodotta dall'aereo ausiliario, e di quello locale, e, dovuto alle anomalie del terreno.

Per separare le due classi di errori si potrà procedere analiticamente come segue: I due errori e ed ε ora accennati possono scriversi $e = f(\alpha)$ ed $\varepsilon = F(\beta - \alpha)$, in cui α è l'azimut geografico, noto, della stazione rilevata, e β l'azimut geografico dell'asse della vettura. La ε si può sviluppare in serie di Fourier ottenendo:

$$\varepsilon = F(\beta - \alpha) = b_0 + a_1 \operatorname{sen}(\beta - \alpha) + b_1 \cos(\beta - \alpha) + a_2 \operatorname{sen} 2(\beta - \alpha) + b_2 \cos 2(\beta - \alpha) + \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad [1]$$

Si tratta di determinare i coefficienti b_0, a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, ecc. tra i quali normalmente predomina il termine a_2 con valori molto maggiori dei rimanenti [1] come abbiamo trovato (N. 86 e 87). La $e = f(\alpha)$ avrà in genere un andamento irregolare, dipendente dal terreno circostante alla località d'impianto.

Si potranno così scrivere, per ciascuna stazione rilevata, cioè per ciascun valore di α, tante equazioni quante sono le posizioni assunte della vettura ed i corrispondenti valori della β, e tutte della forma:

$$E = e + \varepsilon = f(\alpha) + F(\beta - \alpha)$$

in cui ε sia sviluppato in serie come sopra ed E è l'errore rilevato.

---

[1] Vedere {1} pag. 164; {2} pag. 76; {7} pag. 369; e {21}.

Nel caso in cui i vari rilevamenti non siano tutti ugualmente attendibili, ad esempio per derivare da letture fatte con zone di silenzio di diversa ampiezza, si potrà attribuire a ciascun rilevamento un coefficiente di attendibilità, o peso, p, pel quale si moltiplicheranno i due membri della corrispondente equazione. Le equazioni stesse risulteranno così, per la 1ª stazione rilevata, di azimut α_1, del tipo:

$$f(\alpha_1) + m_r a_1 + n_r b_1 + p_r a_2 + q_r b_2 + \ldots\ldots = E_{r1} \qquad [2]$$

in cui r varia da 1 a N = numero di equazioni = numero delle posizioni β e sono noti i valori di m_r n_r p_r q_r ... che sono le funzioni trigonometriche [1] di $(\beta - \alpha)$, coefficienti delle incognite a_1, a_2, ecc.

I valori più probabili di $f(\alpha_1)$ e delle altre incognite a_1, a_2, b_1, b_2, ecc. si ricaveranno col metodo dei minimi quadrati (1). Si moltiplicheranno cioè i due membri di ciascuna equazione per il rispettivo coefficiente della prima incognita. Sommando poi membro a membro si otterrà così una prima equazione secondaria. Si ripeterà l'operazione moltiplicando le equazioni primarie per il rispettivo coefficiente della 2ª incognita e si sommerà ottenendo una seconda equazione secondaria. Continuando si otterranno tante equazioni secondarie quante sono le incognite, e il sistema si risolverà nei modi soliti.

Un sistema analogo, con analoga soluzione, si avrà per ciascuna delle altre stazioni rilevate e cioè per ciascuno dei corrispondenti valori di α. Si otterranno così altrettanti valori dei coefficienti a_1, a_2, b_1, b_2, ecc. dei quali si prenderanno le medie, e ne risulterà nota la curva media [1] delle deviazioni assiali, nonchè la curva $e = f(\alpha)$ delle deviazioni locali, della quale si saranno ottenuti tanti punti quante sono le stazioni rilevate. cioè quanti sono i sistemi [2].

La curva delle deviazioni assiali, così costruita una volta per sempre, servirà per dedurre le deviazioni locali, operazione che dovrà compiersi ad ogni nuovo impianto del radiogoniometro, mediante il rilievo di stazioni note dislocate in varie direzioni intorno al radiogoniometro stesso e di cui siano noti gli azimut α. Calcolate le funzioni, m_r n_r, p_r ... di $(\alpha - \beta)$ per un certo numero di direzioni β e rilevati ogni volta gli errori E_r come differenza tra l'azimut trovato α' e quello vero α, essendo noti i coefficenti a_1, b_1, a_2 b_2, ... si ricaverà, da ogni gruppo [2] un valore medio dell'errore locale $e = f(\alpha)$ nella direzione α.

Il possesso delle due curve, delle deviazioni locali e delle deviazioni assiali, darà modo di correggere ogni rilevamento.

(1) Castelnuovo G., *Calcolo delle probabilità*, 1919, pag. 250.

91. – *Taratura dei R. G. mobili* {45}.

Le operazioni ora esaminate sono molto laboriose e possono essere giustificate solo per impianti di notevole importanza e stabilità nonchè situati in zone affette da sensibili errori locali. Per i R.G. mobili, sui velicoli, sulle navi, nonchè sulle automobili destinate a spostarsi frequentemente in località pianeggianti, può essere sufficiente rilevare la deviazione assiale probabile e intrinseca del R. G., cioè quella che si può attendere nelle varie direzioni rispetto all'asse longitudinale del veicolo, e sulle varie lunghezze d'onda. A tale scopo si deve procedere alla taratura in terreni privi di errori locali come segue: si rileverà un posto emittente di posizione nota e prefissata rispetto all'asse del veicolo, ripetendo varie volte il rilevamento e notando ogni volta il valore ottenuto. Di ogni rilevamento si potrà così determinare l'errore commesso ε, differenza tra il rilevamento trovato e quello noto, esatto. La conoscenza di questi errori ci permetterà di determinare l'errore quadratico medio ε_q e da esso l'errore probabile ε_p di ciascun singolo rilevamento (1). Essi sono:

$$\varepsilon_q = \sqrt{\frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 + \ldots\ldots + \varepsilon_n^2}{n}}$$

ed $\varepsilon_p = \pm \varepsilon_q \cdot 0{,}6745$.

Il valore in tal modo ricavato di ε_p fornisce una valutazione della precisione che si può attendere dal R.G. quando sia impiegato, in rilevamenti di stazioni ignote, in quella direzione rispetto all'asse longitudinale del veicolo e funzionando su quella lunghezza d'onda.

Per ogni altra direzione e per ogni altra lunghezza d'onda il calcolo dovrà essere rifatto ed il risultato di tutti i rilievi dovrà essere raccolto in un apposito grafico di correzione, nel quale per ogni onda sarà tracciata una curva analoga a quella della fig. 84.

92. – *Determinazione dell'errore probabile di un rilevamento senza taratura.*

Praticamente può essere talvolta necessario ricavare non solo il valore più attendibile di un rilevamento, ma altresì l'errore probabile in esso commesso, indipendentemente dalle tarature precedenti.

A tale scopo, compiuti una serie di rilevamenti se ne farà la media aritmetica, che si assumerà come rilevamento probabile.

(1) L'errore probabile è quel valore e_p tale che nell'intervallo $+ e_p$, $- e_p$ è compresa la metà degli errori rilevati (Castelnuovo, *loc cit.*, pag. 216).

Per valutare l'errore probabile commesso si computeranno gli scarti dei singoli rilevamenti dal valore medio φ_m trovato. L'errore probabile di ciascun singolo, rilevamento sarà in tale caso (1)

$$\varepsilon_p = \pm 0{,}6745 \sqrt{\frac{(\varphi_1 - \varphi_m)^2 + (\varphi_2 - \varphi_m)^2 + \ldots + (\varphi_n - {}_m)^2}{n - 1}}$$

e l'errore probabile che si commette assumendo come rilevamento esatto la media φ_m dei rilevamenti, sarà (2)

$$\varepsilon_{pm} = \pm \frac{\varepsilon_p}{\sqrt{n}}$$

(1) Secondo Castelnuovo (pag. 219) si può solo affermare che l'errore probabile è compreso tra $e_p\,(1 + \sqrt{2/N})$ ed $e_p\,(1 - \sqrt{2/N})$ con probabilità 954 per mille.

(2) id. id. pag. 217.

PARTE VI

RADIO-TRIGONOMETRIA

Capo XV.

RIPORTO SULLA CARTA DEI RILEVAMENTI R. G.

93. – *Uso dei rilevamenti r. g.*

Le operazioni del rilevamento radiogoniometrico forniscono la direzione di provenienza dei segnali sul terreno: per utilizzare detta direzione è però necessario determinare: *a*) la posizione geografica (latitudine e longitudine) del radiogoniometro; *b*) l'angolo che la direzione rilevata dal R. G. fa con il nord geografico o magnetico (1).

Compiute queste operazioni sarà possibile riportare su una carta topografica la direzione rilevata di provenienza dei segnali. Se poi un'altra operazione di rilevamento della stessa stazione emittente si fa in un'altra località e si determinano per questa seconda i due dati sopracitati, sarà possibile tracciare sulla stessa carta topografica una seconda direzione di provenienza.

L'incrocio delle due direzioni così tracciate darà la posizione, sulla carta, del posto emittente.

In realtà, tenuto conto del presumibile errore di rilevamento,

---

(1) I radiogoniometristi indicano con abbreviazioni del codice Q i vari rilevamenti, sempre contati in senso orario a partire dal Nord. Essi sono:

Rilevamento corretto QTE = angolo del nord geografico con la direzione di provenienza segnali.

Rilevamento magnetico QDR = angolo del Nord magnetico colla direzione di provenienza segnali.

Rotta corretta QUJ = angolo del Nord geografico con la rotta della stazione mobile emittente: QUJ = QTE ± 180°.

Rotta magnetica QDM = angolo del Nord magnetico con la rotta della stazione emittente: QDM = QDR ± 180°.

non sarà da ritenere che il punto di incontro così ottenuto coincida esattamente col posto emittente: sarà piuttosto da considerare un settore, avente l'ampiezza dell'errore probabile, da una parte e dall'altra dalla direzione rilevata. Tracciate le due rette che limitano tale settore sulle due direzioni rilevate, il loro incontro darà un'area quadrilatera nell'interno della quale si può ritenere situata la stazione emittente.

È facile rendersi conto che quanto più acuto è l'angolo di incontro dei due settori e tanto più allungata riuscirà l'area di incontro dei due settori, e quindi più incerta la ubicazione della stazione emittente.

Emerge subito da questa osservazione che per dare maggiore precisione alla determinazione del posto emittente occorre che i due posti radiogoniometrici esploranti siano sufficientemente distanti e disposti, per quanto possibile, simmetricamente rispetto al posto da rilevare, in modo da dare angoli di incrocio che si avvicinino il più possibile a 90°.

Quando si tratti di determinare posti molto sparsi sul terreno diventa necessario disporre di almeno tre radiogoniometri ubicati in modo da costituire, sul terreno, un triangolo che sia pressappoco equilatero se i posti da rilevare sono sparsi in tutto il terreno circostante.

Per contro conviene che i tre posti costituiscano pressappoco un allineamento se i posti da rilevare sono tutti da una parte dell'allineamento stesso.

Il rilevamento da tre posti radiogoniometrici conferisce molta maggiore attendibilità al risultato, e da modo altresì di stimare il grado di precisione della determinazione.

Infatti se l'incrocio delle tre direzioni rilevate dà luogo ad un triangolino di limitate dimensioni, la determinazione è da considerare buona, mentre saranno da ritenere meno attendibili quelle che danno triangoli di dimensioni molto grandi.

94. – *Determinazione della posizione del posto emittente sulla carta topografica.*

Supponendo noti gli errori probabili dei singoli rilevamenti, ricavati come si disse ai n.ri 90, 91, 92, si tracceranno a destra ed a sinistra delle direzioni trovate le rette facenti con queste direzioni un angolo uguale all'errore probabile.

La zona di incontro dei tre settori così ottenuti è quella in cui si deve presumere che si trovi il posto emittente, come già si disse.

Si suole anzi ritenere come punto rappresentativo del posto emittente quello P che si trova all'incontro delle tre diagonali, convergenti,

dei tre quadrilateri che si formano dall'incrocio due a due tra le direzioni rilevate e quelle che ne differiscono per l'errore probabile (fig. 87).

La determinazione di cui trattasi è quella che si fa a terra dopo la effettuazione dei rilevamenti di un posto emittente da due o tre posti r. g.

Analoga è però la determinazione che un posto navigante può fare della propria posizione quando esso abbia compiuti i rilevamenti

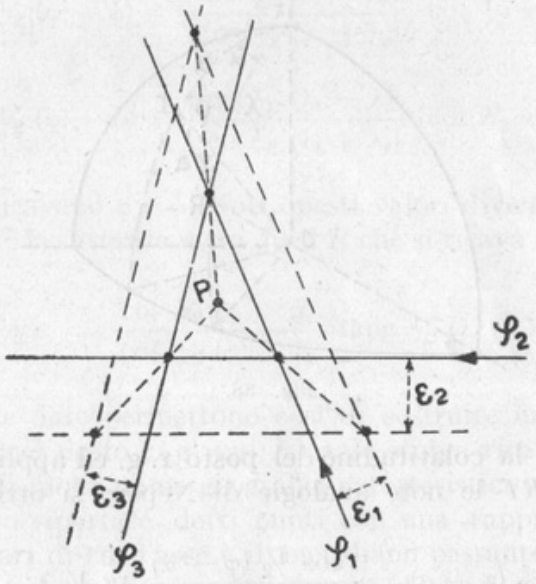


Fig. 87.

di due o tre posti emittenti a terra, mediante il proprio R. G. di bordo.

Dovrà solo tracciare sulla carta, a partire dai posti rilevati, le direzioni trovate aumentate di 180° per ottenere nel loro incontro la propria posizione sulla stessa carta.

Quanto sopra vale finchè si tratti di posti relativamente vicini, tali cioè che per essi la carta topografica impiegata possa ritenersi una rappresentazione sufficientemente esatta del terreno.

Quando però le distanze superano varie decine di Km. questa ipotesi non è più ammissibile ed occorre allora ricorrere alla determinazione trigonometrica del punto di incontro delle direzioni rilevate; ciò che si può fare tracciando, per punti, su una carta geografica le varie direzioni di rilevamento fino al loro punto di incontro.

95. – *Tracciamento della direzione del rilevamento sulla carta geografica.*

Sono date le coordinate geografiche del posto r. g. e l'angolo φ che la direzione del rilevamento fa col meridiano geografico dello stesso posto r. g.

Il tracciamento si fa calcolando la colatitudine x del punto di incontro T della direzione del rilevamento r. g. con il meridiano PT spostato di α da quello PR del posto radiogoniometrico (fig. 88).

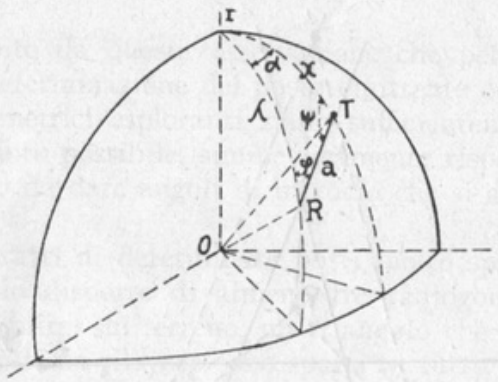


Fig. 88.

Essendo λ la colatitudine del posto r. g. ed applicando al triangolo sferico PRT le note analogie di Nepero si ottiene

$$\text{tang } \tfrac{1}{2}(x+a) = \frac{\cos \tfrac{1}{2}(\varphi - \alpha)}{\cos \tfrac{1}{2}(\varphi + \alpha)} \text{ tg } \tfrac{1}{2}\lambda;$$

$$\text{tang } \tfrac{1}{2}(x-a) = \frac{\text{sen } \tfrac{1}{2}(\varphi - \alpha)}{\text{sen } \tfrac{1}{2}(\varphi + \alpha)} \text{ tg } \tfrac{1}{2}\lambda; \qquad [1]$$

Ricavati da queste relazioni i valori di $\frac{1}{2}(x+a) = X_1$ ed $\frac{1}{2}(x-a) = X_2$ sommando si ha $x = X_1 + X_2$.

Dando ad α successivi valori α_1, α_2, α_3, ... si ottengono i corrispondenti valori x_1, x_2, x_3 per le colatitudini dei punti di incronto e si può tracciare per punti il rilevamento considerato.

Ripetendo la stessa operazione per tutte le direzioni rilevate si potranno determinare gli incroci come nei casi delle piccole distanze.

96. – *Calcolo del rilevamento di posti R. T. noti e lontani.*

A scopo di controllo dei rilevamenti di un determinato posto radio può essere molto utile conoscere il rilevamento esatto di qualche

posto emittente lontano, che per intensità di traffico e potenza di trasmissione si presti a frequenti verifiche.

Il problema consiste nel determinare (fig. 88) l'angolo φ di rilevamento del punto T visto da R, e come accessorio l'angolo ψ da cui R è visto da T, conoscendo naturalmente le coordinate geografiche dei due punti e cioè le due colatitudini λ_t e λ_r e la differenza α delle due longitudini $\alpha = L_t - L_r$.

Esso si risolve con le analogie di Neper che dànno

$$\begin{aligned} \text{tang } \tfrac{1}{2}(\varphi + \psi) &= \frac{\cos \tfrac{1}{2}(\lambda_t - \lambda_r)}{\cos \tfrac{1}{2}(\lambda_t + \lambda_r)} \cot \tfrac{1}{2}\alpha \\ \text{tang } \tfrac{1}{2}(\varphi - \psi) &= \frac{\text{sen } \tfrac{1}{2}(\lambda_t - \lambda_r)}{\text{sen } \tfrac{1}{2}(\lambda_t + \lambda_r)} \cot \tfrac{1}{2}\alpha \end{aligned} \qquad [2]$$

dalle quali si ricavano φ e ψ. Noti questi valori diventa semplice determinare anche la distanza a tra T ed R che si ricava dalla equazione

$$\text{tang } \tfrac{1}{2}a = \frac{\cos \tfrac{1}{2}(\varphi + \psi)}{\cos \tfrac{1}{2}(\varphi - \psi)} \text{tang } \tfrac{1}{2}(\lambda_t + \lambda_r) \qquad [3]$$

Le formole date permettono così di costruire una carta polare avente il polo nel posto r. g. {49}. A tale scopo, ricavati gli azimut e le distanze di molti punti geografici caratteristici intorno al posto r. g., si possono riportare detti punti con una rappresentazione in coordinate polari di cui l'asse è il meridiano passante pel posto r. g. e il polo è lo stesso posto r.g. Sulla scorta di detti punti si possono disegnare le linee geografiche che interessano ed ottenere una carta dalla quale si deducono immediatamente, di ogni punto in essa rappresentato, l'azimut rispetto al posto r.g. nonchè la sua distanza dal posto stesso.

Per distanze inferiori a circa 400 Km., cioè per $\lambda_t - \lambda_r \leq 4^\circ$ ed $\alpha \leq 4^\circ$ si può fare $\cot \alpha/2 \simeq 2/\alpha$ nonchè $\text{sen } \tfrac{1}{2}(\lambda_t - \lambda_r) \simeq \tfrac{1}{2}(\lambda_t - \lambda_r)$ e $\cos \tfrac{1}{2}(\lambda_t - \lambda_r) \simeq 1$ con errore sempre minore di 1/1000. In tali casi le analogie di Nepero si possono scrivere

$$\text{tang } \tfrac{1}{2}(\varphi + \psi) \simeq \frac{1}{\cos \tfrac{1}{2}(\lambda_t + \lambda_r)} \cdot \frac{2}{\alpha}$$

$$\text{tang } \tfrac{1}{2}(\varphi - \psi) = \frac{\lambda_t - \lambda_r}{\text{sen } \tfrac{1}{2}(\lambda_t + \lambda_r)} \cdot \frac{1}{\alpha}$$

D'altra parte, data la piccolezza di α, la somma $\tfrac{1}{2}(\varphi + \psi)$ ri-

sulta molto prossima a 90°, cosicchè $\pi/2 - 1/2\ (\varphi + \psi)$ è molto piccolo ($< 2^0$) e quindi:

$$\frac{1}{\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi+\psi}{2}} \simeq \cot\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi+\psi}{2}\right) = \operatorname{tg} \tfrac{1}{2}(\varphi+\psi) = \frac{1}{\frac{\alpha}{2}\cos {}^1\!/_2\ (\lambda_t + \lambda_r)} \simeq$$

$$\simeq \cot\left[\frac{\alpha}{2}\cos {}^1\!/_2\ (\lambda_t + \lambda_r)\right]$$

Ne segue

$$\tfrac{1}{2}\ (\varphi + \psi) \simeq \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\cos\ \tfrac{1}{2}\ (\lambda_t + \lambda_r), \qquad [4]$$

ed in gradi

$$\tfrac{1}{2}\ (\varphi + \psi) \simeq 90^0 - \frac{\alpha^0}{2}\cos\ \tfrac{1}{2}\ (\lambda_t + \lambda_r)$$

Calcolato quindi l'angolo $\frac{1}{2}\ (\varphi - \psi) = \beta^0$ con la 2ª di Nepero se ne deduce

$$\left.\begin{matrix}\varphi \\ \psi\end{matrix}\right\} = 90^0 - \frac{\alpha^0}{2}\cos\ \tfrac{1}{2}\ (\lambda_t + \lambda_r) \pm \beta^0$$

Analogamente si può semplificare la espressione della distanza sostituendo la [4] nella [3], nonchè l'arco al $\operatorname{sen}\left[\frac{\alpha}{2}\cos {}^1\!/_2\ (\lambda_t + \lambda_r)\right]$ ed utilizzando la relazione $\frac{1}{\cos\beta} = \sqrt{1 + tg^2\,\beta}$ e la seconda delle [2]; si ottiene così:

$$\operatorname{tg} \tfrac{1}{2}\,a \simeq \frac{\alpha}{2}\,\frac{\operatorname{sen}\ \frac{1}{2}\ (\lambda_t + \lambda_r)}{\cos\beta} = \sqrt{\frac{\alpha^2}{4}\operatorname{sen}^2\frac{1}{2}(\lambda_t + \lambda_r) + \operatorname{sen}^2\frac{1}{2}(\lambda_t - \lambda_r)} \qquad [5]$$

E poichè per ipotesi $\frac{1}{2}\,a < 2^0$ si può calcolare il tutto in minuti primi ottenendo:

$$d = aR = 1{,}854\ \sqrt{\alpha'^2\operatorname{sen}^2\ \tfrac{1}{2}\ (\lambda_t + \lambda_r) + (\lambda_t' - \lambda_r')^2} \qquad [6]$$

in cui α' e λ_t', λ_r' sono espressi in minuti primi e d in Km.

PARTE VII

TEORIA DEI TELAI RADIOGONIOMETRICI

CAPO XVI

PREMESSA

97. - *Generalità.*

Vogliamo qui studiare il comportamento dei telai a due spire impiegati negli apparati r. g., comportamento caratterizzato da due noti indici, il fattore di merito e l'effetto di antenna, l'uno riflettente la sensibilità dell'apparato, l'altro la sua precisione r. g.

La teoria elementare considera il telaio come una semplice bobina avente solo induttanza e resistenza, il che permette di studiare approssimativamente il suo funzionamento come elemento radiante o captante, funzionamento caratterizzato dalla sua altezza efficace $h_a = \frac{2\pi n S}{\lambda}$ e dal suo fattore di merito, approssimatamente rappresentato dal rapporto $\frac{\omega L}{R}$. Nessun modo può fornire la teoria elementare per prevedere, nè tanto meno misurare, l'effetto di antenna del telaio, nè la influenza che le caratteristiche elettriche del telaio (induttanza e mutua induzione, capacità verso terra e tra le spire, conduttanza verso terra e tra le spire), hanno sul fattore di merito e sull'effetto di antenna.

Ci proponiamo di ricavare questi dati, studiando come un tutto inscindibile il complesso telaio-circuito ad esso connesso. A tale scopo, dopo un cenno sulle proprietà radiative dei telai r. g. imposteremo e risolveremo le equazioni differenziali generali relative alle tensioni e correnti sul telaio allo scopo di applicare le re-

lative soluzioni a vari tipi di circuiti connessi al telaio e che differiscono tra loro per la disposizione delle impedenze e delle forze elettromotrici agenti.

Le questioni che da tale procedimento prendono origine sono molte, ed in generale la loro soluzione dipende dalla soluzione dei tre seguenti problemi relativi al complesso telaio-circuito.

a) Nota la f.e.m. agente in un ramo B del circuito connesso al telaio, determinare la corrente prodotta in un altro punto del circuito stesso, nonchè in un punto qualsiasi del telaio.

b) Nota la f.e.m. applicata in un ramo B del circuito connesso al telaio, determinare la forza cimomotrice generata nel piano del telaio.

c) Nota l'intensità F_0 del campo elettromagnetico verticale agente sul telaio, determinare la corrente I_B che esso provoca in un punto B del circuito connesso al telaio; oppure la d.d.p. agli estremi del ramo contenente il punto B.

Per lo studio del 1° problema si impianteranno anzitutto le equazioni differenziali del telaio: poscia si determineranno le costanti arbitrarie in dipendenza dallo speciale circuito ad esso connesso e per ciascun circuito si dedurrà la soluzione.

Successivamente sarà calcolata la forza cimomotrice del telaio in relazione alla, od alle, f.e.m. agenti nel circuito connesso (2° problema) e da ultimo, utilizzando il teorema della reciprocità nelle reti di conduttori passivi, si determinerà la corrente provocata, in un ramo B del circuito, dal campo e.m. agente sul telaio (3° problema).

Sarà definito e calcolato come fattore di merito del complesso telaio-circuito il rapporto tra la d. d. p. utilizzata e la f.e.m. agente.

L'*effetto di antenna* viene definito e calcolato dal rapporto tra la intensità delle correnti ricevute (o tra le f.c.m. generate) rispettivamente col telaio a 90° con la direzione di provenienza (o di propagazione) e col telaio a 0°, cioè nel piano di provenienza (o di propagazione) delle f.e.m.

Le questioni di cui trattasi possono considerarsi come una messa a punto di precedenti studi sull'argomento [1] nei quali è stata tentata una teoria della distribuzione delle tensioni e correnti nei telai e nelle bobine impiegate in radiotecnica e specialmente in radiogoniometria.

---

[1] L. Sacco. — *a*) Bollettino tecnico dell' ISMT. N. 1 - 1939; *b*) idem N. 1 e 2 - 1940; *c*) Alta frequenza - 1940 N. 6 e 7; *d*) Rendiconti della 6ª Assemblea U. R. S. I. - Venezia 1938, N. 48, pag. 102; *e*) Atti del 28° Congresso dell'Unione Matematica Italiana - Bologna - aprile 1940.

98. - *Le costanti del telaio.*

La complessità del problema ha consigliata la sua riduzione ad uno schema semplice, ottenuto nella ipotesi che nel telaio siano individuabili alcune costanti e precisamente: una induttanza unitaria e una resistenza unitaria r, due capacità e due conduttanze unitarie k_m e k_t, g_m e g_t, rispettivamente le 1° mutue tra elementi di spire adiacenti del telaio e le 2° di ogni spira verso terra. Lo schema non è esattamente corrispondente alla realtà, ma offre un modo per affrontare una trattazione matematica suscettibile di pratiche deduzioni ed applicazioni.

La parte dello schema meno aderente alle situazioni reali è probabilmente la ipotesi della costanza della induttanza unitaria. Una analisi più approfondita mostra infatti che essa implicitamente ammette un complesso di circostanze che possono talvolta non verificarsi.

Se infatti esaminiamo un elemento di spira di lunghezza ds e consideriamo le sue relazioni con tutti i rimanenti elementi del telaio, vediamo che esse derivano, *in modo preponderante*:

a) dalla capacità unitaria e dalle conduttanze unitarie tra l'elemento considerato e gli elementi adiacenti nella spira precedente ed in quella seguente;

b) dalla mutua induzione di tutti gli elementi della bobina sull'elemento considerato.

Gli effetti della capacità e della conduttanza verso gli elementi più lontani si possono considerare trascurabili, od almeno conglobabili in una capacità *equivalente* tra gli elementi più vicini, e su tale ipotesi, che sembra tuttora ammissibile, si sono basate le deduzioni delle memorie citate. Gli effetti della mutua induttanza tra gli elementi sono meno facilmente riducibili a schemi semplificati; tuttavia possiamo ammettere che oltre al flusso $L_s I_s$ dovuto alla spira cui appartiene l'elemento ds considerato e che giustifica una induttanza unitaria $l = \frac{L_s}{a}$ della spira, si debba tener conto dei flussi $M_{1s} I_{s-1}$, $M_{2s} I_{s-2}$, $M'_{1s} I_{s+1}$, $M'_{2s} I_{s+2}$ dovuti alle correnti delle altre spire ed ai rispettivi coefficienti di mutua induzione con la spira s^{esima}. Il flusso totale sulla spira s^{esima} sarà cioè $L_s I_s + \sum_{r=1}^{r=n} M_{sr} I_r$ con $r \neq s$. Ora è chiaro che, passando dalle spire estreme a quelle intermedie della bobina, i coefficienti L e M cambiano, come cambiano le I_r.

Praticamente però le correnti delle varie spire non sono tra loro molto diverse, cosicchè, ammettendo di sostituirle con una

nelle quali si è posto:

$$\begin{cases} r + j\,\omega\, l = z \\ j\,\omega\, l_m = z_m \end{cases} \text{ ohm/m} \qquad \begin{cases} g_t + j\,\omega\, k_t = y_t \\ g_m + j\,\omega\, k_m = y_m \end{cases} \text{ mho/m} \qquad [2]$$

Adottiamo ora le notazioni

$$\begin{cases} P_1^2 = A + B = -\omega^2 k_t (l + l_m) + j\,\omega\, r\, k_t \simeq -\omega^2 k_t (l + l_m) \\ P_2^2 = A - B = -\omega^2 (k_t + 2\,k_m)(l - l_m) + j\,\omega\,[r(k_t + \\ \quad + 2\,k_m) + 2\,g_m (l - l_m)] \simeq -\omega^2 (k_t + 2\,k_m)(l - l_m) \end{cases} \qquad [3]$$

in cui $k_t = \dfrac{C_t}{2a}$ = capacità unitaria verso terra cioè C_t divisa per la lunghezza di due spire; $r = \dfrac{R_B}{2a}$ = resistenza unitaria bobina; $\dfrac{L + M}{2a} = l + l_m = \dfrac{L_B}{2a}$ = induttanza unitaria. [4]

$$\begin{cases} Y_{10} = \dfrac{P_1}{z + z_m} \simeq \dfrac{j\sqrt{k_t (l + l_m)}}{j\,\omega\,(l + l_m)} = \sqrt{\dfrac{k_t}{l + l_m}} = \sqrt{\dfrac{k_t \cdot 2\,a}{(l + l_m)\,2\,a}} = \sqrt{\dfrac{C_t}{L_B}} \\ Y_{20} = \dfrac{P_2}{z - z_m} \simeq \dfrac{j\,\omega\sqrt{(k_t + 2\,k_m)(l - l_m)}}{j\,\omega\,(l - l_m)} = \sqrt{\dfrac{k_t + 2\,k_m}{l - l_m}} \end{cases} \qquad [5]$$

La soluzione dalle equazioni differenziali fornisce:

$$V_{1,2} = (Q_1' \cosh P_1 s + Q_1'' \operatorname{senh} P_1 s) \pm (Q_2' \cosh P_2 s + Q_2'' \operatorname{senh} P_2 s) \qquad [6]$$

$$-I_{1,2} = Y_{10}\,(Q_1' \operatorname{senh} P_1 s + Q_1'' \cosh P_1 s) \pm Y_{20}\,(Q_2' \operatorname{senh} P_2 s + Q_2'' \cosh P_2 s)$$

Capo XVIII

APPLICAZIONI AI TELAI R. G.

101 - *Calcolo delle costanti arbitrarie.*

Nelle applicazioni radiogoniometriche, il telaio viene collegato a circuiti diversi, che possono in generale dedursi come casi parti-

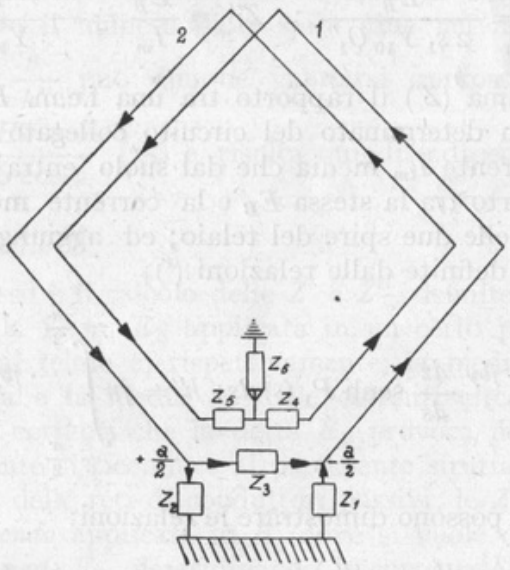


Fig. 90.

colari di un circuito più generale, rappresentato dalla fig. 90, nella quale si immaginano localizzate le impedenze $Z_1 \ldots Z_6$ ed applicate in queste le f.e.m. E_1, $E_2 \ldots E_6$ aventi il senso delle frecce; le dette impedenze si ammettono percorse dalle correnti I_1, $I_2 \ldots I_6$ pure aventi il senso delle frecce. Posto

$$c_{1,2} = \cosh P_{1,2}\left(\frac{a}{2}\right) ; \qquad s_{1,2} = \operatorname{senh} P_{1,2}\left(\frac{a}{2}\right) \qquad [7]$$

le equazioni [6] ai limiti delle spire dànno il sistema seguente per i quattro coefficienti incogniti Q_1', Q_2'' Q_2', Q_2''

$$\left.\begin{aligned} &+ Q_1' A_1 - Q_1'' B_1 + Q_2' C_1 - Q_2'' D_1 = E_1 Z_3 + E_3 Z_1 \\ &- Q_1' A_2 - Q_1'' B_2 + Q_2' C_2 + Q_2'' D_2 = E_2 Z_3 + E_3 Z_2 \\ &+ Q_1' A_3 - Q_1'' B_3 - Q_2' C_3 + Q_2'' D_3 = E_6 + E_4 \\ &+ Q_1' A_4 + Q_1'' B_4 + Q_2' C_4 + Q_2'' D_4 = E_6 - E_5 \end{aligned}\right\} \quad [8]$$

nelle quali le costanti A, B, C, D hanno i seguenti valori:

$$\left.\begin{aligned} &A_{1,2} = Z_3 (c_1 + Z_{1,2} Y_{10} s_1); \; B_{1,2} = (2 Z_{1,2} + Z_3) s_1 + Z_{1,2} Z_3 Y_{10} c_1 \\ &C_{1,2} = (2 Z_{1,2} + Z_3) c_2 + Z_{1,2} Z_3 Y_{20} s_2; \; D_{1,2} = Z_3 (s_2 + Z_{1,2} Y_{20} c_2) \\ &A_{3,4} = c_1 + Y_{10} (Z_{4,3} + 2 Z_6) s_1; \; B_{3,4} = s_1 + Y_{10} Z_{4,5} c_1 \\ &C_{3,4} = c_2 + Y_{20} Z_{4,5} s_2; \; D_{3,4} = s_2 + Y_{20} (Z_{4,5} + 2 Z_6) c_2 \end{aligned}\right\} \quad [9]$$

102. – *Calcolo della f.c.m. e della corrente ricevuta.*

Introduciamo le due impedenze fittizie:

$$Z' = \frac{E_B}{I_{tm}} = \frac{E_B}{2 s_1 Y_{10} Q_1'} \; ; \; Z'' = \frac{E_B}{I_m} = - \frac{E_B}{Y_{10} Q_1''} \qquad [10]$$

che sono: la prima (Z') il rapporto tra una f.e.m. E_B applicata in un punto B ben determinato del circuito collegato ai telaio, e la conseguente corrente I_{tm} media che dal suolo entra nel telaio, e la 2ª (Z'') il rapporto tra la stessa E_B e la corrente media I_m che circola ai centri delle due spire del telaio; ed aggiungiamo le altezze fittizie h' ed h'' definite dalle relazioni (1):

$$h' = \frac{-n}{s_1} \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{-jby} \frac{dz}{ds} \operatorname{senh} P_1(s)\, ds \; ; \; h'' = jn \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{-jby} \frac{dz}{ds} \cosh P_1(s)\, ds \qquad [11]$$

Ciò posto si possono dimostrare le relazioni:

$$\mathfrak{F} = E_B \frac{\rho_0}{\lambda} \left(j \frac{h'}{Z'} + \frac{h''}{Z''} \right) \; ; \quad I_B = - j F_0 \left(j \frac{h'}{Z'} + \frac{h''}{Z''} \right) \qquad [12]$$

Le [12] dànno così il modo di calcolare, per un telaio di 2 spire, la forza cimomotrice $\mathfrak{F}$ prodotta da una f.e.m. E_B applicata in un certo punto B del circuito collegato al telaio; nonchè la corrente ricevuta nello stesso punto B del circuito, dovuta alle f.e.m. ecci-

(1) Nelle precedenti memorie si è indicato nella [11] con h' la stessa espressione ma moltiplicata per $j = \sqrt{-1}$.

tate dal campo F_0 nelle due spire del telaio; e ciò con due relazioni perfettamente simmetriche e semplici. Le difficoltà possono sorgere solo nel calcolo delle h', h'', Z' e Z''.

Le altezze h' ed h'', dette *altezza elettrica e altezza magnetica* del telaio, sono grandezze dipendenti unicamente dalla forma e dalle dimensioni del telaio, mentre le impedenze Z' e Z'' dipendono, oltrechè dalle costanti del telaio stesso, dalla posizione del punto B nel quale si suppone situata la f.e.m. agente E_B in trasmissione, od osservata la corrente ricevuta I_8, in ricezione.

103. – *Calcolo delle altezze magnetica e elettrica.*

Circa il calcolo delle h' ed h'' si rimanda alle memorie 1940, dalle quali risulta che nei casi usuali si può con approssimazione ritenere [1]:

$$h' = \frac{nH}{2} \; ; \quad h'' = h_t \cos \varphi = \frac{2 \pi n S}{\lambda} \cos \varphi \qquad [13]$$

essendo H la massima dimensione verticale di una spira, S l'area della spira ed n il numero delle spire (due nel nostro caso).

Il rapporto $\frac{h'}{h''}$ può dunque valutarsi approssimatamente con $\frac{h'}{h_t \cos \varphi} = \frac{H\lambda}{4 \pi S \cos \varphi}$ [15] e risulta quindi indipendente da n.

104. – *Calcolo delle Z.*

Più complesso è il calcolo delle Z' e Z'', definite dalla [10] come il rapporto tra la f.e.m. E_B applicata in un certo punto B del circuito connesso al telaio e, rispettivamente, la media I_{tm} delle correnti verso terra e la media I_m delle correnti circolanti nei centri delle due spire; correnti che la detta E_B provoca nel telaio. Il caso del telaio ricevente si riconduce al precedente sfruttando il principio della reciprocità delle reti di conduttori passivi; le Z' e Z'' sono cioè ricavate *supponendo* applicata in B (dove si vuole osservare la corrente I_B) una f.e.m. E_B, determinando le correnti I_{tm} e I_m che essa provocherebbe nel telaio e facendo i rapporti tra f.e.m. e corrente.

Ne segue che volendo determinare la corrente in diversi punti B del circuito, dovuta ad uno stesso campo F_0 incidente sul telaio, occorre determinare altrettante coppie di valori di Z' e Z'', una per ciascun punto B.

---

[1] Nel caso del triangolo isoscele, con θ angolo al vertice, si dovrà fare

$$h' = \frac{n H}{2 (1 + \operatorname{sen} \theta)} \; . \qquad [14]$$

Concludendo: per la determinazione delle Z' e Z'' si deve:

a) fissare il punto B nel quale si immagina agente la f.e.m. E in trasmissione, od osservata la corrente I_B in ricezione;

b) annullare nel sistema [8] tutte le f.e.m. in esso contenute, all'infuori di quella E_B agente nel punto suddetto;

c) calcolare le Q' e Q'', dopo aver dato alle sei impedenze contenute nelle [8] i valori particolari pel tipo di circuito che si esamina;

d) dedurre le Z' e Z'' dalle [10].

Dopo di ciò, calcolate le altezze h' ed h'' con le [11] (oppure con le [13]) si passa al calcolo della f.c.m. $\mathfrak{F}$, oppure della corrente I_B valendosi delle [12].

105. - *Calcolo dell'effetto d'antenna.*

Per lo studio delle proprietà radiative dei telai può spesso essere sufficiente calcolare i soli rapporti h'/h'' e Z'/Z'', nella considerazione che le [12] si possono scrivere:

$$\mathfrak{F} = \rho_0 \left(\frac{E_B}{Z''}\right)\left(\frac{h''}{\lambda}\right)\left(1 + j\,\frac{h'}{h''}\cdot\frac{Z''}{Z'}\right) = \rho_0\, I_m\,\frac{h''}{\lambda}\left(1 - 2\,j\,s_1\,\frac{Q_1'}{Q_1''}\cdot\frac{h'}{h''}\right) \qquad [16]$$

$$Z''\,I_B = -\,j\,F_0\,h''\left(1 + j\,\frac{h'}{h''}\cdot\frac{Z''}{Z'}\right) = -\,j\,F_0\,h''\left(1 - 2\,j\,s_1\frac{Q_1'}{Q_1''}\cdot\frac{h'}{h''}\right)$$

Ora nello studio elementare del telaio si trova, come forza cimomotrice, $\rho_0 \dfrac{I_0\,h_t\cos\varphi}{\lambda}$ che differisce dalla [16]: *a*) per la sostituzione di I_m alla corrente I_0, supposta costante, del telaio; *b*) per la sostituzione della h'' alla $h_t\cos\varphi$ che sappiamo [13] essere pressochè equivalenti; *c*) pel fattore $\left(1 - 2\,j\,s_1\cdot\dfrac{Q_1'}{Q_1''}\,\dfrac{h_1}{h''}\right)$, che scompare per $Q_1' = 0$.

Analogamente nella stessa teoria elementare si calcola, come f.e.m. E agente nel telaio, dovuta al campo F_0 incidente, $E = -\,j\,F_0\,h_t\cos\varphi$, che differisce dalla [16] per lo stesso ora detto fattore, e pel fatto che la [16] non dà la f.e.m. agente genericamente nel circuito di ricezione, ma il prodotto della Z'' per la corrente I_B nel punto B, cioè la d.d.p localizzata in B.

Le [16] rappresentano cosí una migliore approssimazione, nella soluzione del problema, che ha inoltre il pregio di dare il modo di studiare l'influenza che le caratteriztiche del telaio hanno sui due più importanti indici del funzionamento: il *fattore di merito* e l'*effetto di antenna* del complesso telaio-circuito collegato.

Abbiamo già definito l'*effetto di antenna* come il rapporto tra la d.d.p. $Z_B I_B$, ricevuta col telaio a 90° con la direzione di provenienza dei segnali (minima ricezione), e la stessa $Z_B I_B$ col telaio a 0° con la stessa direzione (massima ricezione). Analoga definizione vale per la trasmissione. Ricordando che è $h'' = h_t \cos\varphi$ ne segue che l'effetto di antenna sarà espresso dal rapporto, ricavato dalle [12],

$$\chi = \frac{j\frac{h'}{Z'}}{\left(j\frac{h'}{Z'} + \frac{h_t}{Z''}\right)} = j\frac{h' Z''}{h_t Z'} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{h' Z''}{h_t Z}}$$

Poichè di solito è molto piccolo il rapporto $j\frac{h' Z''}{h_t Z'}$, così il rapporto χ si riduce praticamente a

$$\chi \simeq j\frac{h' Z''}{h_t Z'} = j\frac{h_g Z''}{2 h_t Z'} \qquad [17]$$

in cui h_g = altezza geometrica è n volte la massima dimensione H verticale del telaio (n = numero di spire).

Risulta dalla [17] che il rapporto χ è un immaginario puro se Z''/Z' è un numero reale, mentre diventa reale quando Z''/Z' è un numero immaginario puro; χ sarebbe poi complesso se tale fosse il rapporto Z''/Z'.

Quando Z''/Z' è reale, l'essere χ immaginario puro dice che per $\varphi = 90°$ la f.e.m. ricevuta è in quadratura con quella ricevuta per $\varphi = 0$. Si tratta in tal caso di un vero e proprio effetto di antenna dovuto alla sovrapposione di una f e m non direzionale (termine in h' delle [12]), ed in quadratura col termine direzionale (h'' delle [12]).

Quando è invece Z''/Z' immaginario, allora χ risulta reale. e non si ha quindi più un effetto di antenna ma un effetto di senso.

In qualche caso l'effetto di senso provocato artificialmente può essere utilizzato per ottenere la cardioide di senso senza l'antenna ausiliaria.

Vedremo come l'analisi seguente permetta di distinguere nettamente i due casi, ciò che non è possibile con la teoria elementare.

106. – *Calcolo del fattore di merito.*

Il *fattore di merito* può essere espresso: *a*) in trasmissione da l rapporto $\left|\frac{\mathfrak{F}}{E_B}\right|$ tra la f.c.m. ottenuta $\mathfrak{F}$ e la f.e.m. applicata E_B; *b*) in ricezione, dal rapporto tra la d.d.p. $Z_B I_B$ ricavata in B e la ef..m. $F_0 h''$ agente nel telaio.

Esso si dovrà di solito calcolare di volta in volta; nel caso generale si può dedurre dalle [16] ponendo in esse $\cos\varphi = 1$ cioè $h'' = h_t$ e ricavando:

$$\left.\begin{aligned} q_t &= \frac{\mathfrak{F}}{E_B} = \frac{h_t}{\lambda}\cdot\frac{\rho_0}{Z''}\left|(1+\chi)\right| \simeq \frac{h_t}{\lambda}\cdot\frac{\rho_0}{Z''} \text{ in trasmissione.} \\ q_r &= \left|\frac{Z_B I_B}{-j F_0 h_t}\right| = \left|\frac{Z_B}{Z''}\cdot\frac{Z'' I_B}{-j F_0 h_t}\right| = \left(\frac{Z_B}{Z''}\right)(1+\chi) \simeq \left(\frac{Z_B}{Z''}\right) \\ &\qquad\qquad \text{in ricezione.} \end{aligned}\right\} \quad [18]$$

È interessante notare come il fattore di merito sia una caratteristica non del telaio soltanto, ma del complesso telaio-circuito, nonchè del punto B e che non è lo stesso in trasmissione ed in ricezione.

La determinazione della Z'' è sempre alquanto laboriosa, come vedremo, tuttavia una approssimazione di solito sufficiente si ottiene considerando che, date le frequenze elevate in gioco e quando le dimensioni del telaio siano piccole di fronte alla lunghezza delle onde di lavoro, è sempre lecito supporre le costanti $P_1\frac{a}{2}$ e $P_2\frac{a}{2}$ molto piccole (in valore assoluto) di fronte all'unità, cosicchè è normalmente lecito ammettere $s_1 = \operatorname{senh} P_1\frac{a}{2} \simeq P_1\frac{a}{2} \simeq j\frac{\omega}{4}\sqrt{C_t L_B}$ nonchè $c_{1,2} = \cosh P_{1,2}\frac{a}{2} = 1$. Con ciò si ottengono relazioni che sono normalmente sufficientemente approssimate per far apprezzare le influenze che le varie costanti hanno sull'andamento dei fenomeni.

Capo XIX

CASI PARTICOLARI

107. - *Telaio aperiodico col centro isolato.*

Esamineremo più particolarmente, come esempio, il caso del telaio aperiodico con il centro isolato (fig. 91), impiegato in vari

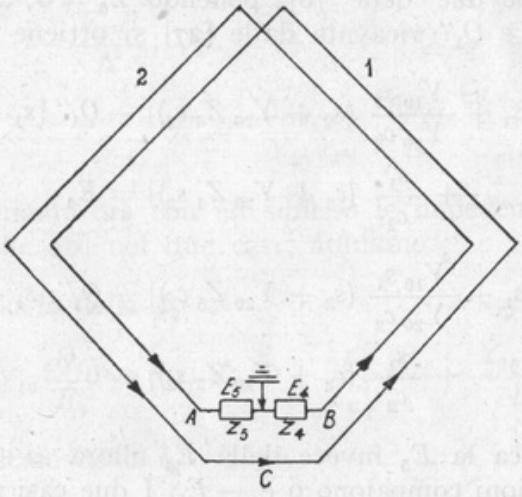


Fig. 91.

tipi di R. G. (N. 39-b e fig. 31 e 32). Si tratta di fare $Z_1 = Z_2 = \infty$ nonchè $Z_3 = Z_6 = 0$ e di supporre il telaio eccitato successivamente in Z_4 ed in Z_5. Con questi dati dividiamo la 1ª delle [8] per Z_1 e la seconda per Z_2. Passando quindi al limite per $Z_1 = Z_2 \to \infty$; esse diventano:

$$Q_1' Z_3 Y_{10} s_1 - Q_1'' (2 s_1 + Z_3 Y_{10} c_1) + Q_2' (2 c_2 + Z_3 Y_{20} s_2) - Q_2'' Z_3 Y_{20} c_2 = 0$$

$$- Q_1' Z_3 Y_{10} s_1 - Q_1'' (2 s_1 + Z_3 Y_{10} c_1) + Q_2' (2 c_2 + Z_3 Y_{20} s_2) + Q_2'' Z_3 Y_{20} c_2 = 0$$

dalle quali segue, sommando:

$$-2\,Q_1''\,2\,s_1 + 2\,Q_2'\,2\,c_2 - Z_3\,(2\,Q_1''\,Y_{10}\,c_1 - 2\,Q_2'\,Y_{20}\,s_2) = 0$$

e sottraendo

$$2\,Z_3\,(Q_1'\,Y_{10}\,s_1 - Q_2''\,Y_{20}\,c_2) = 0 \quad \text{cioè} \quad Q_1'\,Y_{10}\,s_1 = Q_2''\,Y_{20}\,c_2 \qquad [19]$$

E poichè è anche $Z_3 = 0$, ne segue $Q_1''\,s_1 = Q_2'\,c_2$

Queste relazioni si ottengono anche scrivendo che la tensione e la corrente alla fine della 2ª spira coincidono con tensione e corrente al principio della 1ª, in C; cioè

$$I_2\left(\frac{a}{2}\right) = I_1\left(-\frac{a}{2}\right)$$

$$V_2\left(\frac{a}{2}\right) = V_1\left(-\frac{a}{2}\right)$$

Nelle ultime due delle [8], ponendo $Z_6 = 0$; $E_5 = E_6 = 0$ e sostituendo Q_2' e Q_1'' ricavate dalle [27] si ottiene

$$Q_1'\left[c_1 + Y_{10}\,Z_4\,s_1 + \frac{Y_{10}\,s_1}{Y_{20}\,c_2}\,(s_2 + Y_{20}\,Z_4\,c_2)\right] - Q_1''\left[s_1 + Y_{10}\,Z_4\,c_1 + \frac{s_1}{c_2}\,(c_2 + Y_{20}\,Z_4\,s_2)\right] = E_4$$

$$Q_1'\left[c_1 + Y_{10}\,Z_5\,s_1 + \frac{Y_{10}\,s_1}{Y_{20}\,c_2}\,(s_2 + Y_{20}\,Z_5\,c_2)\right] + Q_1''\left[s_1 + Y_{10}\,Z_4\,c_1 + \frac{s_1}{c_2}\,(c_2 + Y_{20}\,Z_5\,s_2)\right] = 0$$

Se si applica la E_5 invece della E_4 allora ai secondi membri delle due equazioni compaiono 0 e $-E_5$. I due casi si possono scrivere più brevemente così:

$$[20]\ \begin{cases} +Q_1'\,A - Q_1''\,B = E_4 \\ +Q_1'\,C + Q_1''\,D = 0 \end{cases} \quad \text{e} \quad \begin{cases} +Q_1'\,A - Q_1''\,B = 0 \\ +Q_1'\,C + Q_1'\,D = -E_5 \end{cases}\ [21]$$

Da queste si deducono i coefficienti Q_1' e Q_1'', dopo di che, dalle [19] si ricavano i rimanenti due Q_2' e Q_2'', nonchè, con le [10], le impedenze Z' e Z'' e finalmente, dalle [16], le incognite E ed I_B.

Esaminiamo la I_B: essa è la corrente determinata dal campo F_0, agente sul telaio, nel punto B del circuito connesso al telaio.

Ora come sappiamo la corrente varia se varia il punto B nel quale viene osservata e per calcolarla devesi ricorrere, secondo le

[16], alle impedenze fittizie Z' e Z'', che misurano i rapporti tra una f.e.m. E_B disposta in B e le correnti medie I_{tm} ed I_m prodotte nel telaio da tale f.e.m. E_B.

Ne segue che per calcolare le due correnti I_4 e I_5 provocate dal campo F_0, nei rami Z_4 e Z_5 del circuito devonsi calcolare la Z' e la Z'' supponendo la f.e.m. E_B una volta posta in Z_4 ed una volta posta in Z_5; cioè utilizzando le [20] per determinare I_4 e la [21] per determinare la I_5.

Eseguendo le relative operazioni, posto $AD + BC = \Delta$: si ricava:

a) Applicazione della E_4 pel calcolo della I_4,

$$Q_1' = \frac{E_4 D}{\Delta}; \; Q_1'' = \frac{-E_4 C}{\Delta}; \; Q_2' = \frac{-s_1 E_4 C}{c_2 \Delta}; \; Q_2 = \frac{Y_{10} s_1}{Y_{20} c_2} \cdot \frac{E_4 D}{\Delta}$$

b) Calcolo della I_5, applicando le [21]

$$Q_1' = -\frac{E_5 B}{\Delta}; \; Q_1'' = \frac{-E_5 A}{\Delta}; \; Q_2' = \frac{-s_1 E_5 A}{c_2 \Delta};$$

$$Q_2'' = \frac{Y_{10} s_1}{Y_{20} c_2} \cdot \frac{E_5 B}{\Delta}$$

Distinguiamo ora con un suffisso le impedenze che si ricavano utilizzando le [16] nei due casi; abbiamo:

a) calcolo della I_4

$$\frac{1}{Z_4'} = 2 s_1 Y_{10} \frac{Q_1'}{E_4} = 2 s_1 Y_{10} D; \; \frac{1}{Z_4''} = -\frac{Y_{10} Q_1''}{E_4} = Y_{10} C$$

b) calcolo della I_5

$$\frac{1_1}{Z_5'} = 2 s_1 Y_{10} \frac{Q_1}{E_5} = -2 s_1 Y_{10} B; \; \frac{1}{Z_5''} = \frac{-Y_{10} Q_1''}{E_5} = Y_{10} A$$

Cosicchè se ne deducono:

$$I_4 = -j \frac{F_0}{\Delta} Y_{10} (Ch'' + 2 j s_1 D h'); \quad [22]$$

$$I_5 = -j \frac{F_0 Y_{10}}{\Delta} (Ah'' - 2 j s_1 B h')$$

dove A, B, C, D sono i coefficienti, nelle [20] e [21] rispettivamente, delle Q_1' e Q_2'' e sono funzioni delle costanti c_1, c_2, s_1, s_2, Y_{10}, Y_{20} del telaio nonchè delle impedenze Z_4 e Z_5 del circuito connesso.

Si osserva subito che se $Z_4 = Z_5$ si ha $A = C$ e $B = D$. In tale caso risulta che I_4 ed I_5 differiscono solo pel segno del 2° termine tra parentesi, cioè sarà:

$$I_{4,5} = -j \frac{F_0 Y_0}{\Delta} (A h'' \pm 2 j s_1 B h') \qquad \text{con } Z_4 = Z_5 \qquad [23]$$

Dunque anche con la perfetta simmetria del circuito, ottenuta facendo $Z_4 = Z_5$, le correnti determinate dal campo incidente nei due rami del telaio sono diverse tra loro.

Per annullare la differenza si dovrebbe ottenere:

$$B = D = 0 = s_1 + Y_{10} Z_4 c_1 + \frac{s_1}{c_2} (c_2 + Y_{20} Z_4 s_2) = 0$$

cioè:

$$2 s_1 c_2 + Z_4 (Y_{10} c_1 c_2 + Y_{20} s_1 s_2) = 0$$

Si può dimostrare che, trascurando la resistenza, le due impedenze Z_4 e Z_5 che annullano le reattanze della rispettiva spira, realizzano approssimatamente anche l'annullamento dei termini B e D ed ottengono l'uguaglianza approssimata delle due correnti I_4 e I_5.

Ciò significa che se il telaio fosse accordato, si ridurrebbe al minimo lo squilibrio tra I_4 e I_5.

Il circuito è però di solito impiegato con telai aperiodici, nei quali le Z_4 e Z_5 anzichè da condensatori, come occorrerebbe per neutralizzare la reattanza del telaio, sono costituite da induttanze, alle quali è di solito accoppiata induttivamente una bobina L, a sua volta collegata al circuito di entrata del ricevitore.

In tale caso, se si dicono M_4 e M_5 i due coefficienti di mutua induzione delle Z_4 e Z_5 con la L, la f.e.m. indotta dal telaio nella induttanza L sarà quella utile E_u

$$E_u = -j \omega (M_4 I_4 + M_5 I_5) =$$

$$= -\frac{\omega F_0 Y_{10}}{\Delta} [2 j s_1 h' (M_4 D - M_5 B) + h'' (M_4 C + M_5 A)]$$

Il fattore di merito in questo caso, trascurando l'effetto di antenna, si esprime, analogamente alle [18] con

$$q_2 = \left| \frac{E_u}{-h'' F_0} \right| = \left| \frac{\omega (M_4 C + M_5 A)}{\Delta} \right|$$

che implica il calcolo laborioso di Δ.

A sua volta l'effetto di antenna, dalla [17] risulta

$$\chi = \frac{2\,j\,s_1\,h'\,(M_4\,D - M_5\,B)}{h_t\,(M_4\,C + M_5\,A)} \qquad [24]$$

L'effetto di antenna si annulla cosí solo per $M_4 = M_5$ nonchè $B = D$, cioè per $Z_4 = Z_5$.

Risulta da ciò la possibilità di annullare l'effetto di antenna con la simmetrizzazione del telaio e degli accoppiamenti, malgrado che le correnti I_4 ed I_5 siano diverse tra loro come risulta dalle [23].

Dalle stesse [23] risulta inoltre che (sempre con $Z_4 = Z_5$ e quindi $B = D$) se si utilizzasse una delle due d.d.p. $Z_4\,I_4$ oppure $Z_5\,I_5$ per la ricezione del segnale (presa tra T ed A o B), si otterrebbe (con Z_4 e Z_5 induttive) sempre un effetto di antenna $\pm \dfrac{2\,j\,s_1\,B\,h'}{A\,h_t}$ mentre che la utilizzazione della d.d.p. $Z_4\,I_4 + Z_5\,I_5$ (presa tra A e B, fig. 91) darebbe un ingresso privo di effetto di antenna. Si conclude che la simmetrizzazione del telaio ($Z_4 = Z_5$) nonchè degli accoppiamenti ($M_4 = M_5$) o della presa di tensione (sui due estremi del telaio), sono necessarie per la eliminazione dell'effetto di antenna.

Le relazioni che abbiamo trovato permettono uno studio dettagliato del comportamento di questo circuito anche nel caso che interessasse accentuare l'effetto di antenna.

Sviluppando i calcoli ed indicando con $j\,\omega\,L_4 = Z_4$ ed $j\,\omega\,L_5 = Z_5$ le due impedenze (trascurando le resistenze), si giunge alla espressione.

$$\chi = -j\,\frac{h_g}{2\,h_t} \cdot \frac{\omega^2\,C_t}{4} \cdot \frac{(M_4 - M_5)\,L_B + 2\,(M_4\,L_5 - M_5\,L_4)}{M_4 + M_5} \qquad [25]$$

dalla quale risulta che l'effetto di antenna è proporzionale alla C_t capacità verso terra del telaio, al quadrato della frequenza, nonchè all'altezza geometrica h_g del telaio, ed inversamente proporzionale alla altezza equivalente h_t del telaio.

Vediamo ora i risultati dell'esame di altri circuiti pure usati in apparati r. g., omettendo i calcoli e passaggi algebrici, dato che essi sono perfettamente analoghi a quelli fin qui sviluppati.

108. - *Circuiti simmetrici.*

a) Telaio accordabile col centro a terra (fig. 92). È usato ad es. nel R. I. di rotta della R.C.A. (n° 57) e si ottiene dalla fig. 90 ponendo in essa $Z_4 = Z_5 = Z_6 = 0$ e supponendo agente la sola E_3 col telaio trasmittente, od osservata la d.d.p. $= Z_3\,I_3$ se il telaio è ricevente.

Le impedenze Z' e Z'' risultano

$$\frac{1}{Z'} = \frac{4\, Y_{10}\, s_1^{\,2}}{\Delta}\, Z_3\, (Z_1 - Z_2) \qquad [26]$$

$$\frac{1}{Z''} = \frac{2\, Y_{10}\, Z_3}{s_2\, \Delta}\, [(Z_1 + Z_2)\, c_1\, s_2 + Z_1\, Z_2\, (Y_{10}\, s_1\, s_2 + Y_{20}\, c_1\, c_2)]$$

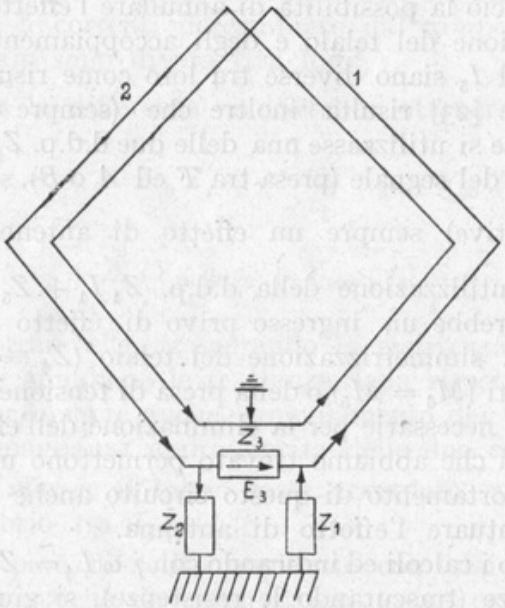


Fig. 92.

ed il loro rapporto

$$\frac{Z''}{Z'} = \frac{2\, s_1^{\,2}\, s_2\, (Z_1 - Z_2)}{(Z_1 + Z_2)\, c_1\, s_2 + Z_1\, Z_2\, (Y_{10}\, s_1\, s_2 + Y_{20}\, c_1\, c_2)} =$$

$$= \frac{\frac{1}{8}\, \omega^2\, L_B\, C_t\, (Z_2 - Z_1)}{Z_1 + Z_2 + \frac{2\, Z_1\, Z_2}{a\, (z - z_m)}} \qquad [27]$$

La 2ª espressione è stata ottenuta sostituendo le P e le Y secondo le [3] e le [5], adottando le semplificazioni $s_1 = \text{senh}\, \frac{P_1\, a}{2} \simeq \frac{P_1\, a}{2} \simeq$ $\simeq {}^1/_4\, j\, \omega \sqrt{L_B\, C_t}$; $c_{1,2} = \cosh\, P_{1,2}\, a/2 \simeq 1$ e trascurando $s_1\, s_2$ di fronte a $c_1\, c_2$.

Risulta dalla [27] che l'effetto di antenna definito dalla [17] si an-

nulla per $Z_1 = Z_2$ come pure per Z_1 e Z_2 entrambe molto elevate e tendenti all'∞ (telaio isolato ai suoi estremi). Lo stesso è poi proporzionale alla capacità $C_t = 2\,a\,k_t$ verso terra, nonchè al quadrato della frequenza.

b) Telaio accordabile col centro isolato. — Si ottiene ponendo $Z_4 = Z_5 = 0$ e $Z_6 = \infty$ anzichè $= 0$ come nel caso precedente al quale è nel resto perfettamente analogo.

La corrispondente espressione del rapporto Z''/Z' è, per questo tipo,

$$\frac{Z''}{Z'} = \frac{4\,s_1^2\,Y_{20}\,c_2\,(Z_1 - Z_2)}{(Z_1 + Z_2)\,(Y_{10}\,s_1\,s_2 + Y_{20}\,c_1\,c_2) + 2\,Z_1\,Z_2\,Y_{10}\,Y_{20}\,s_1\,s_2} =$$

$$= \frac{1}{4}\,\omega^2\,L_B\,C_t\,\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \qquad [28]$$

È interessante paragonare i due rapporti [27] e [28], cioè telaio col centro isolato e col centro a terra.

Il loro rapporto è:

$$= \left(\frac{Z''}{Z'}\right)_i : \left(\frac{Z''}{Z'}\right)_t = 2 + \frac{4\,Z_1\,Z_2}{(Z_1 + Z_2)\,a\,(z - z_m)} \qquad [29]$$

e mostra che, con questo circuito, il rapporto Z''/Z' (e quindi l'effetto d'antenna) col centro telaio isolato è almeno doppio, ma in genere molto più del doppio, che col centro a terra.

Riferendoci alle considerazioni svolte al n. 105 circa la natura del rapporto Z''/Z' osserviamo che essendo $z - z_m = r + j\,\omega\,(l - l_m)$ pressochè immaginario puro (r essendo in genere trascurabile di fronte a $\omega\,(l - l_m)$, ne segue che se anche Z_1 e Z_2 sono immaginari puri, cioè capacità o induttanze con resistenze trascurabili, il rapporto Z''/Z', come è dato dalla [27] e dalla [28], risulta reale e quindi si ha un puro effetto di antenna per entrambi i casi considerati.

Se Z_1 e Z_2 fossero complesse o reali si otterrebbe anche un effetto di senso, dovuto alla componente reale del rapporto suddetto. Se ad esempio gli estremi del telaio sono semplicemente collegati alle griglie di tubi elettronici, si può considerare che Z_1 e Z_2 siano capacità aventi però delle componenti reali dovute alle conduttanze d'ingresso delle valvole stesse. Cosicchè se queste conduttanze non sono tra loro esattamente equivalenti, ne deriva un effetto di senso per evitare il quale è necessario rimuoverne le cause e cioè appaiare perfettamente le valvole stesse.

È interessante notare che qualunque sia Z_1, se si fa $Z_2 = 0$, cioè se si mette a terra un capo del telaio mantenendo la eccitazione in Z_3, la [27] dà subito

$$Z''/Z' = \frac{1}{8}\,\omega^2 L_B C_t \qquad [30]$$

Si ha così un modo per provocare un ingente effetto di antenna, il che può essere utile in speciali applicazioni non r. g. (stazioni campali radio a telaio).

109. - *Circuiti dissimmetrici.*

a) Ad eccitazione laterale (fig. 93). — È un circuito usato in molti R. G. (n. 39 e fig. 29 e 30) e si ottiene ponendo nella fig. 90, $Z_2 = \infty$ e $Z_6 = 0$ con eccitazione in Z_1 (oppure con rilievo della d.d.p. $I_1 Z_1$).

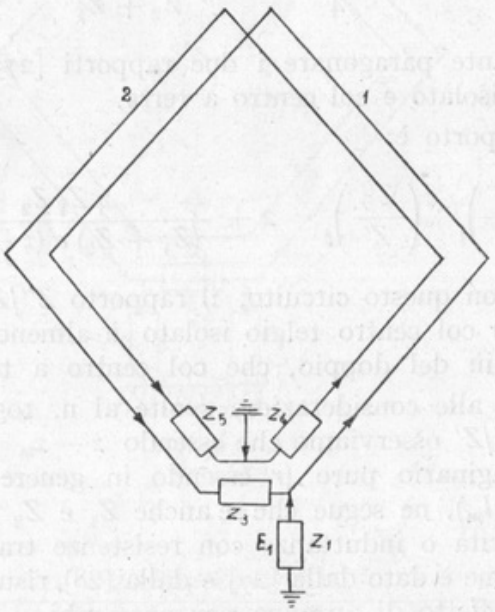


Fig. 93.

Con le solite approssimazioni e ponendo $Z_4 = Z_5 = Z_{4,5}$ si ottiene

$$\frac{Z''}{Z'} = -\frac{\omega^2 L_B C_t}{4 Z_3} \cdot \frac{[(z - z_m)\,a + 2 Z_{4,5}]\,[Z_3 + 2 Z_{4,5} + R_B + j\omega L_B]}{R_B + j\,\omega\,L_B} \qquad [31]$$

cosicchè, se si trascura R_B di fronte a ωL_B e si fa

$$Z_3 = \frac{1}{j\,\omega\,C_3} \qquad \text{nonchè} \qquad Z_{4,5} = j\,\omega\,L_{45} + R_{45}\,, \qquad \text{si ottiene}$$

$$\frac{Z''}{Z'} = -j\,\frac{\omega^3\,C_t\,C_3\,R_t}{4}\,[L - M + 2\,L_{45}] \qquad [32]$$

in cui $R_t = R_B + 2\,R_{45}$ è la resistenza totale del telaio e delle induttanze aggiunte $L_{4,5}$.

Si ha qui un caso di rapporto Z''/Z' puramente immaginario e quindi con effetto di senso invece che di antenna.

Come risulta dalla [32] tale effetto è proporzionale alla R_t e può quindi rendersi piccolo con telai di spire ed induttanze aggiunte di piccola resistenza ohmica, e varia col cubo della frequenza.

b) *Ad eccitazione simmetrica ed un estremo a terra* (fig. 94). — È lo schema usato nel R. I. di rotta descritto al n° 58 (fig. 55) nel quale si cerca di utilizzare lo stesso telaio per ottenere un effetto di senso, senza cioè usare dell'antenna ausiliaria.

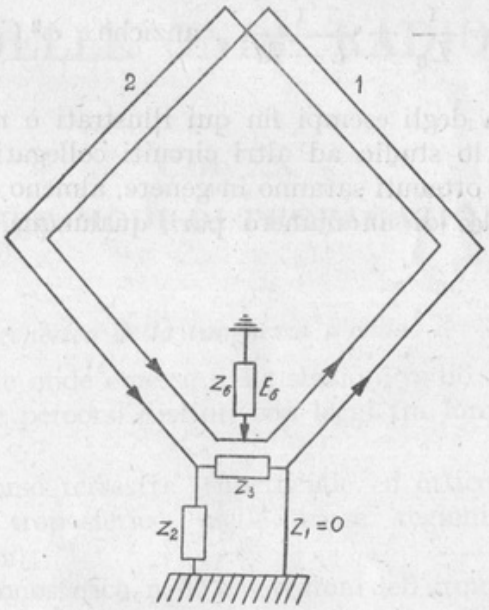


Fig. 94.

Si ottiene dalla fig. 90 ponendo $Z_1 = Z_4 = Z_5 = 0$ e la eccitazione (od il rilievo della ricezione) in Z_6. Il rapporto Z''/Z' assume la forma

$$\frac{Z''}{Z'} = -\frac{1}{4}\,\omega^2\,L_B\,C_t\,(z - z_m)\,a\left[\frac{1}{Z_2}+\frac{1}{Z_3}+\frac{1}{(z-z_m)\,a}+\frac{1}{2\,(z+z_m)\,a}\right] \quad [33]$$

Se in queste condizioni si regola la $Z_3 = \dfrac{1}{j\,\omega\,C_3}$ in modo che gli ultimi tre termini si riducano ad una semplice conduttanza $1/R$ (cioè si accorda il circuito) e si fa Z_2 puramente ohmico e relativamente piccolo, si può ottenere

$$\frac{Z''}{Z'} = -j \frac{\omega^2 L_B C_t}{4} \omega (L - M) \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{R} \right) \qquad [34]$$

che per essere un immaginario puro dà luogo ad un effetto di senso, come richiesto dall'indicatore di rotta, nel quale, per questo scopo, alternativamente viene messo a terra l'uno o l'altro estremo del telaio, cioè Z_1 o Z_2 vengono ridotti a piccole resistenze.

L'accordo del circuito si ottiene ponendo

$$\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{(z - z_m)\, a} + \frac{1}{2\,(z + z_m)\, a} = 0$$

cioè

$$\omega^2 C_3 = \frac{1}{L_B} + \frac{1}{L - M} \quad \text{anzichè} \quad \omega^2 C_3 = \frac{1}{L_B}$$

Sulla scorta degli esempi fin qui illustrati è naturalmente possibile estendere lo studio ad altri circuiti collegati a telai con due spire. I risultati ottenuti saranno in genere, almeno qualitativamente estensibili ai telai di un numero pari, qualunque, di spire.

PARTE VIII

NOZIONI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE RADIO

CAPO XX

I TRE MODI DI PROPAGAZIONE

110. - *Influenza generica della lunghezza d'onda.*

In generale le onde emesse dalle stazioni radio seguono contemporaneamente tre percorsi distinti con leggi tra loro molto diverse; essi sono:

a) il percorso terrestre (superficiale ed ottico);

b) quello troposferico, nelle basse regioni dell'atmosfera (0 ÷ 5 Km. circa);

c) quello ionosferico, nelle alte regioni dell'atmosfera (100 ÷ 400 Km. circa).

Di massima, e con larga approssimazione, si può dire che la importanza dei tre percorsi varia al variare dell'onda di lavoro e precisamente:

a) il raggio superficiale è predominante per le onde lunghe (1000 m. circa);

b) il raggio ionosferico predomina per le onde corte (100 ÷ 10 m. all'incirca);

c) il raggio troposferico predomina per le onde ultracorte (< 5 m. circa);

d) per le onde medie (1000 ÷ 200 m. circa) il raggio terrestre predomina di giorno; di notte prevale il terrestre fino ad una certa distanza (zona dell'evanescenza, fading) e quello ionosferico alle distanze maggiori.

e) le onde metriche (tra 5 ÷ 10 m.) possono saltuariamente utilizzare anche la propagazione ionosferica.

Esamineremo sommariamente i vari modi di propagazione cominciando dallo ionosferico.

111. — *La propagazione ionosferica.*

Nei radiocollegamenti ad onde corte (specialmente con onde tra 10 e 100 m. all'incirca) si è notato da tempo che i segnali si attenuano rapidamente appena ci si allontana dalla stazione emittente, fino a sparire a distanze tanto minori quanto più corta è l'onda.

Tali segnali però riprendono a grandissima distanza e tanto più grande quanto più corta è l'onda, lasciando nel mezzo una zona di silenzio o di ricezione sporadica, più debole, incerta.

Il fenomeno ha importanti conseguenze nella radiogoniometria come abbiamo notato al nº 25.

Il ritorno a terra dei segnali a grandi distanze dal trasmettitore viene spiegato con un incurvamento dei raggi inizialmente diretti verso l'alto e successivamente deviati verso il basso a causa della rifrazione in strati atmosferici aventi un indice di rifrazione che diventa successivamente più piccolo a causa della ionizzazione dell'aria atmosferica. Si ammette che esistano due regioni principali cosidette ionosferiche: la regione E a circa 100 ÷ 120 sul suolo e la regione F che nelle ore diurne d'estate (nelle nostre latitudini) si scinde in due sottoregioni F_1 e F_2, poste a quote di circa 200 a 400 Km., con ampie variazioni entro questi limiti. Più recenti ricerche ammettono regioni ionizzate anche più basse, denominate regioni D e C a 60 ÷ 80 Km. ed a 30 ÷ 40 Km. circa, rispettivamente. Con una certa frequenza, ma irregolarmente, si forma la regione sporadica E, specie di giorno e d'estate, di quota superiore alla E (150 Km. circa) e costituita probabilmente da grandi masse multiformi di intensa ionizzazione; essa viene rilevata dalla frequenza limite, che è sovente uguale o superiore a quella del soprastante strato F. Circa le cause della ionizzazione una ipotesi verosimile è quella che ritiene la ionizzazione della regione E nonchè delle D e C dovuta ai raggi ultravioletti del sole, che colpiscono i gas componenti dell'aria, molto rarefatta, che trovasi a quelle altitudini, scindendoli in elettroni liberi ed in ioni positivi.

La ionizzazione della regione F sembra invece essere dovuta in prevalenza alla concentrazione di elettroni provenienti dal sole e catturati e distribuiti col concorso del campo magnetico terrestre. Ora si dimostra che la presenza di elettroni liberi in un mezzo di minima densità gassosa produce una diminuzione del coefficiente

dielettrico ε e conseguentemente una diminuzione dell'indice di rifrazione $(n = \sqrt{\varepsilon})$.

Nella fig. 21 è riportato, a sinistra, un andamento verosimile dell'indice di rifrazione della atmosfera in relazione all'altezza, ed a destra, le traiettorie percorse da vari raggi, tutti emessi, con diversa elevazione, da uno stesso emettitore radio ad onde corte. Secondo la teoria della rifrazione, la traiettoria del raggio propagato deve incurvarsi verso il basso se l'indice di rifrazione diminuisce e verso l'alto se esso cresce; essa potrà quindi essere serpeggiante come in figura. È noto inoltre che un raggio, il quale, per successivo incurvamento verso il basso, giunga quasi ozizzontale su uno strato ad indice decrescente, subisce la riflessione totale e, rovesciando il percorso, ritorna al suolo. Ciò avviene pei raggi più bassi come 1, anche prima di raggiungere il 1° minimo dell'indice di rifrazione. Il raggio 2 ne rappresenta uno che giunge orizzontale, ed è quindi in condizione di ritornare a terra, proprio in corrispondenza del minimo dell'indice, cosicchè un raggio 3, anche di poco più elevato, non può più riflettersi, perchè giunge sullo strato di massima ionizzazione (minimo indice) già troppo inclinato, mentre un raggio più basso (come 1) dà una rifflessione più bassa ed un ritorno a maggior distanza. Eventualmente un raggio (come 3) che passa il 1° strato ionizzato, può raggiungere la condizione di riflessione su uno strato superiore. Un raggio (come 4) troppo elevato, non trova nessun strato in condizione di rifletterlo e perciò buca tutti gli strati ionizzati e non fa più ritorno alla terra.

Segue che nessun raggio riflesso può giungere nel tratto $T\,R$, perchè i più bassi vanno più lontano ed i più alti non ritornano o ritornano ancora più lontano (come il 3). La parte più lontana da T, nella quale non giunge neppure il raggio superficiale propagato lungo il suolo, dicesi *zona di silenzio*. In essa possono tuttavia giungere raggi riflessi da vari punti della ionosfera ove siavi una discontinuità di ionizzazione, oppure da centri di reirradiazione, come antenne accordate o quasi su quell'onda, ma essi sfruttano di massima dei coefficienti piccolissimi di riflessione, cosicchè i segnali in questa zona o sono assenti o sono molto più deboli di quelli prima ed oltre. In ogni caso poi essi non hanno una polarizzazione ben determinata, data la loro sporadica e varia provenienza, e questo fatto, come si è visto al n° 25, costituisce il più grave inconveniente per gli scopi radiogoniometrici.

La intensità del campo elettrico dei raggi riflessi dalla ionosfera è generalmente oscillante entro ampi limiti secondo un ritmo tanto più rapido quanto più corta è l'onda: si alternano momenti di segnali eccezionalmente intensi con evanescenze o sparizioni dei se-

gnali stessi; torneremo al N. 118 su questa caratteristica: qui osserveremo solo che la ionosfera determina una attenuazione che cresce con l'onda secondo la legge approssimata $e^{-k\,D\,\lambda^p}$ in cui p oscilla tra zero e due, all'incirca.

Si può perciò ritenere che i segnali più forti rispondano semplicemente alla legge dell'inverso della distanza ($k = 0$) e quindi che la f.e. massima sia dell'ordine di $E = \mathfrak{F}/L$ in cui $\mathfrak{F}$ è la forza cimomotrice (vedi N. 114) del posto emittente sulla incidenza zenitale di partenza (e di arrivo) θ ed L è il percorso $\simeq \sqrt{D^2 + 4\,H^2}$ essendo H la quota degli strati riflettenti e D la distanza.

112. - *La frequenza limite per la riflessione.*

La teoria della propagazione ionosferica è molto complessa, e non dà sempre risultati attendibili, perchè le regioni ionizzate sono spesso molto irregolari e perciò molto lontane da quelle, rappresentabili con schemi semplici, che si suppongono nella teoria.

Il campo magnetico terrestre complica inoltre il fenomeno determinando la birifrangenza del mezzo e la scissione del raggio incidente in due raggi rifratti, raggio ordinario e raggio straordinario.

Limitandoci ai fenomeni più semplici diremo che la teoria fornisce una relazione tra densità di ionizzazione massima (minimo dell'indice n) di una certa regione ionizzata (E_1, F_1, F_2) e la frequenza massima di un'onda che giungendo su quella regione riesce a ritornare al suolo, anche se emessa verticalmente.

Essa è

$$f_v^2 = \frac{e^2\,N_{max}}{4\,\pi^2\,m\,\varepsilon_0}$$

f_v = frequenza limite (massima) di riflessione verticale, hertz.
N_{max} = numero di elettroni per m^3 = massima densità di ionizzazione (dell'ordine $10^{11} \div 10^{13}$)
e = carica di un elettrone = $15{,}9 \cdot 10^{-20}$ coulomb
m = massa di un elettrone = $9 \cdot 10^{-31}$ Kg.-massa
ε_0 = coefficiente dielettrico dello spazio vuoto = $\frac{10^{-9}}{36\,\pi}$ farad/m.

Sostituendo ai simboli i valori numerici segue:

$$f_v = \frac{15{,}9}{\sqrt{\pi}}\sqrt{N_{max}} \simeq 9\sqrt{N_{max}} \qquad [1]$$

Quanto più forte è la concentrazione elettronica, tanto più alta è la frequenza massima che si riflette verticalmente.

Su gli strati di più alta concentrazione si possono ottenere onde *critiche* (minima onda, cioè massima frequenza, che si riflette verticalmente) anche di soli 15 ÷ 20 m. (frequenza critica 20 ÷ 15 megahertz). Solo le onde più corte della critica riescono a bucare gli strati senza riflettersi.

E' importante, per i collegamenti radio a grande distanza, il fatto che i raggi emessi sotto incidenze maggiori di zero (cioè non verticalmente), si riflettono su strati di ionizzazione minore di quella richiesta per la riflessione verticale.

Dalla fig. 21 risulta che la traiettoria reale dei raggi che tornano al suolo ha un andamento curvilineo nelle regioni ionizzate e rettilineo in prossimità del suolo, cosicchè se si prolungano i due tratti rettilinei essi si incontrano in un punto al di sopra dello strato effettivamente riflettente. Se in tale punto di incontro si immagina disposto orizzontalmente uno strato fittizio, esso sarà colpito dalle traiettorie rettilinee sotto un angolo di apparente incidenza θ.

Se φ è la distanza angolare terrestre dei punti di arrivo e di partenza sul suolo, l'angolo zenitale di partenza (e di arrivo) sarà $\theta_1 = \theta + \frac{\varphi}{2}$. Vedere fig. 80, in cui si faccia $D/R = \varphi$.

Ora si dimostra che mentre per la riflessione verticale ($\theta = 0$) della frequenza f occorre, secondo la [1], una ionizzazione $N_{max} \geq \frac{f^2}{81}$, per la riflessione della stessa f sotto l'incidenza apparente θ basta la ionizzazione $N_{max} \geq \frac{f^2 \cos^2 \theta_1}{81}$; oppure che, se per una data N_{max} e per riflessione verticale la f massima è f_v, con la stessa N_{max}, ma per riflessione sotto l'incidenza θ_1, la frequenza massima che si riflette sale a $f_\theta = f_v/\cos \theta_1$. Ne segue che per ottenere la riflessione sotto la incidenza θ_1 devono essere soddisfatte le seguenti condizioni:

$$\left.\begin{aligned} f_\theta &\leq f_v/\cos\theta_1 \\ \lambda_\theta &\geq \lambda_v \cos \theta_1 \\ \theta_1 &\geq \arccos \frac{\lambda_\theta}{\lambda_v} = \arccos \frac{f_v}{f_\theta} \end{aligned}\right\} \qquad [2]$$

Con esse si può determinare la massima frequenza f_θ, la minima onda λ_θ o la minima incidenza apparente θ_1, che consentono la riflessione. Aggiungendo la relazione:

$$\frac{R + H}{R} = \frac{\text{sen } \theta}{\text{sen } \theta_1} = \frac{\text{sen } (\theta_1 + \varphi/2)}{\text{sen } \theta_1} \qquad [3]$$

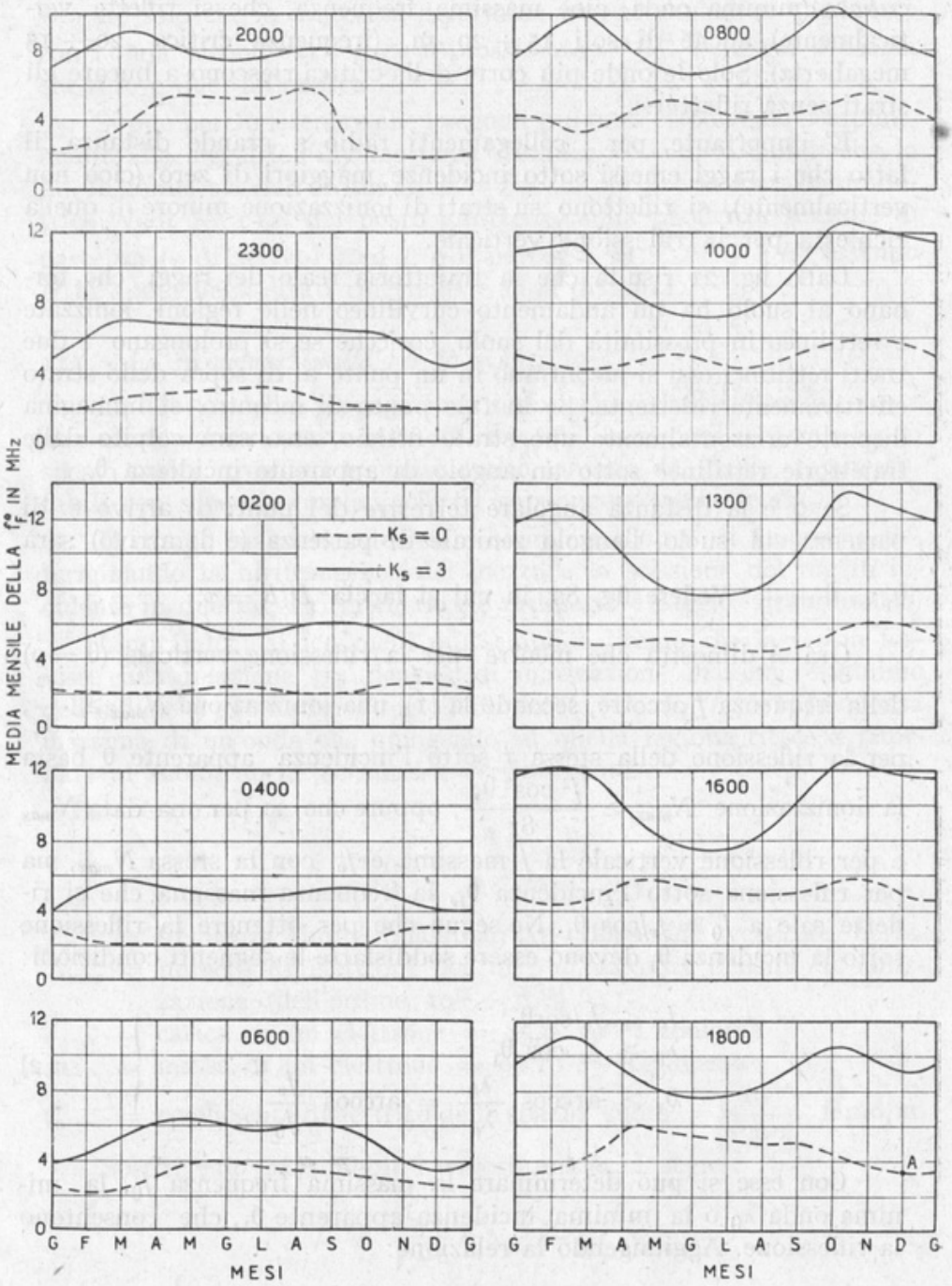

2000
0800
2300
1000
0200
1300
0400
1600
0600
1800
$K_S = 0$
$K_S = 3$
A
MEDIA MENSILE DELLA f_F^0 IN MHz
0
4
8
12
G F M A M G L A S O N D G
MESI

Fig. 95.

se ne deduce che, conoscendo la altezza apparente di riflessione H e la f_v critica di riflessione verticale su un dato strato riflettente, si possono risolvere i due problemi:

a) data la distanza angolare φ tra due punti corrispondenti trovare la frequenza massima f_0 che realizza con un solo salto il collegamento, utilizzando lo strato di altezza apparente H e di frequenza critica f_v.

b) fissata una data frequenza $f > f_v$ trovare la portata $D = \varphi R$ del massimo collegamento realizzabile con un solo salto e con quella

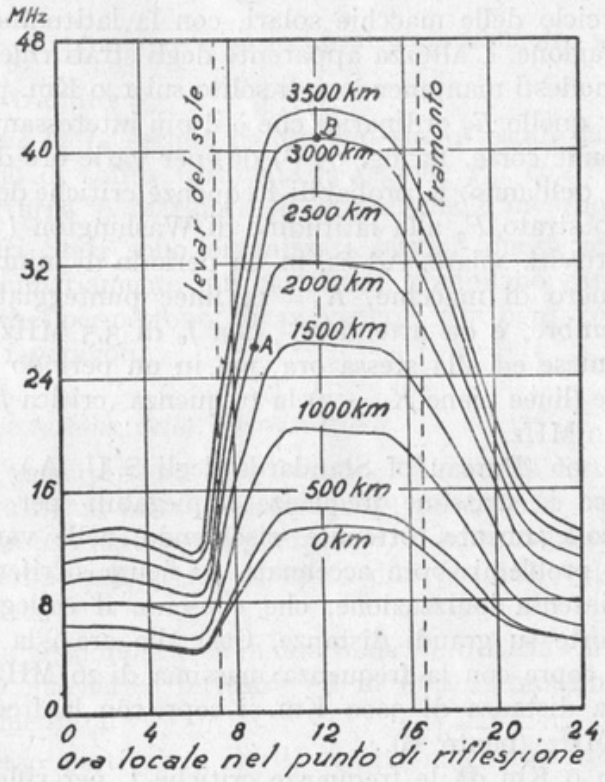


Fig. 96.

frequenza, utilizzando la riflessione sullo strato d' altezza apparente H e di frequenza critica f_v.

Il primo problema si risolve ricavando θ_1 dalla [3] e cioè:

$$\cot \theta_1 = \frac{R + H}{R \operatorname{sen} \varphi/2} - \cot \varphi/2 \qquad [4]$$

e quindi deducendo f_0 dalla prima delle [2].

Il secondo problema si risolve deducendo l'angolo θ_1 dalla terza

delle [2] e quindi ricavando la φ dalla [3]. Si ottiene:

$$\text{sen}\ \frac{\varphi}{2} = \frac{H+R}{2R}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{H(2R+H)}{(H+R)^2 \cos^2 \theta_1}}\right) \text{sen}\ 2\theta_1 \quad [5]$$

E' da tener presente che la insolubilità di queste equazioni indica la impossibilità del collegamento con una sola riflessione, come pure è da ricordare che i dati H ed f_v operanti sono quelli esistenti nel punto di riflessione, cioè a metà distanza tra i punti corrispondenti e vanno perciò dedotti in base all'ora locale di tale punto di riflessione; tenendo presente che le frequenze f_v variano entro ampi limiti con il ciclo delle macchie solari, con la latitudine, l'ora del giorno e la stagione. L'altezza apparente degli strati riflettenti varia entro limiti modesti mantenendosi di solito sui 120 Km. per lo strato E, su 250 per quello F_2 ordinario, che è il più interessante nei collegamenti ad onde corte. La fig. 95 [1] dà, per varie ore del giorno e nei varî mesi dell'anno, le probabili frequenze critiche del raggio ordinario per lo strato F_2 alla latitudine di Washington (38°) in funzione della attività solare. Ad es. in un periodo di minima attività (minimo numero di macchie, $K_s = 0$, linee punteggiate) alle ore 18,00 in dicembre, è da attendersi una f_v di 3,5 MHz (punto A). Nello stesso mese ed alla stessa ora, ma in un periodo di massima attività solare (linee piene $K_s = 3$) la frequenza critica f_v risulta dal grafico circa 9 MHz.

Nella fig. 96 (Bureau of Standards degli S. U. A.), sono riportate in grafico le massime frequenze impiegabili per determinate distanze di collegamento, ottenute risolvendo, nelle varie ore del giorno, i due problemi sopra accennati. La figura si riferisce ad una giornata di intensa ionizzazione, che consente il collegamento con onde ultra corte su grandi distanze. Così alle ore 9 la distanza di 2000 Km. si copre con la frequenza massima di 26 MHz (punto A): alle ore 12 la distanza di 3000 Km. si copre con la frequenza massima di 41 MHz (punto B).

La curva 0 Km dà le frequenze critiche f_v per riflessione verticale. Risulta dal grafico che nelle ore di massima ionizzazione (ore 12) sono raggiungibili grandi portate (3500 Km) con onde ultracorte (43 MHz $\simeq$ 7 m).

Di massima, durante le ore diurne:

a) di estate, la regione F_2 ha la f_v relativamente bassa e la H relativamente alta, mentre la E ha la f_v relativamente alta;

b) di inverno la regione F_2 ha la f_v relativamente alta e la H relativamente bassa, mentre la E ha la f_v relativamente bassa.

---

[1] W. M. GOODALL - *Il ciclo solare e la regione F_2 ionosferica* - P.I.R.E. nov. 1939 pag. 701.

Di conseguenza, nelle ore diurne di estate e per le grandi distanze, la regione E si trova in condizioni relativamente buone e spesso (casi di ionizzazione eccezionale — anche di notte — producenti la cosidetta regione sporadica E), molto migliori di quelle della F_2. Ciò significa che sovente nei giorni di estate essendo $H_E \ll H_{F_2}$ e quindi, per un dato collegamento, $\cos \theta_E \ll \cos \theta_{F_2}$, pur essendo $f_E < f_{F_2}$ ne risulta ancora $\frac{f_E}{\cos \theta_E} > \frac{f_{F_2}}{\cos \theta_{F_2}}$: in quelle condizioni la regione E consente perciò onde più corte di quella F_2

D'inverno i rapporti tra le H e tra le f sono tali da dare, di massima, $\frac{f_E}{\cos \theta_E} < \frac{f_{F_2}}{\cos \theta_{F_2}}$, cosicchè il collegamento si fa più facilmente pel tramite F_2.

Di *notte* la f_E scende moltissimo, sia di estate che d'inverno, e viene perciò di solito utilizzata la regione F_2, con l'avvertenza che la f_{F_2} notturna è maggiore di estate che d'inverno.

In vari Stati sono organizzati servizi ionosferici che, in base ai dati sommariamente qui esaminati, compilano carte e diagrammi periodici che permettono di prevedere, per ogni collegamento, le onde più favorevoli.

113. - *La rotazione della polarizzazione.*

È da tener presente che il campo magnetico terrestre trasforma la ionosfera in un mezzo anisotropo [1] penetrando nel quale le onde e. m. subiscono uno « sdoppiamento », dovuto al fatto che la ionosfera in campo magnetico presenta due possibili valori per l'indice di rifrazione.

L'onda si sdoppia così in una onda « ordinaria » meno influenzata dal campo magnetico terrestre ed in una « straordinaria » maggiormente influenzata.

Nel caso particolare che il campo magnetico terrestre sia normale alla direzione di propagazione, si ha un fenomeno di doppia rifrazione rettilinea. In generale però i due raggi ordinario e straordinario sono polarizzati ellitticamente (con i vettori che ruotano in sensi inversi), e si propagano con velocità diverse, talchè ricomponendosi all'uscita del mezzo anisotropo essi dànno luogo ad una polarizzazione rettilinea ruotata, rispetto a quella originaria, di un angolo α che può assumere tutti i valori da 0 a 360°, e sotto tale an-

aggiungono la superficie terrestre. Il campo magnetico influisce

---

[1] G. LATMIRAL, - *Reciprocità ecc. nei radiocollegamenti* « Alta Frequenza » - dic. 1939 pag. 755.

maggiormente sulle onde più prossime a quella critica (di 214 m.), cioè all'onda corrispondente alla frequenza di oscillazione propria di un elettrone libero nel vuoto ma sotto l'azione del campo magnetico terrestre.

Le onde corte (< 100 m.) e quelle lunghe (> 1000 m.), risentono meno l'effetto del campo magnetico terrestre, mentre quelle medie (100 ÷ 1000 m.) sono le più influenzate, come più prossime all'onda critica.

114. - *La propagazione terrestre.*

I. - *Raggio superficiale* (lungo il suolo). — Ha grande importanza in questo modo di propagazione la cosidetta *distanza numerica* di Sommerfeld che per scopi pratici assume la forma semplificata:

a) per le onde polarizzate verticalmente, cioè con la f.e. verticale

$$p_v = \frac{\pi d}{\lambda} \frac{\sqrt{(\varepsilon - 1)^2 + q^2}}{\varepsilon^2 + q^2} \qquad [4]$$

b) per quelle a polarizzazione orizzontale:

$$p_h = \frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{(\varepsilon - 1)^2 + q^2} \qquad [5]$$

Si è qui posto $q = 60 \lambda \gamma$ come al N. 14.

Quando ri ulta $p \leq 20$ si ha $E = \frac{\mathfrak{F}}{d} A(p)$ in cui $A(p)$ è l'attenuazione, ricavabile da appositi abachi [1] in funzione di p, per entrambe le polarizzazioni. [6]

Se è $p > 20$ si ha semplicemente:

$$A(p) = \frac{1}{2p} \text{ che vale per entrambe le polarizzazioni.} \qquad [7]$$

Per le onde medie e lunghe, a polarizzazione verticale, vale la formula approssimata di Van der Pol:

$$A(p) = \frac{2 + 0{,}3\, p}{2 + p + 0{,}6\, p^2} \qquad [8]$$

in cui la distanza numerica si riduce a:

$$p \simeq \frac{2\pi^2 d}{\rho_0 \gamma \lambda^2} \simeq \frac{\pi d}{60 \gamma \lambda^2} \qquad [9]$$

---

[1] K. A. Norton, P. I. R. E., settembre 1937.

In queste formule E è la f.e., in volt/metro, dovuta al trasmettitore di forza cimomotrice $\mathfrak{F}$ (volt); ε è il coefficiente dielettrico del terreno (da 5 a 15 nei terreni normali; 80 per il mare); γ la conduttività del suolo, mho/metro (da qualche millesimo a qualche decimo per terreni normali, 4 circa per il mare); λ = lunghezza d'onda in metri; d la distanza in metri; ρ_0 = impedenza del vuoto $\simeq 120\,\pi$ ohm.

La forza cimomotrice $\mathfrak{F}$, nella direzione facente l'angolo θ con l'asse dell'antenna, si può calcolare (in volt) conoscendo la corrente I_a d'antenna nel ventre di corrente (ampere) e la lunghezza efficace h_e (metri) dell'antenna riferita a detta corrente, mediante le formole seguenti.

A) Polarizzazione verticale. Nello spazio libero si ha:

$$\mathfrak{F} = \rho_0 h_e I_a \operatorname{sen} \theta/2\,\lambda = 60\,\pi\, h_e I_a \operatorname{sen} \theta/\lambda \qquad [10]$$

Quando però le antenne, trasmittente e ricevente, sono disposte direttamente sul suolo, la f.c.m. $\mathfrak{F}$ da mettere nella [6] è:

$$\mathfrak{F} = \rho_0 h_e I_a \operatorname{sen} \theta/\lambda = 120\,\pi\, h_e I_a \operatorname{sen} \theta/\lambda \qquad [11]$$

Se le antenne sono sollevate sul suolo, allora si debbono considerare separatamente i due raggi, riflesso e diretto, ciascuno con una f.c.m. [10] e con un proprio θ.

La f.c.m. si può calcolare conoscendo la potenza W_i irradiata dall'antenna ma le relazioni riescono semplici solo in due casi e cioè:

a) Quando l'antenna ha un estremo a terra, od è sollevata sul suolo meno di $\lambda/10$, si ha:

$$\left.\begin{aligned} &\mathfrak{F} = \sqrt{\frac{3\,\rho_0}{4\,\pi} W_i} \operatorname{sen} \theta \simeq \sqrt{90\, W_i} \operatorname{sen} \theta \\ &\text{con} \\ &W_i = \frac{4}{3}\,\pi\,\rho_0 \left(\frac{h_e}{\lambda}\right)^2 I_a^2 \simeq 1600 \left(\frac{h_e}{\lambda}\right)^2 . I_a^2 \end{aligned}\right\} \qquad [12]$$

In tal caso la W_i è di solito una piccola parte della potenza W_a fornita all'antenna, perchè una parte più o meno importante di questa viene dissipata nel suolo e nell'antenna stessa.

b) Quando l'antenna è sollevata di oltre una lunghezza di onda dal suolo, si ha:

$$\mathfrak{F} = \sqrt{45\, W_i} \operatorname{sen} \theta \quad \text{con} \quad W_i = 800\, I_a^2 \left(\frac{h_e}{\lambda}\right)^2 \qquad [13]$$

In tal caso la W_i coincide o quasi con la W_a.

B) Polarizzazione orizzontale.

Valgono le formole precedenti salvo la [12], perchè quando una antenna orizzontale si avvicina a terra a meno di $\lambda/10$ la f.c.m. si può considerare trascurabile, essendo pressocchè tutta la potenza d'antenna dissipata nel suolo (1). In tal caso la massima propagazione si ha nella direzione dell'antenna (2).

Anche con antenne ben sollevate la distanza numerica p_h essendo molto maggiore della p_v la propagazione superficiale ne viene molto attenuata: a distanze di qualche lunghezza d'onda riesce di solito, anche per le onde molto corte, $p_h > 20$, il che consente di calcolare la f.e., che in questo caso è orizzontale e normale alla direzione di propagazione, con la [7] e cioè:

$$E_h = \frac{\mathfrak{F} \operatorname{sen} \Phi}{2 p_h \cdot d} = \frac{\mathfrak{F} \cdot \lambda}{2 \pi d^2} \cdot \frac{\operatorname{sen} \Phi}{\sqrt{(\varepsilon - 1)^2 + q^2}} \qquad [14]$$

La E_h è massima nella direzione normale all'antenna (orizzontale) cioè per $\Phi = 90^0$ ed è nulla nella direzione dell'antenna ($\Phi = 0^0$). All'opposto della E_v, la E_h è tanto minore quanto più il terreno è conduttivo.

II. - *Raggio ottico.* — Quando le antenne corrispondenti sono sopraelevate ed in vista (caso normale per le onde ultracorte), sul raggio superficiale può prevalere il raggio ottico, risultante dalla interferenza del raggio diretto con quello riflesso dal suolo. Il rapporto E/E_0 tra la f. e. effettiva E e quella E_0 che si avrebbe senza il raggio riflesso, è dato da

$$E/E_0 = \sqrt{1 + K^2 \delta^2 - 2 K \delta \cos\left(\frac{2 \pi \Delta}{\lambda} - \psi\right)} \qquad [15]$$

in cui Δ è la differenza di percorso dei raggi diretto e riflesso; δ (≤ 1) è il coefficiente di divergenza, che si avvicina a zero per raggi molto radenti: K e ψ = coefficiente, e sfasamento, di riflessione, sono dati da appositi abachi (3).

Per raggi molto radenti si ha $K \simeq 1$ e $\psi \simeq 0$ per entrambe le polarizzazioni.

Le onde a P. O. hanno il raggio riflesso pressochè sempre uguale in ampiezza ed opposto di fase al raggio incidente ($K = 1$; $\psi = 0$): quelle a P. V. hanno il raggio riflesso sempre più o meno assorbito

---

(1) A. Sommerfeld ed R. Renner, *Hoch Frequenz Technik und E. A.*, Giugno 1942.

(2) G. Latmiral, *Radiazione superficiale da antenne orizzontali*, A. F. 1938, Agosto-settembre, pag. 509.

(3) *Bell System Technical Journal*, gennaio 1937, pag. 52.

dal terreno e sfasato con quello incidente. Per certi angoli di incidenza l'assorbimento può salire all'80 % e ψ può raggiungere 180°.

Un'antenna verticale dà un diagramma di radiazione circolare nel piano orizzontale: un'antenna orizzontale lo dà nel piano verticale, perpendicolare all'antenna nel suo centro (piano equatoriale).

115. - *La propagazione atmosferica.*

La bassa atmosfera, percorsa dai raggi emessi sotto le minime elevazioni, agisce pressochè indipendentemente dalla frequenza (almeno nei limiti delle frequenze radio), in modo notevolmente complesso. Le ricerche in proposito non sono per ora conclusive ma alcuni punti sembrano sicuri e cioè:

a) l'indice di rifrazione dell'aria varia con la pressione barometrica, l'umidità e la temperatura, in dipendenza del coefficiente dielettrico della stessa e presenta variazioni piccolissime in senso assoluto, dell'ordine di $10^{-4} \div 10^{-5}$, nel coefficiente dielettrico, ma sufficienti per determinare effetti notevoli nella propagazione delle radio onde.

b) in generale l'indice di rifrazione decresce con l'altezza sul suolo, il che determina l'incurvamento dei raggi verso il basso. Il raggio di curvatura dipende direttamente dal tasso di decrescenza dell'indice ed è dell'ordine di quattro volte (in media) il raggio terrestre. Si dimostra [1] che per effetto di tale curvatura la propagazione avviene come se i raggi fossero rettilinei, anzichè curvi, ma su una terra avente un raggio maggiore del vero; in media di circa 8500 Km.

c) la presenza di grosse masse d'aria eterogenee (masse calde in regioni fredde, ecc.) determina, sulle superfici di separazione, delle discontinuità nel valore dell'indice di rifrazione, le quali determinano delle riflessioni parziali delle onde che vi incidono.

d) quando le superfici di separazione sono pressochè orizzontali ed a basse quote ($1 \div 2 \div 4$ Km.), e si considerano collegamenti di qualche decina o centinaia di Km., dato che i raggi utili che possono riflettersi a quelle quote incidono in modo quasi radente su tali superfici, si possono determinare dei coefficienti di riflessione importanti, che possono raggiungere il 100 % (riflessione totale), provocando così il ritorno verso terra di raggi che avrebbero dovuto allontarsene indefinitamente, e ciò con grande beneficio per i radio collegamenti.

---

[1] Vedere ad es. L. Sacco, *La propagazione atmosferica delle onde ultracorte* - Boll. Tecn. dell'I.M.S.T. n. 3 del 1942.

e) quando le superfici di separazione sono irregolari si possono stabilire vari percorsi tra il posto emittente e quello ricevente, con effetti di interferenza e di variazioni, nell'intensità del campo elettrico ricevuto, che possono raggiungere il 20 ÷ 30 %, ed anche superare tali percentuali in speciali casi.

f) sembra quasi certo che fenomeni di ionizzazione si verifichino con una certa frequenza nelle regioni più alte della troposfera, verso 10 ÷ 20 Km. (regione C) determinando riflessioni, sia pure con bassi coefficienti di riflessione, utili per collegamenti di varie centinaia di Km.

g) i fenomeni sopra indicati si verificano su tutte le radiofrequenze ma sono specialmente importanti per le onde ultracorte, usate nei collegamenli a distanze di qualche decina o di poche centinaia di Km.; e ciò perchè per tali distanze le onde ultracorte non possono beneficiare della propagazione superficiale, che risulta moltissimo attenuata e spesso impedita dalla irregolare conformazione del terreno; nè di quella ionosferica, che solo potrebbe contribuire per distanze molto maggiori, cioè di alcune migliaia di Km. (emissione quasi orizzontale). Per tali onde la via troposferica può quindi essere talvolta la sola accessibile.

116. - *La propagazione delle onde ultracorte.*

Per le onde ultracorte e le microonde è normale la propagazione ottica di cui si disse al N. 114. Quando questa è più o meno ostacolata dalle accidentalità del terreno, esse possono solo beneficiare:

a) della *diffrazione*, che si verifica sugli spigoli delle accidentalità del terreno, dovuta cioè alla irradiazione (pel principio di Huygens) provocata, al di là degli ostacoli, dalla superficie d'onda che si trova al di sopra degli ostacoli stessi.

Quando il terreno prima e dopo l'ostacolo sia molto avvallato, in modo che i raggi che collegano la sommità dell'ostacolo con i posti corrispondenti, emittente e ricevente, siano molto sollevati sul terreno, la diffrazione può determinare ancora una ricezione sufficiente al di là dell'ostacolo. Sulle onde più lunghe, che beneficiano della scarsa attenuazione del raggio superficiale, questo contributo della diffrazione è pure importante, ma esso costituisce pressochè tutto per le onde ultra corte.

b) della *rifrazione* e della *riflessione* atmosferiche, con le modalità del N. 115 e che, come la diffrazione, costituiscono un apporto decisivo sulle onde ultracorte mentre sono in genere trascurabili per le onde più lunghe, di fronte ai contributi dei raggi superficiali o ionosferici che sono da queste sfruttati.

Dato che le differenze di percorso Δ da inserire nella [15] riescono spesso dell'ordine di pochi decimetri o meno, cioè dell'ordine delle lunghezze delle onde ultracorte, possono facilmente aversi, con queste, delle zone di interferenze con massimi e minimi accenttuti per piccoli spostamenti dei posti corrispondenti.

117. - *La R. G. delle onde ultracorte.*

Per quanto riguarda la R.G. delle onde ultracorte le più recenti ricerche (1) dicono che il raggio terrestre è fortemente influenzato dalla conformazione del terreno e dalle sue accidentalità (specie alberature e fabbricati) e che di solito è solo possibile rilevare con notevoli errori.

È specialmente difficile radiogoniometrare quando il terreno del posto ricevente non è sgombro, e quando nel percorso tra i posti corrispondenti vi siano dorsali collinose laterali od oggetti reirradiatori. In terreni sgombri, sia con la polarizzazione verticale che con quella verticale (polarizzazioni intermedie dànno luogo a rotazioni irregolari dipendenti dalla natura del terreno), si possono ottenere rilevamenti attendibili sino a circa 30 Km., usando, come captatori, i sistemi direttivi e girevoli ad antenne esaminati al n. 20. Per quanto consta finora, la riflessione atmosferica e la diffrazione sulle colline non alterano sensibilmente la polarizzazione delle onde e non danneggiano perciò il rilevamento r. g.

118. - *Anomalie, affievolimenti e disturbi.*

Abbiamo visto al n. 114 che nel percorso superficiale l'attenuazione cresce al diminuire della lunghezza d'onda. Nel percorso ionosferico la teoria e la pratica mostrano che la legge è esattamente opposta, e cioè che di massima l'attenuazione cresce col crescere della lunghezza d'onda (n. 111).

Di conseguenza avviene che, di giorno, gli strati ionizzati più bassi (specie quelli D) assorbono quasi completamente le *onde lunghe e medie* malgrado che queste abbiano più facili condizioni di riflessione. Perciò il raggio ionosferico è generalmente assente, di giorno per tali onde: la propagazione è quindi, di giorno e per dette onde, quasi esclusivamente affidata al percorso superficiale, per il quale l'attenuazione è scarsa.

Di notte gli strati *E* e *D*, dovuti ai raggi ultravioletti del sole, di solito si attenuano o scompaiono mentre permangono gli strati *F*, molto più alti e quindi più liberi da atomi e molecole che, nei

(1) E. Guyenot, H.F.T. - giugno 1942 pag. 162 {58}.

loro urti con gli elettroni (messi in movimento dal campo elettrico delle onde che vi si propagano) costituiscono la principale causa dell'assorbimento della energia delle onde stesse. Perciò di notte anche le onde medie e lunghe trovano condizioni favorevoli di propagazione ionosferica ed a ciò è da attribuire la maggiore portata notturna delle onde stesse, nonchè i fenomeni di evanescenza e di affievolimento che si notano a distanza dalle stazioni emittenti. Questi sono infatti dovuti alla interferenza tra il raggio superficiale e quello ionosferico che, ad una certa distanza, sono pressochè uguali, mentre prevale il ionosferico a distanze maggiori e il superficiale a distanze minori.

Laddove i due campi elettrici sono pressochè uguali, l'alternarsi più o meno frequente della loro somma (quando sono concordanti) e della loro differenza (quando sono in opposizione), fanno oscillare la ricezione tra intensità molto alte, doppie del normale, ed intensità quasi nulle (fading).

Gli affievolimenti che di notte e di giorno si verificano sulle *onde corte* (10 ÷ 100 m.) possono attribuirsi a cause molto svariate e si presentano inoltre con modalità molto varie e complicate.

Si verificano infatti, su tali onde, evanescenze lente e brusche, di corta e lunga durata, con totali o parziali scomparse dei segnali radio, tra loro molto differenti di comportamento se analizzate con mezzi adatti [1].

Le cause più usuali di affievolimento sulle onde corte sono:

a) le interferenze tra il raggio ordinario e lo straordinario;

b) le interferenze tra raggi dello stesso tipo ma di diverso percorso, perchè riflessi da varie regioni ionizzate o da punti diversi della stessa regione e perciò giungenti con diversa fase al ricevitore;

c) le tempeste magnetiche che accompagnano spesso le aurore boreali dovute alle perturbazioni dell'atmosfera solare ed alle conseguenti anormali formazioni ionosferiche.

d) la repentina diffusione della ionizzazione in regioni molto più basse del solito (allargamento e diffusione della regione sporadica *E*), ecc.

In genere queste perturbazioni rendono più difficili le operazioni r. g.: esse sono talvolta accompagnate da fischi, urli e fruscii analoghi ai disturbi atmosferici.

Nelle *onde ultracorte* gli affievolimenti sono meno intensi e sono, come abbiamo già notato, probabilmente dovuti alla interferenza

---

[1] Vedere B. Beckmann - W. Menzel - E. Vilbig *L'importanza pratica delle ricerche della ionosfera per il servizio radio* - Telegraphen, Fernspreeh, Fernseh, Technik - 1940 - Vol. 29 - n. 4 pag. 106.

tra raggi riflessi, in punti diversi, dalle superfici di separazione tra masse d'aria di diversa origine e costituzione.

Notevoli disturbi alla R. G. derivano sulle onde lunghe dalle cosidette *scariche atmosferiche* che, specie nei pomeriggi estivi, rendono ardua la determinazione dello zero ricezione.

Esse sono rare nelle onde corte e rarissime sulle ultracorte. La loro onda fondamentale è da ritenersi prossima a 10 ÷ 20 Km. e su di essa il campo elettrico può raggiungere valori dell'ordine di 0,2 volt/m. I disturbi che si hanno sulle lunghezze d'onda minori sono da interpretarsi come armoniche della suddetta fondamentale, e quindi di ampiezza decrescente col crescere dell'ordine dell'armonica, cioè col diminuire della lunghezza d'onda.

Molto nocivi alla R. G. sono i disturbi cosidetti industriali, dovuti agli impianti elettrici circostanti. Contro di essi valgono le norme esaminate al N. 34-*D*.

È preconizzata, come molto favorevole alla eliminazione dei disturbi atmosferici ed industriali, la modulazione di frequenza dei segnali radio, anche per scopi r. g.

I ricevitori adatti per tale modulazione sono infatti provvisti di un limitatore che riduce l'ampiezza della portante e il tasso di modulazione, e di un discriminatore nel quale solo le variazioni di frequenza danno luogo ad una finale modulazione di ampiezza percepibile all'uscita: i segnali non modulati in frequenza, come i disturbi, non danno quindi segnali percepibili, o solo percepibili con fortissima attenuazione.

PARTE IX

RADIONAVIGAZIONE

Capo XXI

SISTEMI MODERNI DI RADIONAVIGAZIONE

119. — *Generalità.*

Con la fine della guerra (1945), cessate le ragioni di segreto sui mezzi tecnici in essa impiegati, sono comparse le prime notizie anche sugli apparati r. g. e specialmente su quelli impiegati in ausilio alla navigazione, sia aerea che marittima. I documenti distribuiti nella terza conferenza imperiale Britannica dell'aviazione civile (C.E.R.C.A. = Commonwealth and Empire Radio Civil Aviation) nel febbraio 1946, mostrano come i progressi compiuti in alcuni particolari tecnici abbiano consentito risultati molto brillanti nell'impiego di dispositivi già noti e per scopi pure già noti. I sistemi direttivi di antenne, la tecnica degli impulsi, l'impiego dell'oscillografo catodico, la misurazione della fase come indicatrice di azimut, caratterizzano i nuovi metodi di radionavigazione.

Tutti mirano a fornire nel modo più semplice e completo ai piloti, di navi o di velivoli, i dati occorrenti sia per la navigazione a grande distanza dai porti, aerei o marittimi, sia per la guida dei velivoli verso detti porti, sia per la assistenza nelle loro immediate vicinanze e specialmente per rendere facile e sicuro l'atterraggio anche in campi congestionati e con scarsa o nulla visibilità.

Nella nuova organizzazione si nota la netta tendenza a sfruttare le caratteristiche di propagazione delle varie onde, tornando alle onde lunghe per l'assistenza a grandi distanze, alle medie per i sistemi di avvicinamento ai porti, sviluppando sempre più le ultra-

corte nei sistemi di atterraggio e lasciando alle corte il solo compito del collegamento radio alle massime distanze.

Accenneremo ai principii dei sistemi più usati e di quelli, proposti, che sembra abbiano la maggiore probabilità di impiego nel prossimo futuro.

120. — *Radiofaro* (*Radiosentiero*) *omnidirezionale ad onde ultracorte* (inglese).

Trattasi di un procedimento analogo a quello descritto al N. 67 ma diversamente realizzato. Un sistema direttivo di antenne, analogo a quello della fig. 78, che dà un diagramma ad 8 (fig. 13-*a* e 13-*d*), viene ruotato a 50 giri al secondo emettendo onde continue non modulate, in modo che al ricevitore di bordo arriva una f.e.m. modulata in ampiezza e di frequenza 50. Un'antenna omnidirezionale, al centro del sistema direttivo, irradia contemporaneamente in modo continuo la stessa onda, ma modulata in frequenza e sottomodulata con la stessa frequenza 50 di rotazione del sistema direzionale. Gli istanti di massimo di questa modulazione si fanno coincidere con il passaggio dell'asse del fascio rotante per il nord geografico. A bordo sono disposti due ricevitori per la stessa onda, ma l'uno per modulazione di ampiezza e l'altro per modulazione in frequenza. Essi dànno quindi due uscite aventi la stessa bassa frequenza 50, ma sfasate tra loro di un angolo uguale all'azimut del ricevitore rispetto al nord. Infatti la uscita dal 1° ricevitore ha il massimo negli istanti in cui il fascio rotante passa pel posto ricevente, mentre l'uscita dal secondo lo ha negli istanti di massimo della modulazione di frequenza, cioè quando il fascio rotante passa per il nord. Le due uscite, inviate ai due avvolgimenti di un fasometro (fig. 43-*a*), fanno segnare all'indice di questo dopo adatta taratura, la differenza tra le due fasi, cioè un angolo uguale all'azimut del velivolo.

121. — *Sistema di atterraggio S.C.S.* 51. (Localizzatore di pista dell'aviazione americana).

È analogo al tipo Lorenz descritto al N. 70-*c* da cui differisce pel fatto che, invece di un fascio alternativamente emesso a destra ed a sinistra con punti e linee complementari, sono permanentemente emessi due fasci sulla stessa onda ultracorta portante, ma con due modulazioni a bassa frequenza (90 e 150 Hz). A bordo si ricevono contemporaneamente entrambe le emissioni che, smistate all'uscita del ricevitore, dopo rettificazione sono applicate in opposizione ad un amperometro a zero centrale; questo segna zero so[illegible]

due uscite hanno uguale ampiezza (effetto di confronto), il che si verifica solo se il velivolo trovasi nella direzione equisegnale, mentre segnerà a destra od a sinistra secondochè prevale l'una o l'altra modulazione.

Un dispositivo analogo lavora nel piano verticale, impiegando due dipoli orizzontali disposti perpendicolari alla linea di atterraggio e posti l'uno sopra l'altro a diverse altezze sul suolo. Per effetto della riflessione di quest'ultimo, ciascun dipolo dà luogo ad un diagramma verticale d'irradiazione con lobi tanto più numerosi quanto più distante da terra è il dipolo. Infatti nella formola 15 del N. 114, considerata la breve distanza e la piccola inclinazione, nonchè la polarizzazione orizzontale delle onde emesse, si può porre $\psi = 0$ e $K = 1$ e quindi trarne $E/E_0 = 2 \operatorname{sen} \pi \Delta/\lambda$. In questa, $\Delta =$ differenza tra raggio riflesso $\sqrt{D^2 + (h_1 + h_2)^2}$ e raggio diretto $\sqrt{D^2 + (h_1 - h_2)^2}$, per $D \gg h_1 , h_2$, diventa $\Delta \simeq \frac{2 h_1 h_2}{D}$; si ha quindi $E/E_0 \sim 2 \operatorname{sen} \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}$. Segue che al crescere dell'elevazione $\frac{h_2}{D}$ del raggio emesso, il rapporto E/E_0 raggiunge il 1° massimo per $2 \pi h_1 h_2/\lambda D = \frac{\pi}{2}$ cioè per $h_2/D = \lambda/4 h_1$. Se quindi uno dei dipoli orizzontali è a quota h_1 varie volte maggiore di quella dell'altro, la elevazione h_2/D del suo 1° massimo di irradiazione sarà molto più bassa, ed il suo diagramma avrà un maggior numero di lobi. I due diagrammi assumeranno le forme della fig. 97, che mostra come la elevazione della più bassa direzione zenitale di equisegnale si possa regolare a piacere, modificando l'altezza, ad es., del dipolo più alto. I due dipoli orizzontali emettono anche qui sulla stessa onda ma con due diverse modulazioni di ampiezza. Le relative frequenze di modulazione sono separate all'uscita del ricevitore, rettificate ed applicate, in opposizione, ad un amperometro a zero centrale, in modo che esso segna zero solo se il velivolo segue la elevazione di equisegnale. Le lancette dei due amperometri, azimutale e zenitale, sono disposte sullo stesso quadrante come in fig. 97, in modo che se il pilota mantiene entrambe le lancette a zero, esso è sicuro di seguire la rotta prescritta per l'atterraggio, sia in elevazione che in azimut.

122. — *Radiofaro Consol* (inglese).

È derivato dai sistemi analoghi tedeschi (Sonne, Electra), e lavora sulle onde medie (200 ÷ 300 KHz), non modulate, come radio-

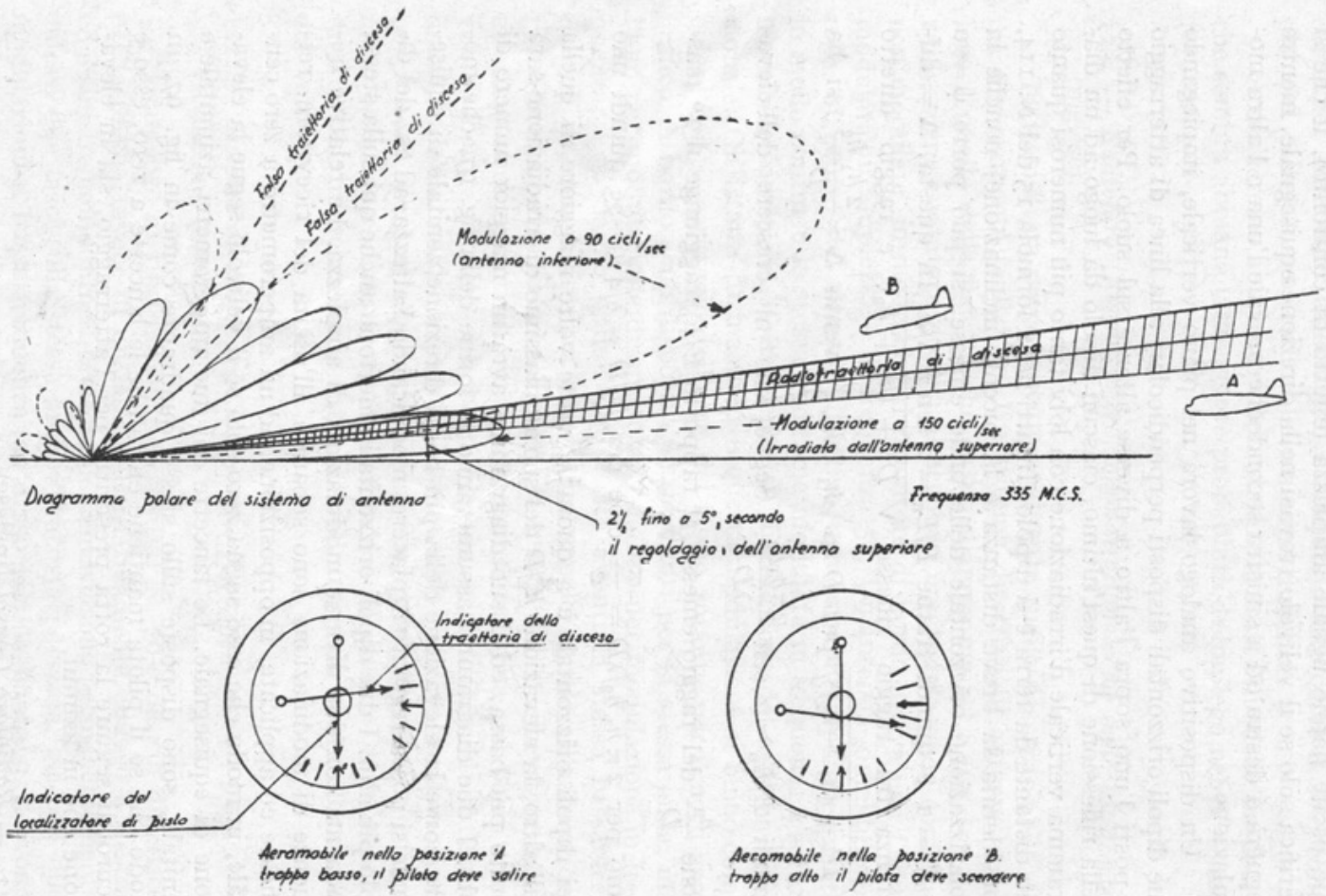

Falsa traiettoria di discesa
Falsa traiettoria di discesa
Modulazione a 90 cicli/sec
(antenna inferiore)
B
Radiotraiettoria di discesa
A
Modulazione a 150 cicli/sec
(Irradiata dall'antenna superiore)
Diagramma polare del sistema di antenna
Frequenza 335 M.C.S.
2½ fino a 5° secondo
il regolaggio dell'antenna superiore
Indicatore della
traiettoria di discesa
Indicatore del
localizzatore di pista
Aeromobile nella posizione 'A'
troppo basso, il pilota deve salire
Aeromobile nella posizione 'B'
troppo alto il pilota deve scendere

Fig. 97.

faro a molte (24) direzioni equisegnali, ottenute mediante la sovrapposizione di due diagrammi dissimmetrici a 12 lobi, relativi a punti e linee complementari.

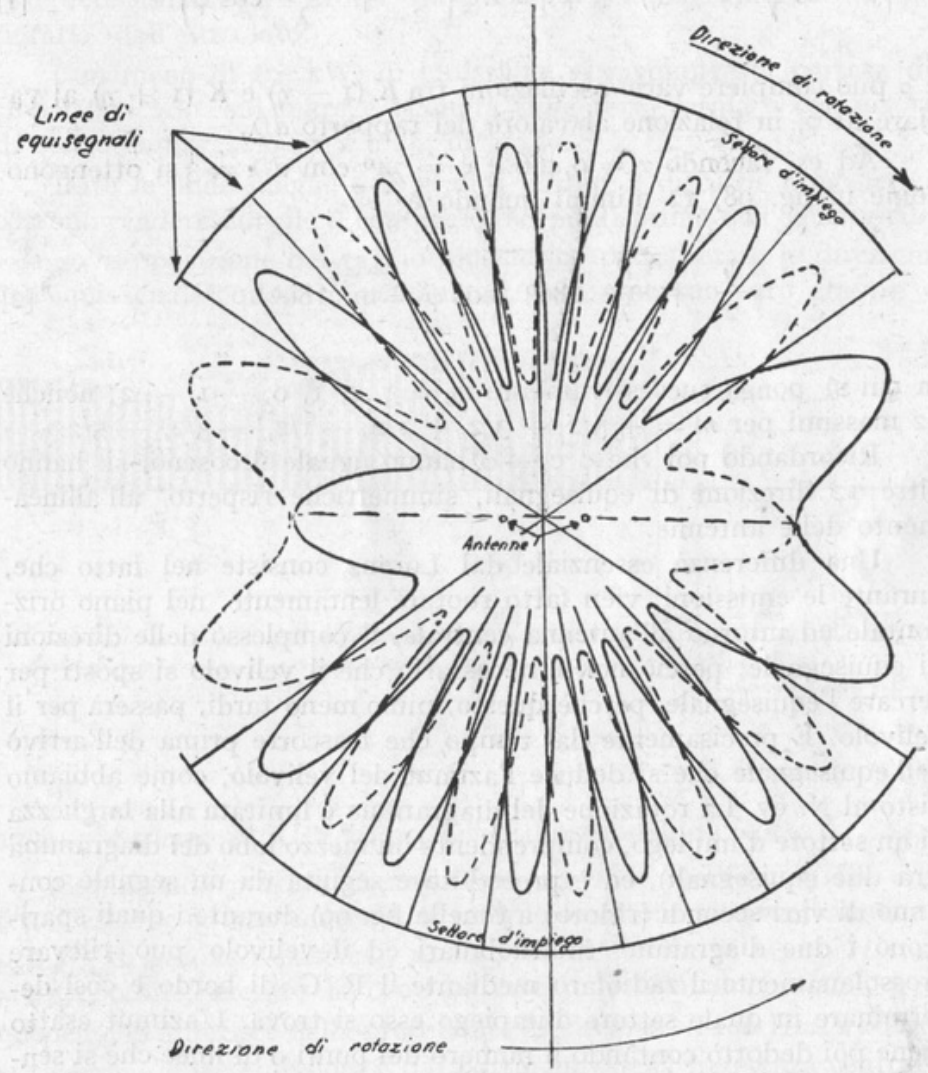


Fig. 98.

La sovrapposizione di due diagrammi multilobulari (come in fig. 98) si può ottenere ad es. con due antenne che, come nel Lorenz (N. 70-*c*), funzionano alternativamente da riflettore di un'antenna centrale alimentata e vengono commutate, come nel Lorenz, a punti e linee, ma che sono disposte a distanza di varie lunghezze d'onda dalla antenna centrale. La formula [6] del N. 20 si può in

fatti scrivere, ponendo $\beta_{12} - \beta_{22} = \psi$:

$$\rho = K \sqrt{(1 - \eta)^2 + 4\,\eta\,\mathrm{sen}^2 \left(\frac{\psi}{2} + \frac{\pi\, d}{\lambda} \cos \varphi \right)} \qquad [1]$$

e ρ può compiere varie oscillazioni tra $K\,(1 - \eta)$ e $K\,(1 + \eta)$ al variare di φ, in relazione al valore del rapporto d/λ.

Ad es. facendo $\eta = 0{,}466$ e $\psi = 74^\circ$ con $d/\lambda = 3$ si ottengono, come in fig. 98, 12 minimi quando è

$$\frac{\psi}{2} + \frac{d}{\lambda}\ 180^\circ \cdot \cos \varphi = \mathrm{m.}\ 180^\circ \qquad [2]$$

in cui si ponga successivamente $m = 3,\ 2,\ 1,\ 0,\ -1,\ -2$; nonchè 12 massimi per $m = +\,5/2,\ +\,3/2,\ +\,1/2,\ -\,1/2,\ -\,3/2,\ -\,5/2$.

Ricordando poi che φ e $-\varphi$ hanno uguale il coseno, si hanno altre 12 direzioni di equisegnali, simmetriche rispetto all'allineamento delle antenne.

Una differenza essenziale dal Lorenz consiste nel fatto che, durante le emissioni, vien fatto ruotare lentamente, nel piano orizzontale ed intorno all'antenna centrale, il complesso delle direzioni di equisegnale; perciò non è necessario che il velivolo si sposti per cercare l'equisegnale, perchè questo, più o meno tardi, passerà per il velivolo. È precisamente dal tempo che trascorre prima dell'arrivo dell'equisegnale che si deduce l'azimut del velivolo, come abbiamo visto al N. 67. La rotazione del diagramma è limitata alla larghezza di un settore d'impiego, comprendente un mezzo lobo del diagramma (tra due equisegnali), ed è preceduta e seguita da un segnale continuo di vari secondi (ridotto a 6 nella fig. 99) durante i quali spariscono i due diagrammi multilobulari ed il velivolo può rilevare grossolanamente il radiofaro mediante il R. G. di bordo e così determinare in quale settore d'impiego esso si trova. L'azimut esatto viene poi dedotto contando il numero dei punti o di linee che si sentono prima dell'equisegnale a partire dalla ripresa della emissione a punti e linee, come è indicato in fig. 99.

Lavorando, questi radiofari, su onde dell'ordine del Km. con antenne alte sui cento metri e quelle esterne distanti qualche Km. dalla centrale, la rotazione degli equisegnali si può ottenere solo modificando le costanti delle antenne. Verosimilmente si varia la fase ψ di una coppia, seguendo la formola [5] del N. 20 ed agendo sulle costanti X ed R della sola antenna esterna della coppia. Con ciò, rimanendo fissi sul

diagramma, e sul terreno, i minimi della coppia inalterata, quelli dell'altra coppia si spostano in modo che φ soddisfi alla [2], e con essi si spostano gli equisegnali. Per la simmetria del coseno la rotazione così determinata sarà aroria da un lato dell'allineamento ed antioraria dall'altro lato.

Con meno di tre kW. di emissione si raggiunge la portata di circa 1600 Km. sul mare e la metà sulla terra ferma e con errori di solito compresi tra 1/2 e 1/4 di grado.

Date le onde lunghe e le grandi portate i disturbi atmosferici possono rendere difficile il conteggio dei punti prima dell'equisegnale e la sovrapposizione del raggio ionosferico può alterare le direzioni dell'equisegnale; questi inconvenienti non sembrano però gravi.

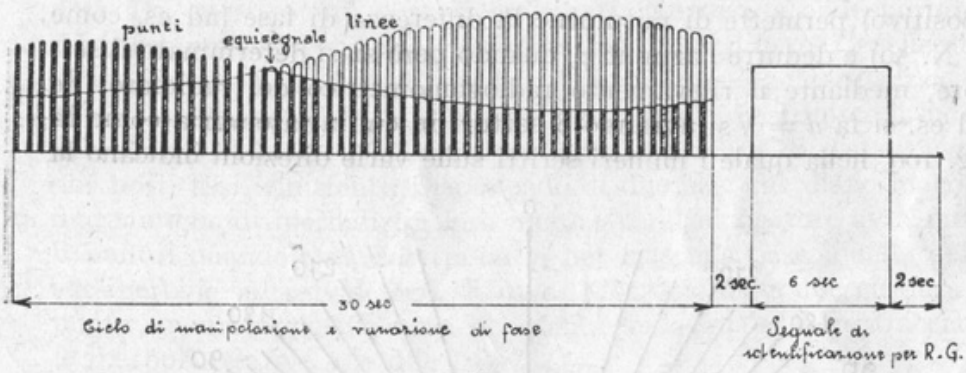


Fig. 99.

123. — *Sistema P.O.P.I.* (Post Office Position Indicator).

Comprende a terra un radiofaro ad onde medie con due antenne esterne ed una centrale: le esterne emettono alternativamente, per 1/5 di secondo ciascuna, una stessa frequenza di fase perfettamente stabile, mentre la centrale emette continuamente una frequenza che differisce dalla precedente di circa 50 ÷ 100 Hz. A bordo si ricevono le tre emissioni e dai battimenti della frequenza centrale con le esterne se ne ricava in uscita una B. F. a 50 ÷ 100 Hz che però presenta alternativamente, ad ogni 1''/5, una diversa fase, in dipendenza del ritardo dell'arrivo del segnale e quindi dell'azimut del posto ricevente (fig. 11). Le tre f.e.m. d'ingresso sono infatti rappresentabili con le notazioni

$$A \operatorname{sen}[(\omega + p)\, t + \theta)]; \; B \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{d}{c} \cos \varphi\right); \; C \operatorname{sen} \omega \left(t + \frac{d}{c} \cos \varphi\right)$$

Il battimento tra la 1ª e la 2ª darà quindi una fase

$$(pt + \theta + \frac{\omega d}{c} \cos \varphi)$$

mentre quello tra la 1ª e la 3ª darà

$$(pt + \theta - \frac{\omega d}{c} \cos \varphi).$$

Si hanno cioè, alla uscita, alternativamente due correnti di frequenza $\frac{p}{2\pi}$ (= 50 ÷ 100 Hz) e differenti di fase $\psi = \frac{2 \omega d}{c} \cos \varphi = \frac{4 \pi d}{\lambda} \cos \varphi$.

La separazione delle due correnti (di cui non è indicato il dispositivo) permette di misurarne la differenza di fase (ad es. come al N. 50) e dedurre l'azimut φ, quando però siasi determinato il settore, mediante il rilevamento radiogoniometrico del radiofaro. Se ad es. si fa $d = \lambda$ si avranno 8 settori in cui la fase varia come in fig. 100 nella quale i numeri scritti sulle varie direzioni indicano la

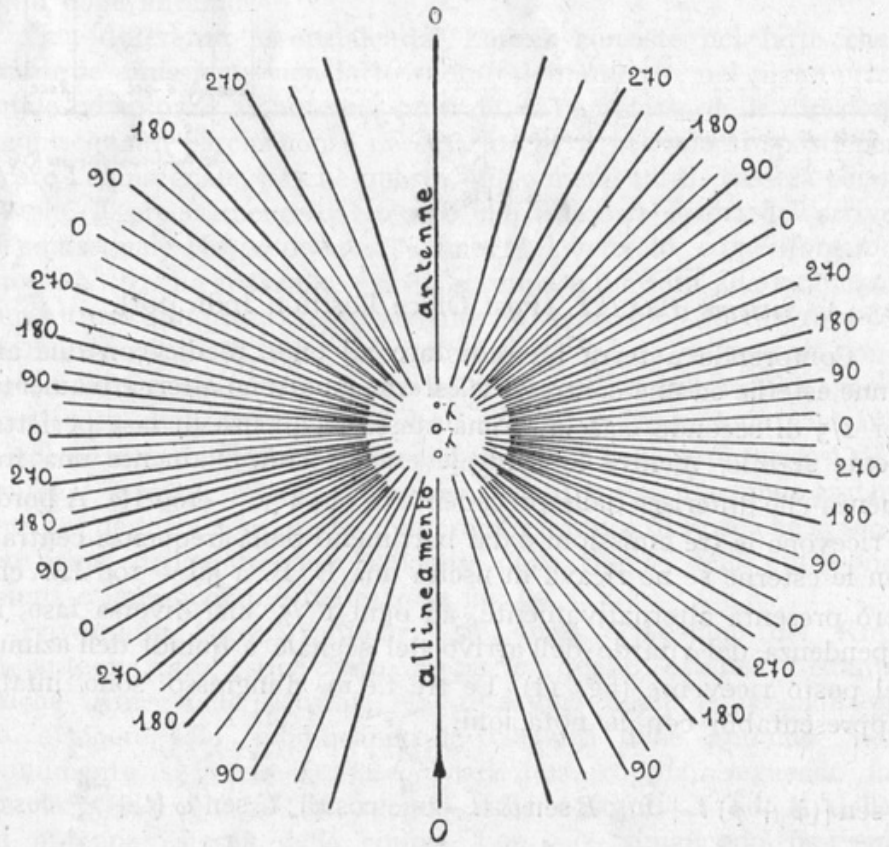


Fig. 100.

differenza di fase ψ corrispondente all'azimut φ individuato dalla rispettiva retta, secondo la relazione: $\psi = 4\pi \cos\varphi = 720^\circ \cos\varphi$. Ad es. a $\psi = 270^\circ$ corrisponde $\cos\varphi = (270^\circ + K.\ 360^\circ)/720^\circ$ che, per $K = 1, 0, -1, -2$, dà $\varphi = \pm 29^\circ;\ \pm 68^\circ;\ \pm 97^\circ 10';\ \pm 128^\circ 40'$ come in fig. 100.

124. — *Sistemi di radionavigazione iperbolica.*

Mentre i sistemi di radionavigazione fin qui esaminati si fondano su rilevamenti angolari e cioè su vere e proprie operazioni radiogoniometriche, un gruppo di nuovi sistemi si propone la ricerca del punto di navigazione basandosi sulla determinazione della differenza tra le distanze che il punto stesso ha da due punti fissi e noti. Da questi punti, o posti emittenti, partono le onde portanti dei segnali che servono alla determinazione della differenza delle due distanze; misurata tale differenza il navigatore ha la certezza di trovarsi sulla iperbole che, nel piano orizzontale, costituisce il luogo dei punti che hanno quella determinata differenza di distanza dai due posti fissi, emittenti. Disponendo di due basi che diano luogo a due famiglie di iperboli tra loro incrociate, il navigatore avrà fatto il punto quando avrà determinato, per ciascuna base, quella delle sue iperbole sulla quale egli si trova; l'incrocio delle due gli darà il punto su una apposita carta geografica sulla quale siano tracciate le iperboli relative alle due basi.

La differenza di distanza si può determinare per via radio utilizzando: *a*) la differenza dei tempi che i segnali radio impiegano a raggiungere il posto ricevente partendo sincronicamente dai due posti emittenti; *b*) la differenza di fase con cui due fenomeni armonici, che partono esattamente in fase dai posti emittenti, giungono al posto ricevente.

Il 1° modo utilizza la tecnica dei radiolocalizzatori e gli oscillografi catodici, ed ha dato luogo ai sistemi « *Gee* » e « *Loran* ». Il 2° modo utilizza il fasometro come strumento finale di rilevamento ed ha originato il sistema « *Decca* ».

È da notare che la differenza di fase, con cui giungono i segnali armonici emessi da due antenne, è alla base dei diagrammi di irradiazione studiati ai N. 17 ÷ 20; in questi però ci si limitava a considerare dei punti posti a distanze D, dalle antenne, molto maggiori della distanza d tra le antenne, il che rendeva lecito sostituire le iperboli con i loro assintoti, semplici rette partenti dal centro delle antenne e sulle quali la differenza di distanza (e quindi di fase) è una semplice funzione ($d \cos\varphi$, fig. 11) dell'angolo φ che esse fanno con l'allineamento delle antenne: se però la distanza d tra le an-

tenne cresce fino a raggiungere lo stesso ordine di quelle D dei punti considerati dal centro dell'allineamento, la sostituzione anzidetta non è più ammissibile e si debbono considerare le iperboli anzichè i loro assintoti.

125. — *Sistema « Decca »* (inglese).

Impiega onde lunghe (dell'ordine di 3000 metri) emesse da due posti distanti, per ora, un centinaio di Km. Una base comprende di massima tre o quattro posti emittenti, uno *padrone*, al centro, e due o tre *schiavi*, esterni, disposti in modo da dar luogo a due o tre famiglie di iperboli incrociantesi ad angolo conveniente nella regione di lavoro. Si emettono tre o quattro onde continue, non modulate, aventi lunghezze in semplici rapporti numerici; ad es. le schiave nei rapporti 4/3, 3/2, 5/4, di quella padrona (85 KHz; 113,3 KHz; 127,5 KHz, 106,25 KHz), ottenute, le schiave, con procedimenti di moltiplicazione e divisione di frequenza dell'onda padrona (85 KHz) che viene ricevuta per radio. Con ciò resta assicurata una perfetta sincronizzazione delle varie emissioni, ma una attrezzatura speciale assicura altresì che le emissioni schiave siano rigorosamente bloccate nella loro fase rispetto alla emissione padrona, in modo che si abbia periodicamente la coincidenza esatta delle due fasi.

Ad es. se le frequenze sono f e $4/3\ f$, ogni 4 periodi della 1ª e tre della 2ª le due fasi debbono coincidere perfettamente. Se ciò è ottenuto la moltiplicazione della 1ª frequenza per 4 e della 2ª per 3 darà luogo a due emissioni non solo della stessa frequenza $4\ f$, ma altresì perfettamente in fase tra loro. A bordo i navigatori dispongono di tre (o quattro) ricevitori, uno per ciascuna delle frequenze emesse. Le due frequenze di una base vengono moltiplicate in modo da ridurle uguali tra loro e quindi ne viene misurato lo sfasamento, con un fasometro a lettura diretta su un quadrante graduato.

Per quanto si è detto, se il navigatore trovasi ad uguale distanza dai posti emittenti esso rileverà uno sfasamento nullo, perchè dopo la moltiplicazione di frequenza le due emissioni risultano perfettamente in fase. Se noterà differenza di fase essa sarà quindi dovuta alla differenza delle sue distanze dai due posti.

Con il bloccaggio anzidetto delle fasi, le f.e.m. ricevute dal navigatore, distante D_1 e D_2 dai due posti emittenti di una base, saranno

$$A \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{D_1}{c} \right) \quad \text{e} \quad B \operatorname{sen} \frac{4}{3} \omega \left(t - \frac{D_2}{c} \right)$$

che, dopo moltiplicazione, saranno

$$A \operatorname{sen} 4\,\omega \left(t - \frac{D_1}{c} \right) \quad \text{e} \quad B \operatorname{sen} 4\,\omega \left(t - \frac{D_2}{c} \right);$$

la differenza delle loro fasi sarà quindi

$$\psi = 4\,\omega \left(\frac{D_1 - D_2}{c} \right) = 8\,\pi \left(\frac{D_1 - D_2}{\lambda} \right) = 4 \cdot \left(\frac{D_1 - D_2}{\lambda} \right) \cdot 360^{\circ}$$

Ora la minima differenza di distanza, = o, si ha sulla retta normale alla congiungente i due posti emittenti nel suo punto di mezzo, e la massima, $= D'$, si ha sull'alllineamento esterno dei due posti emittenti. Le differenza $D_1 - D_2$ può quindi variare tra O e D' = distanza tra le stazioni della base.

Se è $D' = n_1 \lambda$, in cui λ è l'onda del posto padrone, la differenza di fase varierà, nel nostro caso, tra zero, sulla bisettrice centrale, e $4 \cdot n_1 \cdot 360^{\circ}$ sull'allineamento dei posti emittenti. Nella 2ª base essendo f e $3/2\ f$ le due frequenze usate, la frequenza di comparazione delle fasi sarà $3\ f$ e se $D'' = n_2 \lambda$ è la lunghezza della 2ª base, la massima differenza di fase sarà $3 \cdot n_2 \cdot 360^{\circ}$.

Chiamando *viale* la zona compresa tra due iperboli differenti di 360°, si avranno, in una base, $8\ n_1$ viali ($4\ n_1$ da ciascuna parte della bisettrice) e nell'altra $6\ n_2$ viali, in ciascuno dei quali la fase varia da o a 360°. La misurazione della fase, ove si possa eseguire con pochi gradi d'incertezza, può quindi fornire una notevole precisione nella determinazione della iperbole percorsa. Adoperando i normali fasometri sembra infatti che gli errori si aggirino su $\frac{1}{10}$ di viale.

La identificazione del viale viene fatta automaticamente mediante contatori disposti sul quadrante del fasometro e che integrano il numero dei viali attraversati dal punto di partenza, indicando con un numero, emergente da una finestra, il viale percorso. Nel punto di partenza è perciò necessario la rimessa del contatore sul numero indicatore del viale su cui si trova detto punto.

Poichè l'arresto della ricezione implica l'arresto dei contatori, così si rende necessario che la ricezione non venga mai interrotta. E' però in prova un modo di identificazione del viale, anche durante il viaggio, mediante speciali segnali che verrebbero emessi saltuariamente dalle stazioni della base.

Con circa due kW. irradiati da ogni posto la portata raggiunge 800 Km. di giorno e 1600 di notte sul mare. Il grande pregio di que-

sto sistema sta nella determinazione automatica delle iperboli, su cui si naviga, mediante l'impiego di strumenti indicatori a portata del pilota ed a lettura diretta. Basta riportare le letture sulla carta per avere il punto (fig. 101). Col « Consol » il sistema « Decca » condivide i pregi ed i difetti delle onde lunghe.

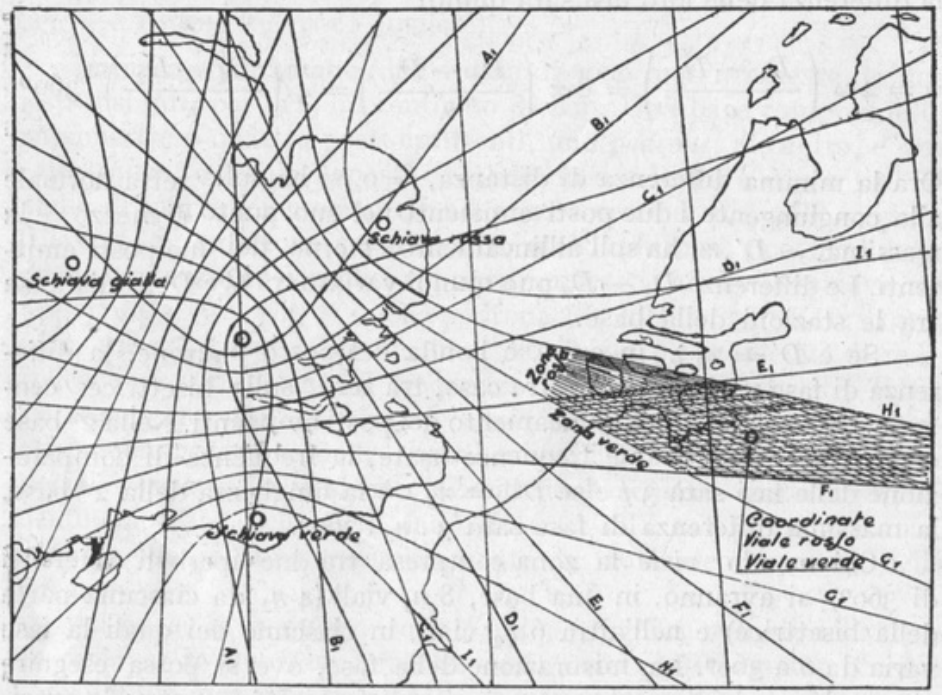


Fig. 101.

126. — *Sistemi Loran e Gee.*

Sono entrambi basati sulla determinazione della differenza di tempo impiegato dai segnali, partenti in sincronismo dai due posti emittenti della base, per giungere al posto ricevente. Questa differenza individua la corrispondente differenza di distanza e quindi la iperbole, luogo dei punti aventi quella stessa differenza. La misurazione della differenza di tempo si ottiene con l'emissione di treni d'onde (impulsi) perfettamente sincronizzati e brevissimi (dell'ordine del μ s.) come nei radiolocalizzatori (N. 72), da parte di una coppia di posti emittenti distanti un centinaio o più di Km. Gli impulsi sono ricevuti a bordo da un ricevitore munito, alla uscita, di un oscillografo catodico. Si sincronizza l'asse dei tempi con la frequenza di ricorrenza (cadenza) degli impulsi, in modo che detto asse sia tutto percorso, dalla macchia catodica, esattamente nel tempo che intercorre tra un impulso ed il successivo. Così i successivi treni

d'onda emessi da uno dei posti giungeranno al ricevitore di bordo sempre nell'istante in cui la sua macchia catodica trovasi nello stesso punto dell'asse dei tempi. Questi treni sono trasformati, dal ricevitore, in un impulso di tensione che, applicato alle placche deviatrici dell'oscillografo catodico, determina una breve deviazione, una piccola ansa, o guizzo, della macchia catodica, che, nelle successive sovrapposizioni, apparirà stabile sullo schermo. L'arrivo dei treni provenienti dall'altro posto emittente troverà analogamente la macchia catodica sempre in uno stesso punto della sua marcia lungo l'asse dei tempi (diverso dal precedente se la distanza del punto emittente è diversa). Il ricevitore determinerà un altro impulso di tensione ed il relativo guizzo nello schermo, cosicchè, in conclusione, l'emissione contemporanea dei brevi impulsi perfettamente intervallati e sincronizzati da parte dei posti emittenti, determinerà, a bordo, l'apparizione di due guizzi sullo schermo catodico, di cui l'intervallo sull'asse dei tempi è proporzionale alla differenza tra le distanze del posto ricevente dai posti emittenti. Quell'*intervallo* con opportuna taratura individua quindi l'iperbole in cui trova il posto ricevente.

Complessi dispositivi regolano la emissione dei treni da parte del posto padrone, che a sua volta provoca l'emissione del posto schiavo.

Il sistema Gee (inglese) utilizza onde ultracorte (tra 3,3 e 11 metri) mentre il Loran (americano — Long Range Navigation) utilizza onde medie (sui 150 metri).

a) *Loran.* Si hanno a terra due coppie di posti emittenti adiacenti. Entrambe le coppie emettono la stessa frequenza portante ma con diversi intervalli tra gli impulsi, cioè con diverse cadenze (25 Hz per una coppia, 25,0625 Hz per l'altra). Questa differenza di cadenza è sufficiente per permettere di selezionare a bordo i segnali delle due basi, che vengono riportati, successivamente, sullo stesso asse dei tempi. Gli intervalli tra i relativi guizzi individuano le due iperboli che col loro incrocio dànno il punto.

b) *Gee.* Si ha una sola cadenza (50 Hz), però le stazioni schiave, *B*, *C*, emettono impulsi solo alternativamente, dietro ricezione dell'impulso della stazione padrona *A*. Cioè: ad un impulso *A* segue un impulso *B*; al secondo *A* segue il *C*; al 3° *A* segue di nuovo *B*, ecc. Gli impulsi sono raccolti su due assi dei tempi adiacenti e paralleli ed i due impulsi *A* della padrona sono ricondotti all'inizio di ciascun asse dei tempi, utilizzando il fatto che uno di tali impulsi *A* è seguito da un impulso più debole (ombra), che non viene trasmesso dalla stazione schiava e permette così di riconoscere l'im-

pulso della padrona (fig. 102). Gli intervalli *A B* e *A C* individuano le due iperboli, come nel Loran, ma contemporaneamente, anzichè in tempi successivi.

Le durata degli impulsi è di pochi microsecondi per il Gee: di 50 circa per il Loran. La potenza di punta degli impulsi è di circa

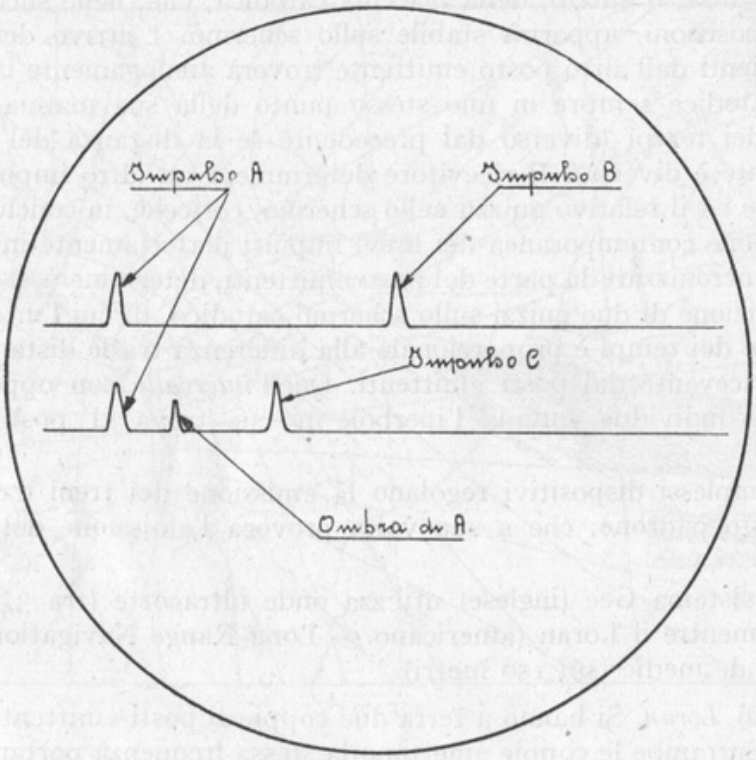


Fig. 102.

100 kW pel Loran (100 watt circa medii) e per il Gee (1000 watt medi circa).

Sul Gee è possibile un rilievo molto esatto della differenza di distanza col conteggio dell'intervallo di tempo in tre successive letture: numero intero, primo decimale e secondo decimale, il che avviene su guizzi e scale successivamente più ampie. La portata raggiunge quella di visibilità e dipende dalla quota: arriva a circa 600 Km. per aerei a quota 3000 m.; esattezza 1/2 % circa della distanza.

La portata del Loran è di circa 1000 Km. di giorno e 2000 di notte sul mare, utilizzando la riflessione ionosferica; un terzo o meno su terra. Una variante su onde molto più lunghe (circa 1600 m.) è stata recentemente esperimentata per raggiungere quasi 5000 Km. di portata notturna, impiegando notevoli potenze di emissione e impulsi piuttosto lunghi (300 μ s.).

127. — *Sistemi Radar ad onde ultracorte* (*V. H. F*) (Very High Frequency - inglese).

Lavorano su onde di circa 1,5 m. e comprendono a bordo un vero e proprio radiolocalizzatore, mentre a terra è impiantato un semplice *radiofaro a risposta*, omnidirezionale, che ritrasmette un impulso per ogni impulso ricevuto dall'apparato di bordo e quindi con la stessa cadenza degli impulsi di bordo.

Il R. L. di bordo rileva perciò il radiofaro come se si trattasse di un bersaglio a fortissimo eco e quindi con notevole facilità.

a) In un sistema denominato « *Rebecca* » a bordo sono installati, alle estremità alari, due sistemi direttivi di antenne che danno due diagrammi intersecantesi come in fig. 67. Si opera la commutazione dei due aerei sincronicamente alla commutazione del pennello elettronico (smistamento del fascio - N. 72), in modo che l'eco raccolta dall'aereo di destra viene portato a destra dell'asse dei tempi e quello dell'aereo di sinistra va a sinistra. Sullo schermo compaiono così due guizzi affiancati sui due lati dell'asse dei tempi (verticale). La loro posizione su detto asse misura la distanza del radiofaro, come nei comuni R. L., mentre la preponderanza del guizzo di destra, o di sinistra, indica la parte dalla quale trovasi il radiofaro rispetto alla direzione di marcia. Il pilota vede, così, la sua distanza dal radiofaro e lo scarto dalla rotta di avvicinamento.

Di solito sono disponibili due o più scale, successivamente più ampie a misura che, avvicinandosi al R. F., serve una maggiore precisione di rilevamento. La portata massima può sorpassare i 100 Km.

b) Un impianto *canadese* è basato sullo stesso principio ma con una sola antenna e senza lo smistamento del fascio. Esso fornisce una indicazione della *variazione* della distanza del radiofaro, sopra uno strumento a quadrante e lancetta: mantenendo la indicazione sul massimo di variazione di distanza, il pilota è certo di dirigersi sul radiofaro: anche la distanza è riportata su un misuratore a quadrante e lancetta e si eliminano così i tubi catodici.

c) In un tipo denominato *B.A.B.S.* (meam Approach Beacon System) il radiofaro a risposta, anzichè un Bipulso omnidirezionale emette alternativamente due impulsi direzionali come nel sistema Lorenz (N. 70-*c*) e di diversa durata. A bordo, ricevendo sullo schermo del R. L., i due guizzi appaiono perciò di diversa grossezza (per la loro diversa durata sull'asse dei tempi), mentre la lunghezza del guizzo dipenderà dalla maggiore o minore energia ricevuta, cioè dalla posizione del ricevitore rispetto alla linea di equisegnale: sarà cioè più lungo il guizzo prodotto dalla emissione che investe più

direttamente il ricevitore. Portandosi sull'allineamento di equisegnale il pilota vedrà uguagliarsi le lunghezze dei due guizzi: mentre la posizione dei due guizzi sull'asse dei tempi indica, anche qui, la distanza dal radiofaro.

128. — *Radiosentiero Gee* (inglese).

È un sistema comprendente a terra un impianto identico al Gee ma su una base molto più piccola (4 ÷ 5 Km.), cosicchè le iperboli si confondono con gli assintoti già a pochi Km. dal centro dell'impianto. A bordo si dispone di un ricevitore Gee che rileva la differenza di distanza dai due posti emittenti mediante l'intervallo tra i due guizzi sull'asse dei tempi. Ogni differenza ($2\,d\cos\varphi$, fig. 11) individua la iperbole, e l'azimut del relativo assintoto, sul quale si trova il navigatore. Le maggiore attendibilità si ha in un settore di 120° centrato sulla normale all'allineamento dei posti emittenti.

129. — *Indicatore di posizione dei velivoli – P. P. I.* (Plan Position Indicator – americano).

È un apparato che utilizza gli eco radioelettrici per presentare sullo schermo una visione panoramica degli aerei in volo sul cielo soprastante, nonchè delle principali accidentalità del terreno circostante. Usa onde centimetriche ed è munito di un sistema direttivo di antenna che emette un fascio molto stretto nel piano azimutale (3°) ma molto ampio nel senso zenitale (circa 60°) a partire dall'orizzonte.

Il fascio inoltre ruota, a 6 giri al minuto, intorno alla verticale, in modo da esplorare in 10'' tutto il cielo soprastante. Contemporaneamente, sullo schermo catodico del sistema ricevente l'asse dei tempi si sviluppa tra il centro dello schermo e la periferia e nel contempo ruota intorno al centro, in sincronismo col fascio esplorante. Ne segue che i guizzi prodotti dagli echi di aerei, o di accidentalità circostanti, si localizzano, sullo schermo, nella stessa direzione in cui si trovano sul terreno; e poichè lo strato fluorescente dello schermo mantiene la sua attività per un tempo maggiore di 10'', così i successivi guizzi persistono e anzi aumentano di splendore se l'ostacolo è fisso; ogni ostacolo appare così come un arco di cerchio più o meno ampio, secondo la dimensione dell'ostacolo stesso, e di cui il raggio (centro al centro dello schermo) è proporzionale alla distanza dell'ostacolo dal centro emittente (fig. 103).

Un apparato di questo genere, installato in un aerodromo, consente la visibilità contemporanea di tutti gli aerei in volo sul cielo dell'aerodromo, fornendo nel contempo una nozione approssimata della loro distanza, del loro azimut e della loro rotta.

Pel tempo di guerra era altresì previsto un apparato di riconoscimento, cioè di risposta, messo a bordo degli aeroplani amici e tale da dare, al guizzo che compare nello schermo dell'aerodromo, un ritmo variabile di splendore, che non appare sui guizzi degli aeroplani non muniti dell'apparato di risposta, quindi da ritenere nemici o sospetti.

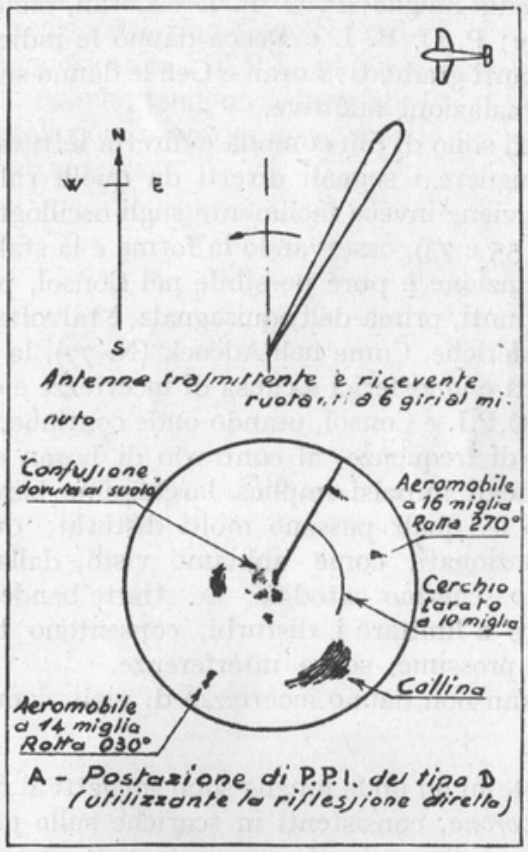


Fig. 103.

Un altro modo di identificazione consiste nel rilevare, con un R. G., la posizione del velivolo utilizzando la sua risposta alle questioni postegli da terra per radio e quindi nel seguire, sul P. P. I., l'aereo che ha lo stesso rilevamento e che resta così discriminato.

130. — *Sistema C. G. A.* (Ground Controlled Approach).

Utilizza a terra un R. I.. ed un P. P. I. mediante i quali il velivolo n arrivo è continuamente localizzato, in azimut, quota e distanza, dal- Ufficiale di controllo; a mezzo della radiofonia questi può quindi

fornire al pilota tutte le indicazioni occorrenti per il suo migliore atterraggio.

131. — *Pregi e difetti dei vari sistemi.*

a) Sistemi per grandi distanze. – Consol, Decca e Loran a B. F., usano onde medio-lunghe; P. O. P. I. e Loran, onde medie; il Gee onde ultracorte; P. O. P. I. e Decca dànno le indicazioni con lancette su quadranti graduati; Loran e Gee le dànno su tubi catodici e Consol dà segnalazioni auditive.

I quadranti sono di più comoda e diretta lettura, ma non dànno modo di distinguere i segnali diretti da quelli riflessi dalla ionosfera, il che avviene invece facilmente sugli oscillografi catodici (vedere anche N. 55 e 73), osservando la forma e la stabilità dei guizzi: una certa distinzione è pure possibile nel Consol, pel quale però il conteggio dei punti, prima dell'equisegnale, è talvolta ostacolato dalle scariche atmosferiche. Come nell'Adcock (N. 77), la sovrapposizione dei raggi diretti e ionosferici è causa di incertezze e di errori.

Decca, P.O.P.I. e Consol, usando onde continue, occupano strettissime bande di frequenze, al contrario di Loran e Gee, nei quali la emissione degli impulsi implica larghissime bande di frequenza laterali, entro le quali passano molti disturbi; questi sono però facilmente selezionati, come abbiamo visto, dalla loro forma ed instabilità sullo schermo catodico. Le strette bande delle emissioni continue, oltre a limitare i disturbi, consentono l'uso simultaneo di molte onde prossime, senza interferenze.

Gee e Loran non dànno incertezze di viali, come Decca, Consol e P.O.P.I.

Tutti i sistemi ad onde lunghe sono soggetti ai disturbi atmosferici del tipo *corona*, consistenti in scariche sulle parti del velivolo quando questo è investito da precipitazioni atmosferiche. Il Gee ha una limitazione di portata (entro la visibilità ottica), che varia con la quota e per la presenza di rilievi montani, ma è esente dai disturbi e dalla interferenze che danneggiano i sistemi ad onde lunghe che, per contro, poco risentono del terreno e della quota.

Per le grandi distanze sono tuttora raccomandati i R. G. ad onde corte, sia del tipo a telaio che Adcock.

b) Sistemi di avvicinamento. — Radiofari e radiosentieri a media frequenza vengono ora sostituiti da quelli ad onde ultracorte (n. 120) salvo in località molto accidentate, nelle quali le o. u. c. possono soffrire di dannose reirradiazioni. Le radio-bussole di terra a freccia catodica (N. 51) sono utili in tale caso.

I sistemi Radar (Rebecca – B.A.B.S. – N. 127), che forniscono

indicazioni immediate e continue di distanza e direzione, sono molto convenienti, pur richiedendo istallazioni di bordo alquanto complesse.

c) Sistemi di atterraggio. Sono ormai tutti ad onde ultracorte, sia quelli più anziani (N. 70) sia i nuovi radio-sentieri omnidirezionali (N. 120), o ad equisegnali (N. 121), o del tipo a risposta Radar (V. H. F. – N. 127) o del tipo Gee (N. 128).

Molto vantaggiosi sono i P.P.I. ad onde deci e centimetriche ed il sistema G.C.A., che tendono a semplificare al massimo gli apparati e le manipolazioni a bordo, complicando per quanto è necessario gli impianti a terra.

BIBLIOGRAFIA

1. – R. MESNY, *Usages des cadres et radiogoniométrie*. Paris, 1925, E. Chiron.
2. – F. A. FISCHER und Obering A. LEIB, *Die Ursache und Beseitigung der Funkfehlweisung; die vom Schiff und seiner Takelung hervorgerufen wird*. Telefunken Zeitung, gennaio 1926, pag. 76.
3. – LEIB-NITZSCHE, *Funkpeilungen*, 1926, Berlin, Mittler e Sohn.
4. – R. FOSTER, *Directive diagrams of antenna arrays*. Bell System Tecnical Journal, aprile 1926.
5. – F. MICHELSSEN, *Kompensierung des antenneffekts*. Telefunken Zeitung dicembre 1926, pag. 71.
   — *Uber Rahmenpeilen mit kurzen Wellen*. Telefunken Zeitung, dicembre 1926, pag. 66.
6. – R. L. SMITH-ROSE and R. H. BARFIELD, *The cause and elimination of night errors in radio direction finding*. Journal I.E.E., 1926, pag. 831.
7. – R. KEEN, *Wireless direction finding*. Iliffe and Son, London 1927.
8. – F. MICHELSSEN, *Uber die Peilbarkeit Kurzer Wellen auf See bei Tag und Nacht* (*Rahmenpeilen*). Telefunken Zeitung, aprile-luglio 1927, pag. 90.
9. – *Radiophare de brume*. Bulletin de la Société Française. Radio Electrique, febbraio 1928, pag. 3.
10. – H. PRATT, *Apparent night variations with crossed coil radio beacon*. Proceedings of Institute of Radio Engineers, 1928, pag. 652.
11. – D. GILIBERTI, *La Radiogoniometria*. Bollettino R. T. del R. E., 1929, n. 2
12. – P. P. ECKERSLEY, *The service area of broadcasting station The British broadcasting corporation*, London, 1929, pag. 4.
13. – R. H. BARFIELD, *Recent developments in direction finding apparatus* Journal I. E. E., 1930, pag. 1062.
14. – *Bulletin de la Société Français Radio Electrique*. Radiophare d'aérodrome. dicembre 1930, pag. 181.
15. – *Bulletin de la Société Français Radio Electrique*. Radiogoniométres pour la Marine, giugno 1931, pag. 74.
16. – MARCONI-ADCOCK, *Wireless direction finding*. The Marconi Review, luglio-agosto 1931, pag. 21.
17. – P. BESSON, *Utilisation des ondes électriques pour les ségnalations marittimes*. Annales des Postes, Télegraphes et Téléphones, dicembre 1931. Recensito sulla Rassegna P.T.T. del febbraio 1932.
18. – J. F. COALES, *A note on the theory of night errors in Adcock Direction finding system*. Journal I. E. E., 1932, pag. 497.
19. – MARCONI, *Review*. Direction finders types D. F. G. 9. A. e D.F.G. 9. B. marzo-aprile 1932, pag. 22.

20. – A. Alessio, *Studio di una serie di osservazioni radiogoniometriche.* Rassegna PP. TT. luglio agosto 1932.

21. – F. Vicedomini, *Le deviazioni radiogoniometriche a bordo.* R. Accademia Navale Livorno, 1932.

22. – Howard Allan Chinn, *A radio range beacon free from night effect.* Proceedings I. R. E., giugno 1933, pag. 802.

23. – H. Diamond, *On the solution of the problem of night effects with the radio range beacon system.* Proceedings I.R.E., giugno 1933, pag. 808.

24. – C. E. Horton e C. Crampton, *A radio compass developed in H. M. Signal School.* Journal of I. E. E., settembre 1933, pag. 284.

25. – Cap. Mioche. *Les radiophares à l'usage de la navigation aérienne.* Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones, ottobre 1933.

26. – L. Sacco, *Radiogoniometria militare.* Bollettino R. T. del R. E., 1933, n. 5-6.

27. – G. Shearing, *Chairman's Addres - Direction Finding - Requirements and factors producing errors.* Journal I. E. E., gennaio 1934, pag. 19.

28. – F. W. Dunmore, *A method of providing course and quadrant identification with the radio range beacon system.* Bureau of Standards Journal of Research, settembre 1933.

29. – W. S. Hinman Jr., *A radio direction finder for use on aircraft.* Bureau of Standards Journal of Research. dicembre 1933.

30. – O. Nairz, *Das Telefunken Zielfluggerat.* Telefunken Zeitung, aprile 1935, pag. 43.

31. – Werner W. Diefenbach, *Esattezza del rilevamento r. g. col sistema ad impulsi.* Funk. Tel. Monath, gennaio 1937.

32. – Rudolf Hell, *Direktzeigendes funkentelegraphischen Peilverfahren.* Jahrbuch der Drahtlosen Tel., aprile 1929, pag. 138-145.

33. – Shogo Namba, E. - Iso e S. Ueno, *Polarizzazione delle onde corte e loro rilevamento.* P.I.R.E., nov. 1931.

34. – Rènè Hardy, *Radiobussole stroboscopiche.* Révue Générale de l'Electricité, gennaio 1933, pag. 85.

35. – T. L. Eckersley, *Scattering, polarisation errors etc.* The Marconi Review, marzo-aprile 1935, pag. 1.

— id. id., luglio-agosto 1935, pag. 20.

— id. *Directional error from local transmitters,* id. maggio-giugno, 1936, pag. 21.

36. – S. B. Smith-J. F. Hatch, *Recent developments in Marconi Adcock direction finding.* The Marconi Review, gennaio-febbraio 1936, pag. 1.

37. – E. Fromy, *Déviations r. g. à bord d'avion.* Onde Electrique, febbr 1936.

38. – Busignies, *The automatic Radiocompass and its applications to aerial navigation.* Electr. Communication, ottobre 1936.

39. – R. Bureau, *Les Foyers d'atmosphériques.* 1936, Mémorial N. 25 de l'Office National de Météorologie, Paris.

40. – H. B. Martin, *Small Vessel direction finders.* R.C.A. Review, luglio 1937 pag. 69.

41. – S. B. Smith, *The extended feeder Marconi-Adcock direction finder.* The Marconi Review, maggio-agosto 1937, pag. 23.

42. – W. S. Duttera, *Some factors in the design of directive broadcast antenna system.* R.C.A. Review, luglio 1937, pag. 81.

43. – Marconi Aerodrome Approach Beacon, tipo WBD4, The Marconi, Review, maggio-agosto 1937, pag. 15.

44. – L. M. Clement F. X., Rettenmeyer, *Design trends in mobile receives in America.* R.C.A. Review, aprile 1938, pag. 475.

45. – R. KEEN, *Wireless Direction Finding*. Iliffe and Son, London, 1938, nuova edizione di pag. 803.

46. – J. M. FURNIVAL, *Marconi track aircraft radio beacon system*. The Marconi Review, aprile-giugno 1939, pag. 1.

47. – AUGUST LEIB, *Die Funk navigation der luftfahrt*, Telefunken Hausmitteilungen, dicembre 1939, pag.9.

48. – M. WACHTLER-A. GOTHE, *Polarisationrestfehler von Adcock - Peilungen fuer lange Wellen*. Telefunken Hausmitteilungen, dicembre 1939, pag. 69.

49. – L. SACCO, *Una carta r. g. di Roma*. Bollettino R. T. del R. E., nov. 1922, pag. 30.

50. – BELLINI-TOSI, *Sistemi di telegrafia senza fili dirigibili*. Atti della A.E.I., 1909.

51. – I. RANZI, *Radiogoniometro registratore per atmosferici*. Ricerca Scientifica, 1939, N. 7 e 8, pag. 664.

52. – P. ZIJLSTRA, *Some theoretical consideration on Philips ultra short wave radio Beacon*. Philips trasmitting News, dicembre 1939.

53. – id. id., Philips Sendernachrichten, giugno 1940, pag. 18.

54. – W. E. JACKSON, *The impetus wich aviation etc.* P.I.R.E., febbraio 1940, pag. 49.

55. – L. SACCO, *Capacità distribuita e proprietà radiative delle bobine*. Alta Frequenza, 1940, N. 6-7, pag. 339 e 406.

56. – H. W. BREUNINGER, *Un rivelatore con tre alberi Adcock*. Hochfrequenz Technik und Electroacustik, febbraio 1941, pag. 54.

57. – E. ROSENKRANZ, *Studio comparativo di radioindicatori di rotta*. Hochfrequenz Technik und Elect Ak., febbraio 1941, pag. 47.

58. – E. GUYENOT, *Influenza del terreno sul rilevamento r. g. delle onde metriche*. Hochfrequenz Technik und Electroacustik, giugno 1942, p. 162.

59. – YONEZAWA e HIRAOKA, *Report of Radio Research in Japan*, ottobre 1938. pag. 61.

60. – B. PERONI, *Radiogoniometria aeronautica*, Roma, 1944, vol. di 142 pag.

APPENDICE N. 1

IV RIUNIONE DEL COMITATO CONSULTIVO INTERNAZIONALE RADIOELETTRICO (CCIR)

Bucarest, 1937

A) – *Riassunto del Rapporto dell'Amministrazione centralizzatrice (G. Bretagna) sulla questione* 8: « *Caratteristiche delle onde per quanto riguarda la Radiogoniometria* » (1).

1. – *Generalità.*

Il funzionamento della radiogoniometria è naturalmente perturbato dalle irregolarità sia del suolo che della ionosfera. Se tutto è regolare l'errore dipende solo dalla precisione dell'apparato.

Tre cause possono perturbare il regolare funzionamento dei R. G.: cause dovute all'*emettitore*; cause dovute all'*installazione* del R. G.; cause dovute al *percorso*, in dipendenza rispettivamente di irregolarità nelle vicinanze del trasmettitore. del ricevitore, del mezzo interposto.

2. – *Errori provenienti dal trasmettitore.*

Comprendono tutti quelli dovuti ad antenne, ostacoli, edifici, ecc., nelle immediate vicinanze del trasmettitore, nonchè alla eventuale anormale distribuzione delle correnti nell'aereo trasmittente od alla distorsione delle onde. Può infatti avvenire che emissioni secondarie, dovute a conduttori vicini, perturbino sensibilmente il campo; questo errore diminuisce col crescere della distanza del trasmettitore ed è sensibile solo nelle sue vicinanze. Può causare inconvenienti nelle tarature dei R. G. fatte con ricezione da stazioni trasmittenti distanti pochi chilometri soltanto, specie se tali stazioni hanno un diagramma non circolare di emissione. Si sono riscontrati errori di 20° su onde di 26 m. dovuti ad una dissimmetria dell'antenna emittente, che era a soli 3 km. circa di distanza.

3° – *Errori dovuti al terreno interposto.*

Le montagne, le valli, i fiumi, le foreste, le spiaggie producono sempre una deviazione dell'onda dal cerchio massimo terrestre che unisce trasmettitore e R. G. La spiaggia può determinare errori fino a 5° anche su onde di 1000 a 3000 m.

L'errore causato dalle montagne dipende dalla mole di queste. Vicino a Basilea si sono avuti errori fino a 25° sia col telaio che con l'Adcock.

---

(1) Pag. 560 dei: « *Documents du C.C.I.R.* – IV Reunion ». Berne, Bureau de l'U.I.T., 1937.

Le spiaggie producono errori più grandi nelle direzioni più vicine alla propria e minori nelle direzioni normali alla propria.

L'effetto degli oggetti perturbatori cresce con la vicinanza e con l'aumentare della frequenza. Con onde lunghe si hanno perturbazioni anche da oggetti lontani; sulle onde corte influiscono solo gli oggetti più vicini.

4° – *Errori dovuti alla propagazione.*

a) *Radiogoniometria sul raggio diretto.* — La presenza del raggio indiretto può procurare errori anche di 5° quando la sua intensità supera 1/20 di quella del raggio diretto. Quando il raggio indiretto non sia trascurabile devesi ricorrere ai R. G. ad impulsi.

La questione del disturbo proveniente dal raggio indiretto, impostata in generale, per tutte le onde, le ore, le stagioni, le latitudini, non è attualmente risolta. Sono pochissime le misurazioni fatte del rapporto tra raggio diretto ed indiretto. Le sole indagini teoriche non sono evidentemente sufficienti. Queste indagini sul rapporto tra raggio diretto ed indiretto sono possibili se sono noti:

1) il diagramma polare verticale del trasmettitore;
2) l'attenuazione del raggio diretto;
3) il coefficiente di riflessoine della ionosfera.

Nella ipotesi che il diagramma verticale sia un cerchio. si sono calcolate le distanze alle quali (tenuto conto di un coefficiente probabile di riflessione nella ionosfera) il raggio diretto supera il 95 % del totale. Esse sono, in km.:

Onda in metri	Su terra		Su mare	
	di giorno	di notte	di giorno	di notte
50	5	10	20	30
100	15	10	50	30
200	50	20	200	40
300	> 50	40	> 200	50
500	> 50	40	> 200	50
1000	> 50	40	> 200	50

Sono cifre approssimate che indicano anche l'ordine di grandezza delle distanze alle quali è ancora attendibile la radiogoniometria sul raggio diretto anche col telaio.

Nelle fig. 23-*a* e 23-*b*, pag. 52 (non incluse nel rapporto britannico) sono tracciate approssimativamente i limiti qui citati.

Il coefficiente di riflessione della ionosfera è piccolo di giorno specialmente per le onde di 300 a 600. Di notte tale coefficiente è sempre forte. Perciò la maggior differenza tra giorno e notte si trova per le onde di 600 m. circa. Per le onde > 200 m. l'effetto di polarizzazione è sensibile quasi soltanto di notte.

Per le onde lunghe vi è poca differenza tra mare e terra mentre che per le più corte (sotto 200 m.) l'attenuazione sul mare è molto minore che sulla terra; la radiogoniometria su queste onde ne risulta quindi favorita sul mare.

b) *Radiogoniometria sul raggio indiretto.* — Vi sono due modi per evitare le perturbazioni che giungono al R. G. per effetto specialmente della componente orizzontale del campo elettrico perpendicolare al piano di propagazione. I relativi apparati sono, per le onde medie e per le corte.

le antenne spaziate (Adcock);
i telai spaziati (Eckersley).

Sulle onde lunghe non si è sperimentato, ma si ritiene che gli errori siano più piccoli.

Per qualsiasi lunghezza d'onda l'errore di polarizzazione diminuisce col

crescere dell'angolo di incidenza e può quindi essere molto piccolo per le grandi portate, per le quali l'angolo di incidenza (e di riflessione) è molto grande. Per le grandi portate l'errore di polarizzazione può infatti ridursi a 2° anche con R. G. a *telaio* od a *bobina lunga*.

Qualche grosso errore con l'Adcock si può attribuire all'annullamento della componente verticale del campo diretto per opposizione con la corrispondente componente verticale dovuta al campo indiretto, cosicchè in tal caso sul R. G. agisce solo la componente orizzontale.

[Dalla fig. 20, pag. 49, risulta infatti che la componente orizzontale della f.e. indiretta E' è $F' \cos \nu = F'$ (sen α sen φ— cos α cos φ cos Θ) che si annulla solo per tg φ = cot α cos Θ. L'annullamento delle componenti verticali avviene quando sia esattamente $F = F' \cos \beta = - F' \cos \alpha$ sen Θ nel quale caso scompare il campo utile agente sulle antenne e rimane solo l'effetto del campo orizzontale, specialmente nocivo se non completamente schermato o neutralizzato.]

Per le onde corte si deve distinguere tra la ricezione fuori e dentro le zone di silenzio. Per le portate oltre la zona di silenzio e fino a 10.000 km. gli errori tendono a diminuire. Gli zeri sono però meno costanti e netti che per le onde medie e lunghe; restano raramente costanti entro 3°.

Si sono organizzate misure dell'angolo di dispersione, cioè del cono entro il quale i raggi riflessi giungono al R. G., e si è trovato da 1° a 3°; ma probabilmente essi sono in realtà meno grandi. Mancano però dati sicuri.

c) *Raggi dispersi* (sparpagliati). — Teoricamente nessun segnale dovrebbe udirsi nella zona di silenzio, ma in realtà i trasmettitori potenti si sentono. Molta parte di ciò spetta alle caratteristiche direttive del trasmettitore e precisamente: se il posto emittente non è direttivo si hanno riflessi da tutte le direzioni e quindi nessuna possibilità di radiogoniometrare; se il posto è direttivo si hanno riflessi dalla direzione battuta del fascio, ma essi dànno indicazioni vaghe ed errate in generale (n. 25, pag. 46). Nessuna miglioria si vede possibile in tale campo mediante perfezionamenti negli apparati.

Esistono variazioni stagionali nell'intensità delle onde sparpagliate; queste sono però sempre meno intense di quelle che giungono oltre la zona di silenzio.

Per evitare di lavorare con onde sparpagliate è necessario scegliere opportunamente le onde secondo la stagione, la distanza è l'ora (1). Per scopi aeronautici si deve tener conto che il raggio diretto cresce d'intensità al crescere dell'altezza sul suolo. Ad es. si è constatato che passando da 50 a 2000 m. sul suolo il raggio diretto era cresciuto di 17 db. Ciò non è naturalmente sfruttabile per la navigazione marittima.

d) *Risultati recenti*. — Si è riconosciuto che l'Adcock dà risultati migliori del telaio sempre quando le onde da rilevare sono suscettibili di riflessione nella ionosfera. Tuttavia nelle onde medie esistono ancora possibilità di migliorare il funzionamento dei R. G. Adcock. La loro sensibilità è scarsa e per riportarla a quella del telaio si debbono impiegare antenne molto alte (vedere n. 82 pag. 182). Il vantaggio essenziale dell'Adcock sta nel molto minore errore dovuto alla polarizzazione anomala.

Con una costruzione accurata, secondo R. H. Barfield e R. A. Watson Watt, si possono ottenere R. G. Adcock quasi privi di errore di polarizzazione (n. 24, pag. 48) salvo però per le onde < 100 m. circa e per distanze inferiori a 300 km.

Paragonando i R. G. Adcock funzionanti su onde medie con quelli su onde corte si conferma che i secondi sono più soggetti a raggi riflessi giungenti sotto elevazioni notevoli e quindi più affetti da errori di polarizzazione. Tuttavia nelle onde corte gli effetti perturbatori sono spesso di breve durata e abili operatori riescono ad ottenere buoni risultati scegliendo il momento adatto al rilevamento. Ciò è specialmente vero coi rivelatori ad oscillografi catodici, nei quali si vede quando l'effetto del raggio riflesso è più intenso. Tale possibilità esiste

(1) Dati sulle condizioni della ionosfera che permettono di prevedere le zone di silenzio sono pubblicati ad es. sul « P.I.R.E. » a cura del « Bureau of Standards » degli S.U.A.

però solo negli impianti terrestri ben situati, mentre è difficile da realizzare su navi od aerei.

Le ventature, e le parti metalliche delle navi e degli aerei sono, infatti, generalmente influenzate dalle f.e.m. orizzontali tanto nocive al funzionamento del R. G. Adcock e producono campi perturbatori difficili da eliminare o da neutralizzare. In realtà non risulta che vi siano impianti Adcock, su navi od aerei, che funzionino soddisfacentemente. Il sistema degli impulsi può essere utile ma deve limitarsi alle onde medie perchè considerazioni di selettività si oppongono alla utilizzazione di impulsi su onde < 300 m.

E' in corso di sviluppo (1936-37) il sistema dei telai spaziati (pag. 193, n. 83) ma per ora esso serve solo per onde corte. Attualmente (1937) non vi sono installazioni utilizzabili di tale tipo. (1).

5° - *Errori dovuti all'installazione del R. G.*

Si hanno molti esempi di perturbazioni dovute ad ostacoli vicini al R. G. Su onde da 1000 a 4000 metri, un fascio di fili telefonici distante 12 metri dal R. G. a telaio produceva errori fino a 6 gradi. Un'antenna accordata distante 100 metri produceva errori di 4° a 5°; una piastra metallica di m. 30×2 interrata fino a 3 metri sotto terra produceva un errore quadrantale di ben 15°. Anche gli alberi, distanti meno di 20 metri possono dare errori importanti. Un grande hangar a 700 metri da un R. G. Adcock dava errori di 5° ed un altro più piccolo a 300 metri da un R. G. a grandi antenne Bellini-Tosi dava fino a 6° di errori. D'altra parte esperimentando su un Adcock ad onde corte, con antenne alte 12 metri e distanti 15 metri, si verificava che un cavo di alimentazione semplicemente posto sul suolo e lungo fino a 250 metri dava errori certamente non superiori ad un grado e ciò sia per onde dirette che per onde giungenti sotto 45° dall'alto (Θ) e con polarizzazione a 45° (α) dal piano verticale. Le ventature metalliche immediatamente vicine alle antenne Adcock possono invece dare errori di qualche grado, i quali possono però ridursi spezzando le ventature in pezzi isolati molto più corti di 1/2 lunghezza d'onda.

Si è notato che un recinto di filo di ferro isolato, alto un metro, intorno all'antenna Adcock, dava luogo ad errori sensibili quando la lunghezza del filo favoriva, sul filo, oscillazioni in risonanza con l'onda impiegata. Messo a terra tale filo, gli errori sparirono.

E' stato inoltre studiato l'effetto delle parti metalliche delle navi sui R. G. e si è constatato che l'errore introdotto dipende molto dalla posizione e dall'altezza del centro effettivo dell'antenna R. G. sulle parti stesse: un piccolo telaio vicino alla nave è più influenzato di un grande sistema Bellini-Tosi di cui il centro sia molto in alto.

6° - *Riassunto delle caratteristiche delle onde nelle varie gamme.*

a) *Onde lunghe* (2000 *a* 20.000 *metri*). — Vi si nota grande precisione dei rilevamenti; scarsi gli effetti delle irregolarità circostanti. L'errore di polarizzazione per distanze tra 1000 e 6000 Km. è piccolo in generale: grande portata del raggio diretto e piccola o nulla deviazione dal cerchio massimo. In generale gli errori non superano due gradi. Inconvenienti sono: campo debole con piccole stazioni a gradi distanze — necessità di emissioni molto potenti — aerei riceventi molto ingombranti, non consigliabili per posti mobili.

b) *Onde medio lunghe* (*da* 500 *a* 2000 *metri*). — La portata sul raggio diretto, senza sensibili effetti di riflessione oscilla tra 100 e 500 km. Le antenne Adcock riducono molto l'errore di polarizzazione (effetto di notte). Gli errori dovuti ai trasmettitori sono in genere trascurabili. Per contro sugli aeroplani la potenza irradiata è piccola ed i disturbi atmosferici sono sensibili, il che riduce la portata dei ricevitori.

c) *Onde medio corte* (da 100 a 500 metri). — L'intensità del raggio ri-

(1) Nessuna variazione importante risulta attualmente (1945) su questa situazione.

flesso nelle ore notturne è dello stesso ordine di grandezza di quella del raggio diretto. Anche a piccole distanze sono notevoli gli errori di polarizzazione, eliminabili solo con accurate installazioni ad antenne spaziate bene disimpegnate. La gamma tra 100 e 200 metri è specialmente adatta per servizi a piccole distanze (qualche diecina di chilometri).

d) *Onde corte* (*da* 50 *a* 100 *metri*) *e cortissime* (*da* 10 *a* 50 *metri*). — L'influenza della ionosfera è sempre più notevole e cresce al diminuire dell'onda.

Il raggio diretto si attenua rapidamente ed è sopraffatto dal raggio indiretto anche a distanze che, nelle onde cortissime, possono ridursi ad appena qualche chilometro.

Gli impianti Adcock sulle onde corte acquistano precisione per portate superiori ai 300 km. raggiungendo quella ottenibile con eguali impianti sulle onde medie.

Queste onde sono specialmente adatte per le comunicazioni aeronautiche di grande portata (voli transatlantici).

e) *Onde ultracorte* (< 10 m.). — Non risulta che la radiogoniometria su tali onde sia stata studiata a fondo (1). La riflessione ionosferica è, per questa gamma, eccezionale, salvo sulla parte più lunga; quindi l'errore di polarizzazione devesi normalmente scartare pur senza escluderne tassativamente la presenza. La portata terrestre di tali onde può ritenersi di qualche diecina di km. (2) ma può raggiungere centinaia di chilometri con aeroplani a notevole altezza.

7° - *Conclusione.*

E' sicuro che le o. e. m. sono esposte a deviazioni laterali e ad effetti di dispersione o sparpagliamento tali da rendere impossibile garantire, su tutte le onde, errori di rilevamento, minori di ± 2 gradi. A piccole distanze, sul mare, se l'errore dovuto al trasmettitore è trascurabile, si possono raggiungere precisioni di ± 1° circa.

Mancano relazioni sicure sulle onde più adatte per le varie distanze: il progresso della radiogoniometria è legato alle nostre conoscenze sui fenomeni di propagazione. La tecnica è ora molto sviluppata e sono possibili notevoli perfezionamenti degli apparati, specialmente negli impianti R. G. terrestri; minori possibilità si hanno per gli apparati mobili, sia terrestri, che aerei e marittimi.

B) *Rapporto degli Stati Uniti d'America* (*maggio* 1936).

Condizioni del rilevamento esatto sono:

1°) le onde devono giungere nella direzione geografica esatta;

2°) esse debbono essere polarizzate verticalmente e se esistono componenti orizzontali esse debbono restare nel piano di propagazione. Le vicinanze immediate del posto R. G. hanno in genere influenza notevole nella precisione del rilevamento per gli effetti di rifrazione, riflessione, attenuazione e di reirradiazione degli oggetti circostanti, compreso il terreno.

In impianti terrestri è di solito possibile scegliere opportunamente la località più adatta; sulle navi e sugli aerei ciò è impossibile e si hanno perturbazioni che aumentano con la frequenza usata. Si può rimediare con tarature che si mantengono esatte finchè nulla cambia nella installazione.

Onde lunghe, non vengono usate per scopi r. g. Su tali onde vi sono poche stazioni e mal situate in genere per scopi r. g.

Onde medie, sono quelle quasi esclusivamente usate per scopi r. g.

---

(1) Attualmente i ricevitori del tipo supereterodina con piccoli telai accuratamente equilibrati possono funzionare discretamente come R. G. nel raggio diretto, anche per onde fino a 3 m. (vedi « Boll. Tecnico I.S.M.T. », n. 3-4, 1941, pag. 91).

(2) Recentemente si è dimostrata la possibilità di collegamenti anche oltre 100 km. con onde decimetriche sulla terra ferma.

1°) Da 500 e 2000 m. sono molto usate e adatte, specie al centro della gamma.

2°) Da 200 a 500 m. in genere risultano poco adatte per scopi R. G. specialmente le più corte, perchè:

a) è più difficile realizzare le condizioni ideali per una buona installazione;

b) il raggio riflesso si trova, di notte ed al crepuscolo, a distanze relativamente piccole e introduce forti variazioni nella polarizzazione delle onde e conseguenti errori, riducibili solo con gli impianti Adcock che però sono utilizzabili solo a terra;

c) l'attenuazione del raggio terrestre è già notevole il che esige aumento di potenza per collegamenti relativamente vicini, anche dagli aeroplani; per contro le antenne per tali onde sono meno ingombranti e più efficienti di quelle più lunghe.

Onde corte ed ultracorte. — A misura che aumenta la frequenza l'attenuazione dei raggio terrestre aumenta, cosicchè la radiogoniometria su tale raggio diventa possibile solo a brevissima distanza. Le onde riflesse essendo normalmente polarizzate non verticalmente e con polarizzazione variante continuamente, ciò rende inutilizzabile l'uso del telaio girevole. Qualche esperienza indica la possibilità di utilizzare la sola componente verticale anche sn aeroplani. Talvolta riesce possibile ottenere dei minimi di ricezione soddisfacenti; tal'altra, provando varie frequenze, si riesce a trovare minimi poco netti ma che si confermano reciprocamente. Altre volte nessun minimo si ottiene. Nelle condizioni migliori si ottengono errori di $\pm 3^{0}$ a distanze di 1600 km. circa e di $\pm 1/2^{0}$ a 160 km. circa.

In complesso tali onde non sono consigliabili per scopi r. g.

C) *Rapporto della delegazione francese.*

Il servizio aeronautico ha installato dopo il 1934 un Adcock su 900 m. Rilevamenti si sono fatti solo di notte. Su 1120 rilevamenti non si è constatata nessuna anomalia del genere di quelle dei R. G. a telaio; errore massimo $\pm 4^{0}$, L'80 % dei rilevamenti sono stati affetti da errori entro $\pm 1^{0}/2$.

I rilevamenti si sono eseguiti entro distanze massime di 400 km.; in media di circa 200 km.

D) *Rapporto della delegazione giapponese.*

Gli scarti nel rilevamento radiogoniometrico sono attribuiti in generale a tre cause distinte.

a) l'apparecchio stesso R. G.;

b) la situazione geografica e le condizioni di installazione;

c) le caratteristiche della propagazione.

Comportamento delle varie onde:

I. – *Onde lunghe e medie.*

Le cause *a*) e *b*) sono in pratica di scarsa importanza per queste onde, La propagazione può intervenire pel fatto che se la stazione emittente usa delle antenne aventi conduttori orizzontali si può avere un effetto di notte dovuto alla componente orizzontale del campo ricevuto dopo riflessione, e ciò entro distanze variabili tra 80 e 400 km. Queste anomalie scompaiono coll'uso dell'Adcock. Le onde medie e lunghe seguono quasi esattamente i cerchi massimi terrestri e gli errori che si trovano su tali onde raramente sorpassano 5°, usando gli impianti Adcock.

II. – *Onde intermedie e corte.*

Occorre compensare più accuratamente le dissimetrie elettriche e meccaniche il che elimina la causa *a*): in pratica ciò riesce bene di solito.

Per contro la propagazione delle o. c. è molto complessa e perturba sensibilmente il loro impiego nella r. g. Le onde corte non sempre seguono i cerchi massimi terrestri ma se ne scartano anche di qualche grado. Tali deviazioni,

riscontrate in pratica, dipendono da molte cause diverse e richiedono molti dati per essere chiarite.

La figura 23 B mostra i risultati ottenuti in Giappone con l'uso dei telai e dei R. G. Adcock sulle varie onde. Come limiti pratici di impiego sono state considerate le distanze per le quali lo scarto si mantiene in media inferiore a 5°. Le curve non sono identiche per tutte le stagioni e per tutte le latitudini; esse rappresentano condizioni medie approssimate.

III. – *Dispersioni a brevi distanze.*

Si riscontrano nelle onde corte e variano con l'ora, la stagione e la frequenza. In Giappone si crede che si tratti di una dispersione negli strati ionizzati. Ciò avverrebbe specialmente nelle zone di silenzio. Però anche le onde tra 100 e 200 m. danno talvolta di tali effetti durante la notte.

Con stazioni agli antipodi si possono avere deviazioni molto sentite, fino a 90° ed anche di 180°. Tali deviazioni sono state notate rilevando su stazioni Argentine su 31 m. di onda.

IV. – *Influenza dei poli magnetici.*

Quando un collegamento radio passa nelle vicinanze delle regioni polari, specialmente di inverno, per effetto della scarsa ionizzazione solare le onde sono riflesse più raramente ed il più delle volte sfuggono dall'atmosfera. Se però il collegamento passa sui poli magnetici allora, essendovi in quella regione una ionizzazione dovuta al concentramento degli elettroni intorno al polo, si hanno riflessioni strane che fanno apparire la provenienza dei segnali molto diversa dalla vera. In generale gli zeri sono poco netti ed i segnali più o meno distorti. Questo fenomeno è chiamato, in Giappone, *eco polare*, e si riscontra spesso nel collegamento con le coste orientali nell'America del Nord. Sono allegati esempi rilevati nell'inverno 1935 radiogoniometrando stazioni presso New York su circa 6950 kc. (42 m.).

Il rilevamento salta bruscamente di240° o di 180° o gradualmente da 90° a 180°; e ciò avveniva anche su 29 m. di onda.

V. – *Conclusione.*

Le onde corte e medio-corte sono spesso affette da dispersioni che non si verificano nelle onde lunghe nè sulle medie. La precisione del rilevamento cresce in generale col crescere della lunghezza d'onda.

Con maggior sicurezza le corte sono utilizzabili oltre 1000 km. e quelle medio-corte entro i 100 km.; in ogni caso è preferibile usare il R. G. Adcock

APPENDICE N. 2.

ONDE DESTINATE ALLA RADIOGONIOMETRIA INTERNAZIONALE IN EUROPA
(*Conferenza del Cairo*, 1938)

λ (metri)	f (K H z)	
1053-1034	285-290	Radiofari marittimi e aerei (i marittimi hanno la priorità)
1034-952	290-315	Radiofari marittimi
952-938	315-320	idem
822-789	365-380	Radiogoniometria
102,6-103,4	2925-2900	Radiofari marittimi
9,37-9,23	32000-32500	idem

15/9/54

CONTI G. **ELEMENTI DI AEROTECNICA**
(Atmosfera - Resistenza - Sostentazione - Propulsione - Volo - Esperienze e prove - Statica e dinamica in acqua di scafi e galleggianti).
1946, in-8, di pag. XVI-452, con 297 illustrazioni ..... **L. 680,--**

COSTA E. **IL CINELIBRO (PASSO RIDOTTO)**
Guida per cineasti dilettanti e professionisti sulla presa e proiezione muta e sonora.
1944 - in-16 di pag. XVI-500 con 241 illustrazioni e LXXIII tabelle ..... **L. 250,--**

FRATALOCCHI S. **TRASMISSIONE DI SEGNALI MORSE**
Metodo adottabile anche per la ricezione. Ad uso delle Forze Armate, degli Istituti tecnici industriali (sezione radiotecnici), delle scuole di radiotelegrafia, dei corsi preliminari dell'Esercito, dell'Aeronautica, della Marina, delle Ricevitorie postelegrafiche.
1943 - in-16 di pag. 126 ..... **L. 40,--**

IMPERATO F. ed E. **ARTE NAVALE**
Vol. I - **Attrezzatura e manovra** - 2ª edizione rifatta ed aggiornata in conformità ai nuovi programmi degli Istituti tecnici nautici e ad uso dei naviganti. 1946, in-8, di pag. XVI-592, con 633 illustrazioni e XII tavole ..... **L. 750,--**
Vol. II - **Elementi di costruzioni navali** - 4ª edizione (in preparazione).

MALAVASI A. e MANNINO PATANÈ G. **LE CORRENTI A RADIOFREQUENZA**
Generazione, amplificazione, modulazione. 1946, in-8, di pag. 200 con 120 illustrazioni, tavole e tabelle ..... **L. 320,--**

MANNINO PATANÈ G. **CIRCUITI OSCILLATORI** - TEORIE ED APPLICAZIONI
1945 - in-16 di pag. XXIV-376 con 263 incisioni, 16 tabelle, 2 nomogrammi e 6 abachi.... **L. 400,--**

MANNINO PATANÈ G. **LA TECNICA ELETTRONICA E LE SUE APPLICAZIONI RESE ACCESSIBILI AI TECNICI**
(2ª edizione riveduta di prossima pubblicazione - Ottobre 1946)

MONTÙ E. **RADIOTECNICA**
Vol. I. - **Nozioni fondamentali.** - 3ª edizione in gran parte rifatta. 1945, in-8, di pag. XXXII-444 con 245 incisioni, tabelle e abachi ..... **L. 350,--**
Vol. II. - **Tubi elettronici.** - 3ª ed., 1946, in-8, di pag. XXIV-628, con 406 inc. e LX tab. **L. 1000,--**
Vol. III. - **Pratica di radiotrasmissione e ricezione.** - 4ª edizione interamente riveduta e corretta. 1946, in-8, di pag. XXVIII-1028, con 964 incisioni, tabelle e abachi ..... **L. 1200,--**

RAVALICO D. E. **IL RADIOLIBRO**
Dai primi elementi di radiotecnica ai più recenti apparecchi radio. - 8ª edizione rifatta.
1945 - in-16 di pag. XX-640 con 530 figure, 120 schemi completi di apparecchi radio, 47 tabelle, 31 tavole fuori testo ..... **L. 480,--**

RAVALICO D. E. **SERVIZIO RADIOTECNICO**
Vol. I - **Misure e strumenti per il collaudo e la riparazione dei moderni apparecchi radio.** 6ª ed. aggiorn. 1946 - in-16 di pag. XII-348, 278 fig., 2 tab., 75 schemi di strumenti, di misura e di collaudo **L. 250,--**
Vol. II - **Radioriparazioni.** - 4ª edizione, aumentata e migliorata. 1945 - in-16 di pag. XII-332 con 241 figure, 2 tavole fuori testo, 80 schemi ..... **L. 220,--**

RAVALICO D. E. **SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO**
578 schemi completi di apparecchi radiofonici costruiti in Italia da 1931 al 1940; 30 schemi completi di apparecchi radio importati dall'estero. - Seconda edizione notevolmente ampliata. 1945. in-16, di pag. XX-704 con 608 figure, di cui 22 grandi schemi fuori testo, 26 indici e 2 appendici. (Ristampa ottobre 1945)..... **L. 600,--**

RAVALICO D. E. **DA VOLTA ALLA BOMBA ATOMICA**
Divulgazione del progresso dell'elettricità, della radio, della televisione e della fisica atomica.
1946, in-16, di pag. XII-276 con 165 incisioni originali ..... **L. 300,--**

ULRICO HOEPLI EDITORE - MILANO

Prezzo del prese

HOEPLI EDITORE - MILANO
Prezzo netto Milano L. 650
Fuori Milano aumento porto