

無線方位測定機

伊藤庸二
後藤三男

はしがき

伊藤さんから“most modern”な方探の教科書を作ろうとの勧誘を受けたのは今から4, 5年ほど前のことである。当時私はこの計画に賛同は申し上げたものの方探についての知識も経験もはなはだ未熟でなかなか思うようにははかどらず、機器の改良、新方式の開発、方位測定試験、測定データの整理などの面で至らぬながら伊藤さんの事業の手伝いをさせていただくと共に、学窓を出て間もない若い人々を交えた研究会や読書会を通じてこの分野での資料をぼつぼつ蓄積していった。ところが思いがけなくも伊藤さんは種々の過労が禍いしたのか一昨年春脳溢血で急逝され、この仕事は私ひとりの手に移されてしまった。幸いにしてその後京都大学工学部の前田憲一教授、電気通信研究所の喜安善市課長、同じく舟橋憲治博士、その他多くの方々の御指導、御援助によりなんとか完成にまで漕ぎつけることができた。この書の内容が果して伊藤さんの当初の意図に合致するような“most modern”な体裁を備え得たかどうかは疑問であるにしても、わが国における方探の技術開発ならびに運用にいくらかでも役立ち、また将来一層すぐれた方探教科書が著わされるための踏み石にでもなれば、著者らの喜びこれに過ぎるものはたいのである。

1957年7月

後藤三男

目次

はしがき	2
緒 論	5
第 1 章 受信電波の電磁界	7
§1. 電波の性質	7
§2. 地表波と空間波	8
§3. 電波伝搬特性	10
第 2 章 空中線系	13
§4. 受信特性 I (小型ループ)	13
§5. 受信特性 II(大形ループ)	15
§6. 遮蔽ループ空中線	16
§7. Pick-up Factor とループ設計諸因子	18
§8. 空中線効果	20
§9. 空中線効果の除去方式	21
§10. 変位電流効果	22
§11. 偏波効果	23
§12. 受信特性	25
§13. 偏波効果と標準波誤差	27
§14. アドコック空中線の諸方式	28
§15. アース・マツト	32
§16. ループ、アドコック両空中線の適用可能範囲	33
§17. 単向決定の原理	34
§18. 単向決定用回路の諸方式	36
§19. 受信特性	38
§20. 偏波効果ならびに適用範囲	39
§21. 単向の決定	41
第 3 章 BT 方式とゴニオメータ	43
§22. BT 方式の概要	43
§23. 多重 BT 方式	44
§24. ゴニオメータの誤差	48
§25. ゴニオメータ誤差の測定	49
§26. 各種のゴニオメータ	51
§27. 饋電線, ゴニオメータを含む空中線入力回路	57
第 4 章 方位指示方式	61
§28. 概要ならびに実例	61
§29. 測定精度ならびに方探感度	62
§30. 2 チャンネル方式	64

§31.	1 チャンネル方式—原理	65
§32.	1 チャンネル—切替方式	66
§33.	1 チャンネル—変調方式	67
§34.	サーボ方式—原理	69
§35.	サーボ方式—測定精度	69
§36.	サーボ方式—実例	70
§37.	概要	71
§38.	固有誤差	73
§39.	位相直接指示方式	74
§40.	位相—振幅変換方式	75
§41.	電氣的回轉方式	77
§42.	位相変調方式	78
§43.	2 チャンネル方式—概要	80
§44.	2 チャンネル方式—測定精度	81
§45.	2 チャンネル方式—実例	82
§46.	1 チャンネル—切替方式	84
§47.	1 チャンネル—変調方式	87
§48.	電子管サーボ方式	89
第 5 章	方探誤差の諸問題	91
§49.	誤差の分類	91
§50.	誤差曲線ないし補正曲線の作製	92
§51.	誤差曲線の分析	93
§52.	垂直導体による擾乱 I (誤差の一般表示式)	95
§53.	垂直導体による擾乱 II (誤差特性)	97
§54.	閉回路導体による擾乱	100
§55.	船体 (機体) による擾乱 I (理論)	101
§56.	船体 (機体) による擾乱 II (補正方式)	102
§57.	埋没水平導体による擾乱	104
§58.	Site Error	106
§59.	電波伝播誤差	107
§60.	送信局上空の単向反転現象	109
第 6 章	方探測位	112
§61.	マーケータ図と大圏図	112
§62.	測位の確率理論	114
参考文献		118

緒 論

無線方位測定機もしくは方向探知器 (radio direction finder), 略して方探 (DF) というのは, 一定の様でない指向特性をもつ空中線を用いて到来する電波の波面ないし磁気 (または電気) ベクトルの向きを測定することにより電波の進行方向を決定する無線受信装置のことで, この操作を2個以上の異なる送信局について行えば自己の位置が確定されるし, また一定の送信源から発せられる電波を2個以上の異なった受信位置で測定すればその送信源位置が確定される. たとえば船舶・航空機などに搭載される方探は前者の使用法に従がい, 一方, 電波監視業務・海岸局・空電測定などに使用される方探は後者に属する. そのほか船舶・航空機用の場合には一定送信局の方向に向って (もしくは送信局方向と一定角度を保って) 航行するための手段としても利用され, その例としては帰航 (homing), SOS 発射の遭難船救助, 漁船における母船への集結ならびに海上に放置する漁具や漁獲物に付したラジオ・ブイ (簡易送信機を取り付けた浮標) の使用などが挙げられよう.

なお方探以外の航法無線として, これと親近関係にある各種無線標識 (radio beacon) やレーダ (radar), ロラン (loran), デッカ (decca) その他の最近の方式もあるけれども, これらについては他の適当な書物を参照していただきたい. これらの無線航法 (wireless navigation system) は, それぞれ独自の特徴を持ってはいるが, おのおのの方式に適合した特殊の送信局に対してだけしか有効に働かないのであって, その点では方探はいかなる形式の送信電波に対しても適用できるという際立った性格を備えている. したがって他の新しい航法方式がいかに発展し整備されようとも, また本書に見るように方探そのものは多くの誤差要因を含んでいて, 時として測定結果の信頼性がはなはだしく害ねられるような場合があるにしても, 方探の実際的な重要性が減るわけのものでないことは, 例を上記の電波監視や海難救助などにとって見ても明らかであろう.

a) 方探の歴史 無線方位測定の歴史は無線通信の歴史と同じぐらい古く, また両者は互いに並行した発展過程をたどってきたといえる. すなわちマルコニーが大西洋横断無線通信に成功したのが今世紀初頭の1901年であったのに対し, 検波器の発明をもまたずに早くも1902年 J. Stone Stone により最初の無線方向探知が試みられた. 当時は受信機の感度がきわめて悪く, また方探用空中線系についても明確な概念が確立していなかったため, 今日から見ると, その方法に種々の不合理な面も存在はしたが, 1907年に至り E. Bellini および A. Tosi が直交空中線系とゴニオメータを用いるいわゆるベリニ・トシ方式を発明するに及んでその実用性は著しく高まり, その後真空管増幅器の発明による受信感度の上昇は, 使用空中線系の小形・軽量化, 方探有効距離の増大に寄与するところが大きかった.

1914年から1918年に至る第1次世界大戦は無線技術全般にわたって異常の進歩をうながし, 方探分野においても偏波効果を軽減するための F. Adcock によるアドコック空中線の発明, 標識電波の送信, 航空機搭載用ラジオ・コンパスや短波方探の実用化など多くの発明, 進展が認められた. また戦後は船舶用方探, 海岸方探局 (いずれも中波) が広く普及し, 陸上短波方探局による恒常的な電波監視も次第に各国で行われるようになった. さらに1920年代から30年代にかけては方位測定方式にしても従来の受話機による単なる聴音式のほかにブラウン管上の映像やメータ指針の振れを利用する可視指示方式を採用し, 測定を容易にしようとの工夫, 研究が種々なされた. その最も特異な例は1926年 R. A. Watson-Watt の考案になるブラウン管式方探で, これはきわめて短時間しか持続しない空電のような電波の到来方位の測定を目的としたものであった.

一方わが国においてもかつての逓信省電気試験所, 陸海軍の研究所を中心として活発な研究ならびに実用化が推進され, 基礎資料の集積, 機器の改良発明に多くの見るべき業績があげられた. すなわち方探が初めて試作されたのは1908~9年 (明治41~2年) 頃で, 当時は感度がきわめて悪く到底使用にたえなかったのであるが, 第1次世界大戦頃から次第に実用化の域に入り, 1925年 (大正14年) には最初の船舶用方探が南洋丸に取り付けられ, 翌1926年大連湾口円島灯台に海岸方探局設置, 1927年には無線方位測定制度の確立を見るに至っている. その後昭和年代に入ってから主な成果としては1929年難波捷吾, 磯英治, 上野茂敏氏などによる初の短波方探 (回転式H形アドコック空中線使用) の試作を始め, 塚田太郎氏によるゴニオメータならびにブラウン管直視式方探の研究, 岡田実氏による無線標識の開発, 前田憲一, 横山浩, 錦織清氏などによる超短波 (30Mc 以上) 方探の試作研究, 宮憲一氏によ

るゴニオメータの研究などがあげられよう。

第2次世界大戦期間(1941~5)はレーダ、ロラン、デッカ、コンソル (consol) などの数多くの新しい無線航法方式を生み出した点で一時期を画したものと見える。もちろんこれと共に従来からの航法装置としての方探も著しい進歩を遂げ、船舶用短波方探、航空機用中波自動方探、超短波・極超短波方探などの実用化への途がひらかれた。これら戦時中の諸成果は戦後平和産業部門に適用され、その内容はますます豊富にされつつある。例を方探だけに限っても現在考案されている各種の方位指示方式は恐らく数十種類にのぼろうし、基礎的研究が一層深められた結果(この点では特にイギリスがすぐれている)、機器の安定度や測定の信頼度も以前とは比較にならないほど増大している。

わが国は戦時中無線技術全般にわたってかなり立ちおくれたといわれるが、それでも無線航法分野における業績としては著者(伊藤)の関与したレーダの研究開発、高原久衛、仲上稔その他の諸氏による艦船用方探の擾乱誤差の研究などのような多数の研究技術者の協同による大規模な総合研究があげられる。戦後の方探界はまず遠洋漁業の異常な発展に伴う需要の増大に応じ、商漁船用としての多くのすぐれた機器を民間から生み出すことによって敗戦からの立ち直りを見せた。その後陸上用短波方探、航空機用中波自動方探なども諸外国に劣らないものが漸次できるようになり、超短波・極超短波方探の開発、実用化を含む各分野にわたって将来への発展が期待されていると共に、現在実働の方探としては固定方探局としての郵政省の電波監視用短波方探局9個所(釧路、札幌、仙台、富山、神奈川、神戸、米子、福岡、都城)ならびに海上保安庁の商漁船向け海岸方位信号局30個所(ただし内8局は無線標識のみ)のほか、数千に及ぶ商船、大小漁船搭載の中波方探、民間航空、警察庁、防衛庁における使用などがあり、その活躍範囲はますます拡大しつつある。

b) 最小感度方探と最大感度方探 方探による方位測定、すなわち到来電波の波面の進行方向の測定というのは具体的には全方位 360° に関して一様でない指向特性を有する受信空中線系を回転するか、もしくは回転と等価な動作を実現させ、回転角度の変化と共に受信感度に大小が生じるのを判別することである。その際方位を読みとるべき回転角度位置を感度の最小点にとるか最大点にとるかに従って最小感度方探(minimum sensitivity DF)と最大感度方探(maximum sensitivity DF)との区別が生じる。このほかに等感度方探(equi-sensitivity DF)という分類も可能であるが、これは2個の異なる指向特性の空中線系による受信感度を比較し(通常は両空中線の接続を切り替えることにより単一受信機で行なう)、両者が等しくなるような回転角度位置を求めるもので、究極的には上記の最小もしくは最大感度方探の中のいずれかに属すると考えられる。

いま実際方面からこの両種方探方式の特徴を見ると、最小感度方探は主として長波・中波・短波・超短波などのより低い周波数領域に適用されているのに対し、最大感度方探は超短波・極超短波などのより高い周波数領域に適用される。これは主として空中線系の構造に基因するものである。すなわち現在実用化されているいかなる空中線系について見ても、一定の尖鋭な指向特性を得るためには少なくとも波長と同じオーダもしくはそれ以上の空間的ひろがりをもった構造を必要とするのであって、低い周波数帯域においては最大感度方探を実現することが実用上困難ないし測定上不正確であるのに対し、超短波・極超短波領域においてはダイポール空中線群の適宜な配列、電磁ラップ、放物面反射鏡の利用などの手段を通じて比較的容易にきわめて尖鋭な指向特性が得られるのである。他面このような高い周波数領域では取り扱いに手頃な空中線系といえればほとんどが波長のオーダもしくはその数倍、数十倍の空間的ひろがりをもっているため、その受信指向特性には数個、数十個もしくはそれ以上のside lobeを生じ、最小感度点の数もそれに伴って増してくる。後に本文に見るように現在実用化されている方探にあっては最小感度点の数は高々4個であり(第2章[D]複合ループ空中線)、一般に2個以上の最小感度点が存在していれば当然真方向に対応するその中の1個を他のものと区別するための付加操作が必要であるから、この帯域に対して最小感度方式を適用するのははなはだ厄介になるであろう。

本書はもっぱら最小感度方探に関する記述で、最大感度方探に関しては現在アメリカその他において若干の開発が進められてはいるが、わが国においては未だ将来に属する問題でもあり、またこれに触れるとなるとマイクロ波伝送の知識を前提とするためにいきおいその内容も著しく増えるので省くことにしたい。

第1章 受信電波の電磁界

無線方位測定機はいかなる電波であれ、それが十分な強度をもって受信される限り、その到来方位を指示し得るものであるが、実際の受信電波はそれぞれの周波数により、またそれぞれの伝播形態によって種々の異なった特徴を備えているので、おのおの場合に応じて測定を最も容易にし、測定誤差をできる限り小さくするためには空中線系を初めとする機機の諸部分の構造に色々の要求が課される。他方一定の方探を操作する場合、生じ得る種々の機機誤差や外部からの擾乱誤差を推定する上においても、またその方探の使用可能範囲（周波数帯域、距離領域、季節、時刻など）を定める上においても、受信電波の性質を知ることはきわめて重要である。したがってまず本章においては電波の一般的性質を略述し、あわせて実際に生じる電波の伝播、受信電磁界の状況などを概観しよう。

§1. 電波の性質

この節では自由空間内を一定の方向に進行する電波（平面波）の大略の性質を要約する。一般に電波は空間・時間的に正弦状変化をする電界強度 $E(\text{V/m})$ *および磁界強度 $H(\text{AT/m})$ によってその特性を記述することができるが、特に自由空間内においては次の基本的な関係が成立している。

1. 電波の進行方向、電界強度 E の方向および磁界強度 H の方向は3者互いに直交し、またこの順で右ねじの関係にある。
2. 電界強度 E の振幅と磁界強度 H の振幅との比は常に一定で、その値は

$$\frac{|E|}{|H|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377 \quad (\Omega) \tag{1}$$

によって与えられる。ただし

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_0 &= 10^7/4\pi c^2 & (\text{F/m}) & : \text{大気(真空)誘電率} \\ \mu &= 4\pi \times 10^{-7} & (\text{H/m}) & : \text{大気(真空)導磁率} \\ c &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = 3 \times 10^8 & (\text{m/sec}) & : \text{光速度} \end{aligned} \right\} \tag{2}$$

で、 $\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$ は自由空間の固有インピーダンス (intrinsic impedance) として知られている量である。

したがっていま xyz 直交座標系において周波数 f の電波がたとえば x 軸正方向に進行するものとすれば、その電磁界は必ず yz 平面内で振動しており、さらにこの振動は電界の y 方向振動（ならびに磁界の z 方向振動）と電界の z 方向振動（ならびに磁界の y 方向振動）とに分けて考えることができる。すなわちこれを表式に表わせば

$$\left. \begin{aligned} E_y &= A_y \exp\{j(\omega t - k_0 x - \delta_y)\} \\ H_z &= \frac{1}{120\pi} A_y \exp\{j(\omega t - k_0 x - \delta_y)\} \end{aligned} \right\} \tag{3}$$

$$\left. \begin{aligned} E_z &= A_z \exp\{j(\omega t - k_0 x - \delta_z)\} \\ H_y &= -\frac{1}{120\pi} A_z \exp\{j(\omega t - k_0 x - \delta_z)\} \end{aligned} \right\} \tag{4}$$

となる。ここに

$$\left. \begin{aligned} \omega &= 2\pi f & (\text{rad/sec}) & : \text{電波の角周波数} \\ k_0 &= \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} & (\text{m}^{-1}) & : \text{大気(真空)の伝播定数} \\ \lambda &= \frac{c}{f} & (\text{m}) & : \text{電波の波長} \end{aligned} \right\} \tag{5}$$

*以下特に断わりのない限り、すべての量は MKS 有理単位系を用いて表わす。

で、 $A_y, A_z, \delta_y, \delta_z$ はそれぞれの電界強度

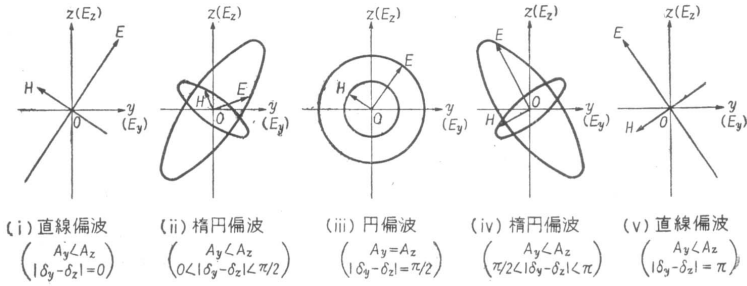


図 1 電波の偏り [電波は x 軸方向 (紙面より垂直方向) に進行する]

な波は直線偏波 (linearly polarized wave) もしくは平面偏波 (plane polarized wave) と呼ばれる。ところが両者の位相がずれている場合 ($|\delta_y - \delta_z| \neq 0, \pi$) には $E_y : E_z$ 比が時間的に変動し、合成電界 (磁界) は図 1(ii)(iv) に示すように一般に楕円軌跡を描く。このような波は楕円偏波 (elliptically polarized wave) と呼ばれ、特に両電界成分の振幅が等しく、位相が 90° ずれている場合 ($A_y = A_z, |\delta_y - \delta_z| = \frac{\pi}{2}$) は図 1(iii) に示すような円偏波 (circularly polarized wave) となる。またこれらの偏波楕円の形状は (3)(4) 式の電界表式 (の実数成分もしくは虚数成分) において ($\omega t - k_0 x$) を消去して得られる方程式

$$\left(\frac{y}{A_y}\right)^2 - 2\left(\frac{y}{A_y}\right)\left(\frac{z}{A_z}\right)\cos(\delta_y - \delta_z) + \left(\frac{z}{A_z}\right)^2 = \sin^2(\delta_y - \delta_z) \quad (6)$$

によって定められる。

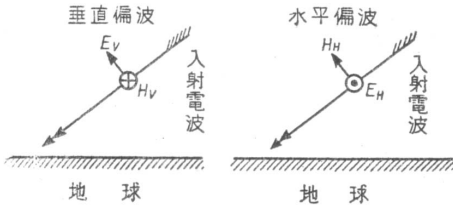


図 2 垂直偏波と水平偏波

2). またこのような分解を行ったとき、

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{|E_H|}{|E_V|}\right) \quad (7)$$

で定義される角度 ψ を偏波角 (polarization angle) と呼ぶ。特に直線偏波の偏波角は入射面に関する電界振動方向の傾きにほかならない。

無線方位測定にとって受信電波の強度如何はもちろん大切であるが、後に見るように偏波状態の如何もまた測定誤差とそれに伴う空中線系の選定に重大な影響を及ぼすので常に考慮を払う必要がある。なお実際にどのような偏波状態が現われるかは送信空中線の形状などのほか、次の諸節に見るように電波の伝播機構にも大きく左右される。

§2. 地表波と空間波

われわれが地球上で受信する通常の信号電波はその伝播形態によって地表波 (ground wave) と空間波 (sky wave) との 2 種類に大別することができる* (図 3 参照)。

まず地表波というのはその名称の示す通り地球表面上をはって伝わる波で、電波の周波数が低いほど、また地球の電気伝導度が高いほど (したがって陸上伝播より海上伝播の方が) 遠くまで伝わる。さらに垂直・水平両偏波成分について見ると、前者は比較的良く伝播するのに対し、後者は伝播途上で地球内部にそのエネルギーを吸収されて急速に減衰する。したがって送信時の偏波状態の如何にかかわらず、受信地

*本節は $f = 200\text{kc} \sim 30\text{Mc}$ の中波、短波帯を中心とする考察である。

点での地表波電界はほぼ大地に垂直な方向に振動していると見なして差支えない（より厳密には進行方向に向けて若干傾むいており，その程度は周波数および大地の電気的定数に關係する．これは **forward tilt** と呼ばれる現象で後に §57. で述べるように埋没導体擾乱誤差の原因となる）．

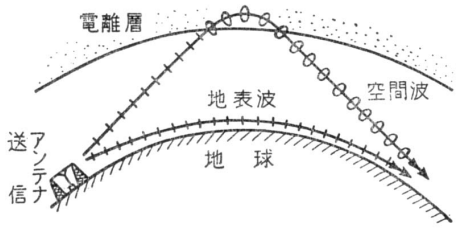


図3 地表波と空間波

次に空間波というのは大気上空に存在するイオン化大気層，すなわち電離層 (ionosphere) で反射されて遠距離まで伝播する波である．ところで電離層は恒常的に観測される地上約 100km 高の **E 層** (E layer) および地上 200~400km にわたる **F 層** (F layer) を始め定常的もしくは不定常的の大小種々の層から成っており，またこれらの層はその成因が太陽輻射エネルギーにある結果，1日を通じての時刻，1年を通じての季節，太陽黒点数の増減などと共に絶えず変化しているほか，緯度的にもその状況を異にしているため，空間波伝播もまたそれに応じた複雑な状況と変化とを示す．しかも前の地表波にあつては受信電界は概して安定であるのに対し，空間波にあつては通例電離層の時々刻々の微細変化に伴って多かれ少なかれ電界の変動，すなわちフェージング (fading) が認められる．さらに空間波は電離層内を通過する際に地球磁界の影響を受けてそれぞれの伝播条件特有の偏波状態に転化し，一般に楕円偏波となって受信点に下降してくる．なおフェージング現象と同じくこの偏波状態も絶えず変動を行っていることはいふまでもない．

以上の説明により受信電波の電界は基本的には次の3つの要素から成ると考えられる．

- (i) 地表波の垂直電界 E_G .
- (ii) 受信点に直接到来する空間波の垂直偏波成分 E_V および水平偏波成分 E_H .
- (iii) 大地で反射した後，受信点に到着する空間波の垂直偏波成分 $\rho_V E_V$ および水平偏波成分 $\rho_H E_H$.

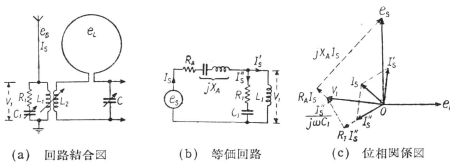


図4 受信電波の電磁界

ここに ρ_V, ρ_H はそれぞれ垂直ならびに水平偏波の反射係数で，入射角を i とするとき

$$\left. \begin{aligned} \rho_V &= \frac{n^2 \cos i - \sqrt{n^2 - \sin^2 i}}{n^2 \cos i + \sqrt{n^2 - \sin^2 i}} \\ \rho_H &= \frac{\cos i - \sqrt{n^2 - \sin^2 i}}{\cos i + \sqrt{n^2 - \sin^2 i}} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

によって与えられる．ただし n は地球の屈折率で，地球の比誘電率 $\kappa = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$ および導電率 σ (U/m) を用いて

$$n^2 = \kappa - j 60 \sigma \lambda \quad (9)$$

により定義される．したがつていま xyz 座標系において大地を xy 平面にとり，電波の入射面を xz 平面にとれば (図4参照)，地上 h の高さにある受信点 P における全受信電磁界の各成分は次のように表わされる．

$$\left. \begin{aligned} E_x &= (1 - \rho_V e^{-j\Delta}) E_V \cos i \\ E_y &= (1 + \rho_H e^{-j\Delta}) E_H \\ E_z &= E_G + (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) E_V \sin i \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} H_x &= \frac{1}{120\pi} (1 - \rho_H e^{-j\Delta}) E_H \cos i \\ H_y &= -\frac{1}{120\pi} (E_G + (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) E_V \cos i \\ H_z &= \frac{1}{120\pi} (1 + \rho_H e^{-j\Delta}) E_H \sin i \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

ここに

$$\Delta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2h \sin i = \frac{4\pi h}{\lambda} \sin i \quad (12)$$

は直接波と反射波との通路差 $2h \sin i$ に相当する反射波の位相の遅れである。

特に受信点の高さが波長に比べて小さく ($h \ll \lambda$)、また地球が完全導体に近いと見なせるような場合 ($|n| \gg 1$) には、上の (10)、(11) 式は

$$\left. \begin{aligned} \rho_V &\simeq 1 - \frac{2}{n \cos i} & \rho_H &\simeq -1 + \frac{2 \cos i}{n} \\ e^{-j\Delta} &\simeq 1 - j \frac{4\pi h}{\lambda} \sin i \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

なる近似を行うことによって、

$$\left. \begin{aligned} E_x &\simeq \left(\frac{2}{n} + j \frac{4\pi h}{\lambda} \sin i \cos i \right) E_V \\ E_y &\simeq \left(\frac{2}{n} \cos i + j \frac{4\pi h}{\lambda} \sin i \right) E_H \\ E_z &\simeq E_G + 2E_V \sin i \end{aligned} \right\} \quad (10')$$

$$\left. \begin{aligned} H_x &\simeq \frac{1}{120\pi} \cdot 2E_H \cos i \\ H_y &\simeq -\frac{1}{120\pi} (E_G + 2E_V) \\ H_z &\simeq \left(\frac{2}{n} \cos i + j \frac{4\pi h}{\lambda} \sin i \right) E_H \sin i \end{aligned} \right\} \quad (11')$$

と簡単化される。これらの諸式は後述の偏波効果の推定の際に必要となる。

§3. 電波伝搬特性

この節では各周波数領域毎の電波の伝播状況を概略説明しておく。

a) 長波領域 (150kc 以下) この領域の電波は地表波伝播と空間波伝播との中間形、もしくは混合形の伝播形態を取るとされている。したがって長波の中でも数十 kc 以下のいわゆる VLF 領域になると両波の判別はほとんど不可能である。受信電界はおおむね安定で、ただ周波数が比較的高い中波帯近くの領域では夜間になると空間波成分の比重が増して昼間より若干高い電界値を示す。長波帯は現在一部を除きあまり使用されないが、空電雑音はこの帯域の周波数を主成分としているので、その発生位置をつきとめるためには長波放探 (通常 10kc 前後) が使用される。

b) 中波領域 (150kc ~ 1.5Mc) この領域の電波の伝播特性は昼間における安定な地表波電界と、夜間における偏波状態の変動ならびにフェージングを含む比較的高い空間波電界との2点に要約される。これは昼間の空間波は電離層 (E層) 内で大きな減衰を受けるために十分な強度をもって受信点まで到達することができないのに対し、夜間にはE層の電離度が減少し、層内での減衰が少なくなるからであっ

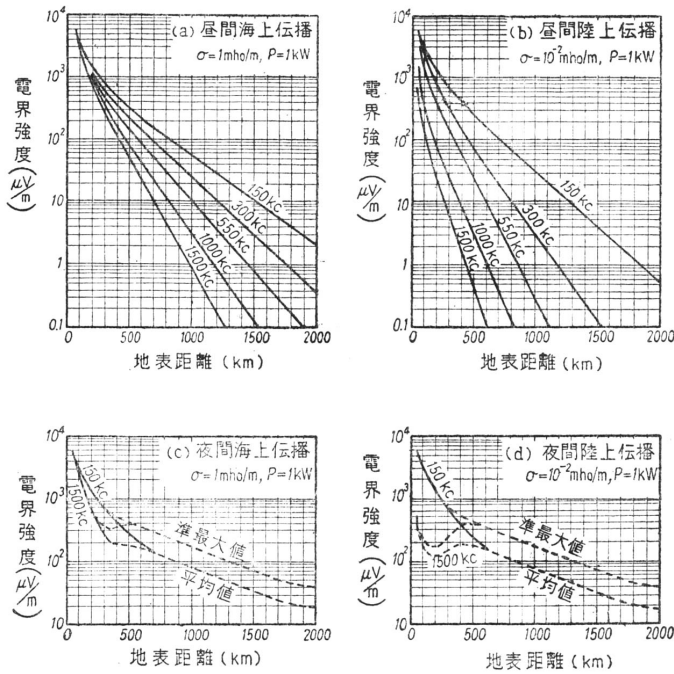


図5 中波の伝播特性

て、このことは§16., §59.a)などで述べる中波の夜間効果と関連する。図5は送信電力1kWに対する受信電界強度の距離特性を示すもので(任意の送信電力 P kWに対しては図の値を \sqrt{P} 倍すればよい)、夜間電界における準最大値ならびに平均値というのは全受信時間中の5%ならびに50%にわたってこの値を越えるような電界値である。中波帯は船舶、航空機向けの各種標識電波、海岸方探局などに使用され、現在方探としての実用面が最も広い帯域である。

c) 短波領域 (1.5Mc~30Mc) この領域の電波は地表波成分の減衰が著しいので主な伝播形態は空間波伝播であり、しかも電離層の規則的ならびに不規則的変化に伴う影響は長中波帯に比べてはるかに激しい。したがって短波の伝播特性は詳細にはその時々電離層観測結果と照合して初めて知られるものであるが、おおよその傾向としては次の通りである。

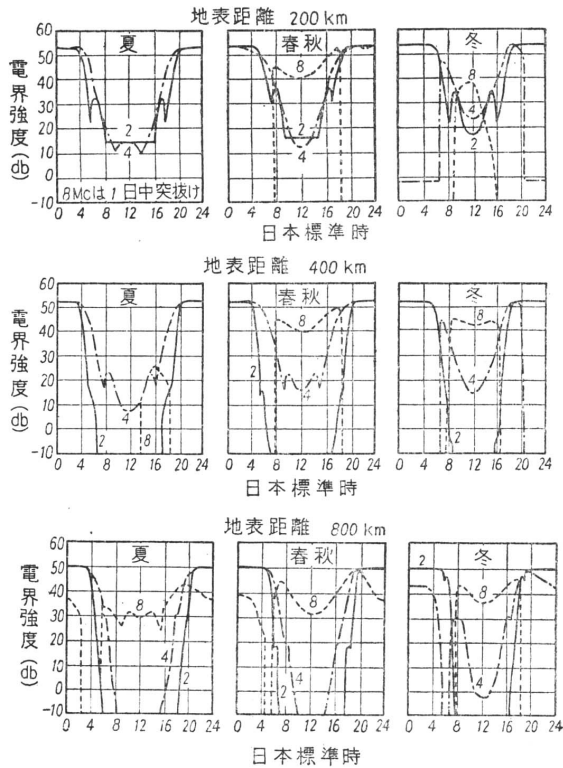


図6 東京付近における短波伝播特性〔送信出力1KW, 太陽黒点指数70, $1\mu\text{V}/\text{m} = 0\text{db}$, 曲線に附記の数字は周波数 Mc 値〕

まず中波帯に続く1.5~3Mc程度の領域は時刻、季節、到達地表距離などによってある場合にはE層反射、またある場合にはF層反射ないしはEF両層からの同時反射による伝播を行うので、受信電波はきわめて不安定であり、しかも層内で受ける減衰も大きい。ところが周波数がこの付近の値から次第に高くなってゆくとつれて伝播は主としてF層反射によって行われるようになり、一例として図6に宮憲一氏による2Mc, 4Mc, 8Mcの各周波数に対する東京付近での近・中距離短波伝播特性を示した。同図からもある程度察知されるように短波の伝播は概略次のような一般的傾向をもっている。すなわち1日を通じての変化を見ると、昼間は夜間比べて受信電界が低く、伝播最適周波数領域が高い。これは昼間の電離層の電離度が夜間より大きいので高い周波数まで反射能力をもつこと、およびそれと共に電波の減衰が大きいことに基因している。一方季節的に見ると、夜間は冬—春秋—夏の順序で伝播最適周波数領域が高くなるのに対し、昼間は夏*—冬—春秋の順になっており、受信電界(昼間)もこの順で高くなる。太陽黒点数に関してはもちろんこれが増大するほど最適周波数も高くなり、極大期(黒点指数100)には極小期(黒点指数0)のほぼ2倍程度になる。

以上のほか短波伝播の著しい特徴として**不感地帯**(dead zone)の存在がある。これは高角度で電離層に投射される波が層を突き抜けてしまうために生じるもので、送信点から受信可能地点までの距離、すなわち**跳躍距離**(skip distance)は一般に電離の程度が少ないほど、また周波数が高いほど伸びる。不感地帯内では地表波もしくは(地表波も十分減衰してしまった距離では)電離層内の不規則電離雲ないし大

*これは昼間F層の夏季における特異な変化に関連するものである。

地面凹凸に基く微弱な**散乱波** (scattered wave) が受信される。短波帯での方探は機器の構造から見ても、各種の擾乱誤差の発生程度から見ても中波帯に比べてはるかに複雑となるのであるが、従来からの陸上固定方探局（電波監視業務）に加え、最近では船舶搭載用としての利用面も開かれている。

d) 超短波・極超短波領域（30Mc 以上） この領域の電波は電離層に特別の変化がない限り、一般にこれを突き抜けてしまうので遠距離にわたる伝播を行わず、受信可能な地帯は大体において可視領域もしくはこれをやや越える程度に止まる。その伝播形態は基本的には直接波と大地面反射波との合成であるが、その際対流圏内の諸因子（気圧、気温、湿度の分布特性）や諸事象（雨、暴風など）の影響による複雑多様な変化が認められる。そのほか山岳・丘陵による電波回折、地表上の諸物体、大地面凹凸などによる電波散乱もまた伝播上無視できない要素となる。この帯域は現在のところ空港用超短波方探局などに利用されているが、最近のマイクロ波実用化の進展にかんがみ将来の活用面はさらに拡大することが期待される。

第2章 空中線系

無線方位測定機にとっていかなる受信空中線系を操用するかはその測定機の性能，適用範囲，信頼度を決定する重要問題である．本章は現在使用されている各種最小感度方採用空中線の受信諸特性ならびにそれぞれの空中線構造に付随して生じる誤差について述べる．

[A] ループ空中線

§4. 受信特性 1 (小型ループ)

ループ空中線 (loop antenna) もしくは棒形空中線 (flame aerial) は特に長中波方採用受信空中線として一般に使用されており，また短波方探 (地表波用)，超短波方探にもしばしば用いられる．いま第7図に示すように大地面に垂直な巻回数 N のループ空中線を考え，このループ面と θ なる角度の方向から垂直偏波 (地表波) が大地面と平行に入射してきたとすると，ループ面を切る電波の磁束の総量 Φ は

$$\Phi = \mu_0 H \cos \theta \cdot NA \quad (\text{Wb}) \quad (14)$$

によって与えられる．ただし A はループ面の面積 (m^2)， $H (= H_0 e^{j\omega t})$ は電波の磁界強度を表わす．ところでよく知られた電磁誘導の法則により，もしループ閉回路を切る磁束 Φ が時間的に変化すれば，同回路内にはこれを妨げる方向に起電力が生じ，その大きさは $-\frac{d\Phi}{dt}$ に等しい．ここに負符号は磁束の方向と誘起電圧の極性 (ないし環状電流の方向) とを右ねじの関係にとるところから付加されたものである．上記の (14) 式および §1. の (1)(2) 式により計算の結果，ループ起電力 e は

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -j \frac{2\pi NA}{\lambda} \cos \theta \cdot E_0 e^{j\omega t} \quad (\text{V}) \quad (15)$$

と求められる．ただし E_0 は到来波の電界強度振幅を表す．

(15) 式の導入は，入射電波の磁界 H による電圧誘起の考え方に基くものであったが，同様の結果は電界 E の方を考察することによっても得られる．いま図7において垂直偏波電界 E はループ導線の垂直部 aa' および bb' に同方向の誘起電圧を与え，一方水平部 ab ， $a'b'$ にはなんらの電圧も誘起しない．ところで aa' ， bb' 位置における電波の電磁界はループの中心点に関してそれぞれ $-\frac{1}{2}s \cos \theta$ ， $+\frac{1}{2}s \cos \theta$ だけの通路差を有するから，この分だけ一方の誘起電圧の位相は進み，他方はおくられている．したがってループ端子 AB に現われる起電力は両者の差として

$$\begin{aligned} e &= NE_{bb'}h - NE_{aa'}h \\ &= NhE_0 \left\{ \exp(j\omega t - \frac{1}{2}k_0 s \cos \theta) - \exp(j\omega t + \frac{1}{2}k_0 s \cos \theta) \right\} \\ &= -2jNH \sin \left(\frac{1}{2}k_0 s \cos \theta \right) E_0 \exp(j\omega t) \end{aligned} \quad (16)$$

または，ループの大きさが波長 λ に比べて非常に小さいとして $\sin \left(\frac{1}{2}k_0 s \cos \theta \right) \approx \frac{1}{2}k_0 s \cos \theta$ と近似すれば

$$e = -j \frac{2\pi Nhs}{\lambda} \cos \theta \cdot E_0 \exp(j\omega t) \quad (17)$$

となる．上式中 Hs はループ面積 A にほかならないから，これは上に求めた (15) 式と一致する．以上は説明の最も簡単な矩形ループについてであるが，任意の形状のループについても同様の考え方で (15) 式を誘導することができる．

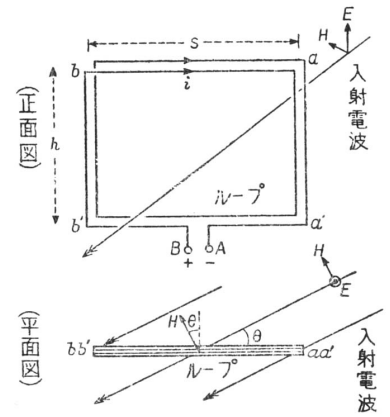


図7 ループ空中線

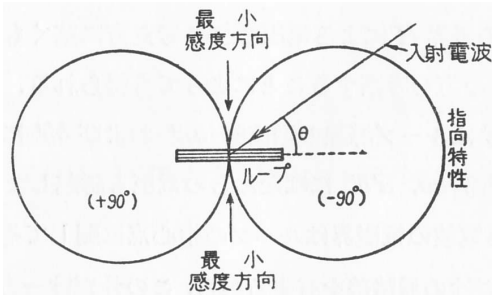


図 8 ループ空中線の 8 字指向特性

(15) 式はループ空中線の受信特性を示す重要な関係式で、同式から我々は次の諸事項を明らかにすることができる。

(i) **指向特性** ループ空中線の起電力 e は電波到来方向 θ に関し $\cos \theta$ によって定まる **8 字形指向特性** (eight figure pattern) を有する (図 8)。この場合ループに垂直な方向 ($\theta = \pm \frac{\pi}{2}$) に現われる最小感度点は θ の変化に関して深い切れこみをもった零感度点であるため、方位測定にもっぱら利用される。すなわちループを大地面への垂直軸のまわりに回転しながら受信電波が聞えなくなるような状態を探りあてれば、

丁度その位置でのループ面に直角な方向が電波の到来方向にほかならない。なおその際でも電波が果してループ面の前方からきているのか、もしくは後方からなのかは不明で、いわゆる **180° の不確定** (180° ambiguity) は残るが、これを確定するには垂直補助空中線添加による今 1 つの単向決定という操作が必要である (§17. 参照)。

(ii) **実効高*** ループ空中線の実効高は最大感度方向 ($\theta = 0, \pi$) に対して

$$h_{eL} = \frac{2\pi NA}{\lambda} = \frac{2\pi fNA}{c} \quad (\text{m}) \quad (18)$$

で与えられる。通常の方探に使用されるループ空中線の実効高は極めて小さく、たとえば現在多くの船舶用方探に使用されている標準形として直径 1m の 1 回巻き円形ループをとって見ると、400kc 波に対してわずかに 6.6mm、2Mc 波でも 3.3cm にしかならず、また空電測定用として 1m^2 の 300 回巻き正方形ループを例にとれば 10kc 波に対して約 6.3cm である。

(iii) **輻射抵抗** 上の実効高の表式からループ空中線の輻射抵抗は

$$R_r = 80\pi^2 \left(\frac{h_{eL}}{\lambda} \right)^2 = 3.12 \times 10^4 \left(\frac{NA}{\lambda^2} \right)^2 \quad (\Omega) \quad (19)$$

と求められる。これは通常 1/1000 オーム程度以下で極めて小さく、そのためループ空中線においては空中線損失抵抗を受信能率の良い状態 (R_r とほぼ等しい値) にまで下げることが實際上困難である。

(iv) **位相特性** ループ空中線の起電力 e は到来電波の電界または磁界と位相で丁度 90° だけずれている。このことは (15) 式が $-j = \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right)$ なる因子を含んでいることから明らかで、しかも $\cos \theta$ 因子により 8 字形指向特性図の両翼 ($|\theta| < \frac{\pi}{2}$ の側と $|\theta| > \frac{\pi}{2}$ の側) では位相のずれ方が互いに反対方向である。この位相関係は後の単向決定 (§18.) の際に考慮しなければならない重要な意味をもっている。

最後に種々の形状の 1 回巻きループ空中線につき、そのインダクタンス値を与える表式を掲げておく。

ループの形状	b	b'
円形	2.451	1.064
正八角形	2.561	1.112
正六角形	2.636	1.140
正方形	2.8531	1.239
正三角形	3.197	1.388
等辺直角三角形	3.332	1.447

表 1

$$L = 0.2\ell \left(\ln \frac{4\ell}{d} - b \right) = 0.4606\ell \left(\log_{10} \frac{4\ell}{d} - b' \right) \quad (\mu\text{H}) \quad (20)$$

上式中 $\ell(\text{m})$ はループの全周、 $d(\text{m})$ はループ導線の切口断面直径で、 b もしくは b' は表 1 に示されるような定数値である。たとえば切口断面直径 4mm の導線による直径 1m の 1 回巻き円形ループのインダクタンスは上式により $3.52\mu\text{H}$ と計算される。もしループが N 回巻きであれば、そのインダクタンス値は巻線幅があまり

広くない限り、上記の値のほぼ N^2 倍と見なしてよいが、実際には巻線間の漂遊容量のために実効的な L の値はある程度落ちる。また**磁心形ループ**においてはさらにこれを $\frac{\mu_c}{\mu_0}$ 倍した値となる。ここに μ_c は磁心材料固有の導磁率、磁心の形状、ループ巻線の磁心に関する相対的位置、巻線幅などに関係する実効 μ 値である。

*一般に到来電波の電界強度を $E(\text{V/m})$ 、この電波の電磁界によって空中線に誘起される電圧を $V(\text{V})$ とするとき、 $h_e = V/E(\text{m})$ はその空中線の実効高 (effective height) と呼ばれる。

§5. 受信特性 II(大形ループ)

前節の説明はループ空中線の大きさが波長 λ に比べて非常に小さい場合についての諸結果であって、それが無視できないような高い周波数領域では電流分布の不均一その他の影響を考慮したさらに詳しい吟味が必要となる。これに関し F. M. Colebrook が伝送線近似の考え方に基いて得た結果によれば (15) 式は次のように書き改められる。

(i) 高さ h , 幅 s の 1 回巻き矩形ループ

$$e = j \frac{4}{k_0} \frac{\cos \frac{1}{d} k_0(s+h) \sin \frac{1}{d} k_0 h}{\cos k_0(s+h)} \sin \left(\frac{1}{2} k_0 s \cos \theta \right) E_0 \exp(j\omega t) \quad (21)$$

(ii) 半径 a の 1 回巻き円形ループ

$$e = -j8k_0 a^2 \tan(\pi k_0 a) \sum \frac{n J_n(k_0 a \cos \theta)}{\{(n+1)^2 - k_0^2 a^2\} \{(n-1)^2 - k_0^2 a^2\}} E_0 \exp(j\omega t) \quad (22)$$

ただし Σ は $n = 1, 3, 5, \dots$ についての総和で, J_n はベッセル関数。

上式はいずれも $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ が非常に小さい極限では (15) 式に一致することが容易に確かめられ, またループ全長 $\ell = 2(s+h)$ もしくは $2\pi a$ が半波長に等しい所で無限大となる。 ℓ がこのような反共振条件を境としてさらに長くなると, ループはインダクタンス回路から容量回路に変じ, $\ell = \lambda$ の共振条件 ($e \neq 0$) を経て再びインダクタンス回路になるが, これらの変化はすべて (他端短絡の) 伝送線の特性と平行するものである。

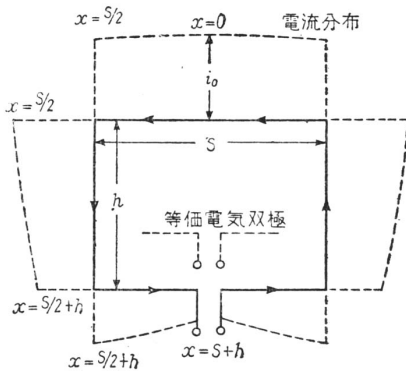


図 9

このほかループ導線に沿う電流分布が均一でないことから, ループ空中線は 1 個の水平磁気双極としての通常の特性に加えて, これと並列結合関係にある 1 個の水平電気双極としての受信特性をも有するに至る。これは後の複合ループ空中線方式の優劣判定に関連して W. Ross により指摘された事柄で (§19.) 次のように説明される。今ループ電流最大値を i_0 とすれば, 導線に沿う電流分布はほぼ $i = i_0 \cos(2\pi x/\lambda)$ と与えられる。ここに x はループ頂点 (次節の遮蔽ループの場合は饋電点) を原点として導線に沿って測った長さで, 図 9 は高さ h , 幅 s の矩形ループについてこれを示したものである。図に見られる通り i は両側の導線部分については対称な分布をしているが, 上下に関しては不平衡であるから, 結果として

若干の水平電流成分が残留するであろう。これは図に破線で示したような水平電気双極による受信と等価な性質のもので, その実効高は

$$\begin{aligned} h_{eD} &= \frac{2}{i_0} \left(\int_0^{s/2} i dx - \int_{s/2+h}^{s+h} i dx \right) \\ &= \frac{\lambda}{\pi} \left[\sin \frac{\pi s}{\lambda} - \sin \frac{2\pi}{\lambda} (s+h) + \sin \frac{\pi}{\lambda} (s+2h) \right] \end{aligned} \quad (23)$$

もしくはループ全長 $\ell = 2(s+h) \leq \lambda/5$ の時,

$$h_{eD} \cong \pi^2 s(s+h) \frac{s+2h}{\lambda^2} \quad (23)'$$

と計算され、同様に半径 a の円形ループの場合には

$$h_{eD} = \frac{4\pi a^2}{\lambda} \frac{\sin \frac{2\pi^2 a}{\lambda}}{1 - \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2} \cong \frac{8\pi^3 a^3}{\lambda^2} \quad : \quad \ell = 2\pi a \lesssim \frac{\lambda}{5} \tag{24}$$

と求められる。またこれらの誘起電圧はループ固有の誘起電圧と 90° の位相差を有する。

§6. 遮蔽ループ空中線

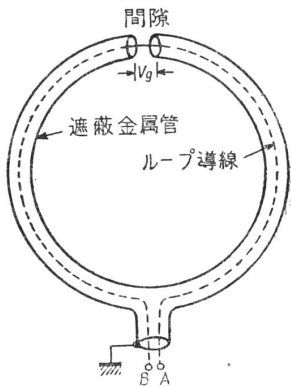


図 10 遮蔽ループ空中線

遮蔽 (screened もしくは shielded loop antenna) というのは図 10 に示すようにループ導線全体を頂上に狭い間隙の設けてある細い金属管で遮蔽した構造のもので、雨、雪その他の天候の変化に対して耐久性があること、後述の空中線効果 (§8.)、変位電流効果 (§10.) などの防止に役立つこと、ループ導線と種々の近接擾乱物体との間の静電結合が遮蔽されること、BT 方式 (第 3 章) において両直交ループ間の平衡保持が容易なこと (主として遮蔽管についての対称性に注意を払えばよい) などの利点のために現在各種の方探に広く利用されている。したがってここに特に 1 節を設けてその受信特性を説明することとする。以下は R. H. Barfield による動作機構の解釈と R. E. Burgess による詳細な理論的研究の一部概要である。

最初遮蔽金属管に間隙がない場合を考えよう。この時到来電波は同金属管およびループ導線に一定の電圧を同時に誘起するが、両者は互いに相殺する方向に働いて、ループ端子 AB にはなんら起電力を生じない。ところが遮蔽金属管に間隙を設けると、その間隙を通して $\cos \theta$ (θ : 電波の到来方向) に比例する一定の電位差が発生し、これがループ導線を駆動して遮蔽がない場合とほぼ同程度の起電力を発生させる。

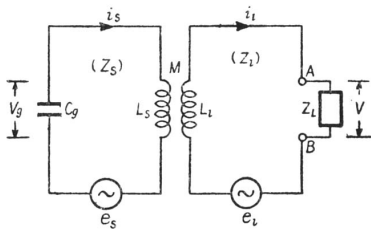


図 11 遮蔽ループ空中線の等価回路

いま少し詳しい考案を行うために我々は図 11 のような等価回路を考えよう。図中 Z_s および Z_l は遮蔽金属管回路 (以下 suffix s を付する) およびループ回路 (以下 suffix l を付する) の全インピーダンス量で、大体

$$\left. \begin{aligned} Z_s &\cong R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_g} \\ Z_l &\cong R_l + j\omega L_l + Z_L \end{aligned} \right\} \tag{25}$$

によって与えられる。ここに R_s, R_l および L_s, L_l はそれぞれの抵抗およびインダクタンス、 C_g は間隙部分の容量、 Z_L はループ端子における負荷インピーダンスである。次に到来電波によってそれぞれの回路に誘起される電圧を e_s, e_l とし、ループの巻回数を N とすれば、近似的に

$$E_l \cong N e_s \tag{26}$$

なる関係が満たされている。また両回路は大体において誘導的に結合していると見なされるから、その相互インダクタンスを M とすれば、 M は遮蔽金属管回路に単位電流を流した時に生じる磁束がループを切る総量に他ならず、細い金属管については大体

$$M \cong N L_s \tag{27}$$

が成立している。

さて図11の等価回路の回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} e_s &= Z_s i_s + j\omega M i_\ell \\ e_\ell &= Z_\ell i_\ell + j\omega M i_s \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

であるから、(26)式の関係式によりこの両式から e_s と e_ℓ を消去し、(25)(27)式を代入すれば、ループ電流 i_ℓ について

$$i_\ell = N \frac{V_g + R_s i_s}{Z_\ell - j\omega N M} \quad (29)$$

なる表式が得られる。ただし

$$V_g = \frac{i_s}{j\omega C_g} \quad (30)$$

は金属管間隙における電圧である。通常金属管の低抗 R_s は小さいから、 $R_s i_s$ を V_g に対して無視すれば、(29)式は丁度起電力 V_g 、内部インピーダンス $-j\omega M$ の電源が N 個のループ巻線のそれぞれに働く場合の式と解釈することができる。

次にループの端子電圧 V につき若干考察して見よう。そのために(28)式から i_s を消去し、同じく(26)(27)式を用いてループ電流 i_ℓ を計算すると

$$i_\ell = \frac{1 - \frac{j\omega L_s}{Z_s}}{Z_\ell + \frac{N^2 \omega^2 L_s^2}{Z_s}} \cdot N e_s \quad (31)$$

なる結果が得られる。今ループ端子の負荷は同調用バリコンとし ($Z_L = \frac{1}{j\omega C}$)、電流 i_ℓ が最大となるようにこれを調整するものとすれば(端子電圧 V が最大となるように C を調整すると、以下の計算はやや複雑となるが、結果的には大差ない)、その時の C の値は(25)式を用いて計算の結果

$$\omega L_\ell - \frac{1}{\omega C} - \frac{N^2 \omega^2 L_s^2 \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_g} \right)}{R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_g} \right)^2} = 0$$

$$\therefore \frac{1}{\omega C} = \omega L_\ell (1 + k^2 \alpha) \quad (32)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} k^2 &= \frac{N^2 L_s}{L_\ell} \cong \frac{M^2}{L_\ell L_s} \\ \alpha &= \frac{1}{\frac{1}{\omega^2 L_s C_g} - 1} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

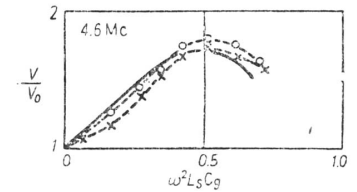


図12 誘起電圧に対する間隙容量の影響 [実践は(34)式による理論値、ただし $Q_s = 67, Q_\ell = 102, k^2 = 0.51$ (いずれも実測値)]

と定められる。上式中 k^2 は遮蔽金属管のインダクタンス L_s とループの1巻きあたりのインダクタンス $\frac{L_\ell}{N^2}$ との比、もしくはループと金属管との間の結合係数を表わし、通常 $0.4 \sim 0.7$ の値をとる。また(32)式による C の値に対応するループ端子電圧 V は

$$V = \frac{|i_\ell|}{\omega C} = \frac{(1 + \alpha)(1 + k^2 \alpha)}{1 + k^2 \alpha^2 \left(\frac{Q_\ell}{Q_s} \right)} \quad (34)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} V_0 &= Q_\ell N e_s & : & \text{遮蔽のない場合のループ端子電圧} \\ Q_\ell &= \frac{\omega L_\ell}{R_\ell} & : & \text{ループの} Q \\ Q_s &= \frac{\omega L_s}{R_s} & : & \text{遮蔽金属管の} Q \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

と計算される．**図 12**はこの理論式と実験結果との比較で，ループとしては切口直径 0.092cm の導線による 1 辺 103cm の正方形 1 回巻きのもの，遮蔽金属管としては外径 3.4cm のアルミニウム管で*，間隙幅は 2.2cm のものを使用し，また間隙部分には既存の容量 (10pF 程度) のほかに別個にバリコンを接続してその変化に伴うループ同調時の端子電圧の変化を測定したものである．図に見られるように理論値と実験値とはよく一致し，しかも注目すべき点として間隙容量 C_g の存在によりループの Pick-up は遮蔽金属管のない場合より却って増大すること， $\omega^2 L_s C_g \cong 0.5$ 付近で極大 (約 1.8 倍) に達することなどが認められる．なお実用方探においては $\omega^2 L_s C_g \cong 1$ ，すなわち遮蔽管の共振条件が適用周波数帯域を制限するので C_g を増すことは好ましくない．またループの pick-up も實際上多くの場合を通じて遮蔽管の存在により約 3db 程度低下するのが普通である．間隙幅はかなりの範囲にわたって変えても pick-up にほとんど影響しない．

最後に 1 回巻き遮蔽ループ空中線のインダクタンス L および自己キャパシタンス C (主としてループ導線と金属管との間の分布容量に基づく) の表式を掲げておく．

$$\left. \begin{aligned} L &= 0.4606\ell \left(\log_{10} \frac{4\ell}{d} - \log_{10} \frac{d_2}{d_1} - b' \right) & (\mu\text{H}) \\ C &= 2.014 \left\{ 1 + 2k^2 - (1 - k^2)k^2 \left(1 - \frac{1}{\chi} \right) \right\} \frac{\chi\ell}{\log_{10} \frac{d_1}{d}} & (\text{pF}) \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

上式中間隙は完全開放 ($C_g = 0$) としてあり， $d_1(\text{m})$, $d_2(\text{m})$ はそれぞれ遮蔽管の内部直径および外部直径， χ は管内媒質の比誘電率で，その他の記号の意味は (20) 式および (33) 式に与えたと同様である．上記インダクタンス値は遮蔽のない場合 (20) 式に比べて $\log \frac{d_2}{d_1}$ 分だけ減少しているが，これは金属管内に生じる渦流によりループ導線と，金属管内側との間の電磁界が相殺されることによるものである．一例として辺長 1.5m, $d = 0.09\text{cm}$, $d_1 = 2.8\text{cm}$, $d_2 = 3.5\text{cm}$, $\chi = 1$ の 1 回巻き正方形遮蔽ループの L および C を計算して見ると，それぞれ $8.80\mu\text{H}$, 16.2pF (ただし $k^2 = 0.5$ とする) となり，一方 Burgess による実測値は $8.35\mu\text{H}$, 20pF であった．なお間隙容量 C_g が存在する時には，上式中の L の値がほぼ $(1 + k^2\alpha)$ 倍になり，またループが N 回巻きの場合には L がほぼ N^2 倍， C がほぼ N 倍になる．

§7. Pick-up Factor とループ設計諸因子

任意の空中線によって電波を受信する場合，受信機回路内の一定の端子 (たとえば第 1 真空管の格子) に現われる電圧 $V(\text{V})$ と到来波の電界強度 $E(\text{V/m})$ との比

$$p = \frac{V}{E} \quad (\text{m}) \quad (37)$$

は **pick-up factor** と呼ばれ，空中線回路の受信性能を表わす指標として一般に用いられる．上式はまた空中線から所定の出力端子までの電圧伝達比 (voltage transfer ratio) を τ で表わす時

$$p = h_e \tau \quad (\text{m}) \quad (38)$$

* 船舶用方探においては磁気コンパスへの影響を避けるために通常アルミニウム，真鍮などの非鉄金属が使用される．また間隙部分はゴム，ベークライト，合成樹脂などで保護される．

と書き改めることもできる。通常受信機の感度 (sensitivity) は干渉信号の存在しない場合につき、一定の信号対雑音比 (たとえば 20db) を与えるに必要な信号電界強度の最小値をもって示されるが、この値は pick-up factor p にほぼ逆比例する。

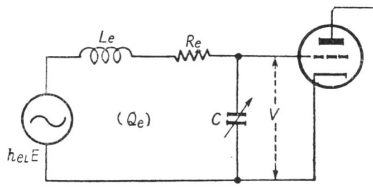


図 13 同調ループ空中線入力等価回路

さてループ空中線は主としてインダクタンス回路であるから、最も基本的な例としてこれを並列バリコンでもって直接同調させ、その両端電圧を第 1rf 増幅管の格子に供給する場合を考えよう*。図 13 はその等価回路で、明らかにこの時の伝達比 τ は同調回路の実効 Q 、すなわち

$$Q_e = \frac{\omega L_e}{R_e} \quad (39)$$

にほかならない。ここに L_e は饋電線その他を含む全ループ回路の実効インダクタンス、 R_e は同じく全実効抵抗で、 R_e の中には導線の直流抵抗 R_0 のほか輻射低抗、渦電流損失、表皮効果、絶縁物損失、巻線間容量の影響などが含まれている。上式ならびに実効高の式 (18) を (38) 式に代入すれば

$$p = 4\pi^2 \frac{NAL_e}{\lambda^2 R_e} \quad (40)$$

が得られる。上式によれば pick-up factor は波長 λ の 2 乗に逆比例し、一般に周波数が高くなるほど増大するといえるが、一方あまり高すぎてループの反共振条件 ($\frac{\lambda}{2} = 1$: ループ全長) に近づくと R_e が増してくるので再び減少し、一般に図 14 に示すような極大点ないし最適周波数値が存在する。この極大点は長中波領域においては、通常反共振周波数 f_0 の $\frac{1}{2}$ ないし $\frac{1}{3}$ の辺に現われる。

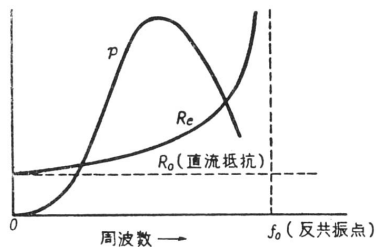


図 14 pick-up factor の周波数変化 (NAL_e : 一定)

(40) 式によれば p はまた積 NAL_e にも比例している (なお後に §27. (134) 式に見るようにループ回路内の信号対比は Q_e を一定として $\frac{NA}{\sqrt{L_e}}$ に比例する)。このうち実効インダクタンス L_e は使用周波数帯域、同調用バリコンの物理的に可能な最低容量値、その他によっておおよその許容範囲があらかじめ定められるであろう。次に巻回数とループ面積との比 NA については、一見したところこれが大きいほど p も増すようであるが、実際には空中線全長ならびに巻線間容量の増大に伴って実効低抗 R_e も増えるので一概には律しきれない。また一般に

$$L \propto N^2 A \quad (41)$$

の比例関係が成立しているから、 L_e の値が上述により制限を受ければ無条件には N と A との両方共を増大させるわけにゆかない。いま L_e を一定とするような設計において N を n 倍したとすれば、(41) 式により A は $\frac{1}{n^2}$ 倍にしなければならず、結果としては NA は $\frac{1}{n}$ 倍になる。一方 A を n 倍すれば N は $\frac{1}{\sqrt{n}}$ 倍、したがって NA は \sqrt{n} 倍になる。このことから見て一般に pick-up factor 増大のためには巻回数 N よりもループ面積 A の方を増大させた方が良いといえる。特に中波帯以上の高い周波数帯域においては {小形・軽量を目標とする携帯用、航空機搭載用、特に ADF 用 (第 4 章 §34.) などの方探ループを除き} 後述の変位電流効果 (§10.) の影響をも考慮して 1 回巻

きループが多く使用される。一方長波領域については図 15 に A. S. Blatterman により実験的に定められた正方形ループの最適巻回数を示す。

2 回巻き以上の多巻きループ空中線においては巻線間隔、巻線の太さなどもまた設計上重要な因子である。すなわち巻線間隔があまり狭すぎたり、ないし導線直径が大きいと線間容量が増し、実効低抗が増大する。一方巻線間隔を広くすると変位電流効果がいちじるしくなり、また導線直径が細いと直流低抗が

* * 後の諸節に見るように方深用としては空中線効果の除去、広帯域にわたる一様な特性、BT 方式における直交ループ間の平衡保持などの観点から、 S/N 比が若干低下するにしても、非同調形ループを使用することが多い。また空中線回路の受信性能の判定に当つては、本節に述べる pick-up factor のほか厳密には回路雑音のことも考慮に入れる必要がある。これらについては §27. において改めて論じる。

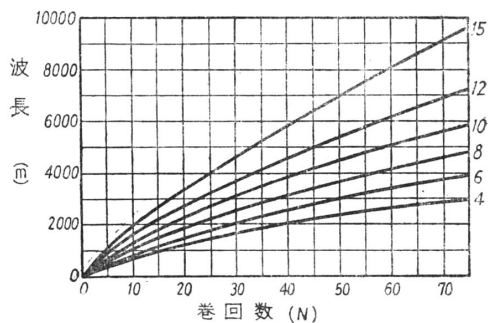


図 15 正方形ループ空中線の最適巻回数 [曲線附記数字はループ辺長 (ft 単位, 1ft = 0.305m)]

効果ないし空中線効果の現象が最も重要である。これは空中線回路の非対称性のためにループが本来の 8 字形指向特性受信のほかにも無指向性受信, すなわち垂直空中線と等価な受信をも行う現象で, 図 17 につき以下にその概要を説明する。

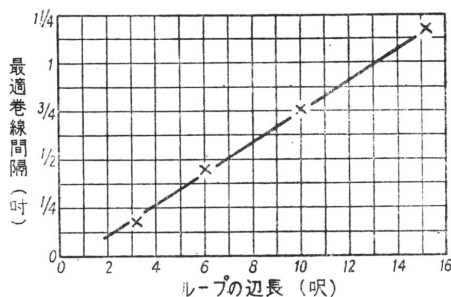


図 16 正方形ループ空中線の最適巻線間隔 (ft 単位, 1ft = 0.305m)

の A 点の電位は B 点の電位より高くなり, その結果生じる AB 間の電位差がそのまま増幅されて, 完全な消音を示さなくなる。またこのような不平衡に基く電圧は電波の到来方向には無関係であり, その位相は通常ループ本来の 8 字形特性受信電圧とほぼ 90° の位相差を有しているので, 全体としての合成受信特性は図 18(a) に示す通りになる。すなわち最小感度方向は正しい値を示すが, 消音は不鮮明になるのである。もしこの位相差が 90° に等しくなれば, 最小感度方向も正しい値からずれ, しかも互いに正反対方向 (180° 角度差) の関係ではなくなる*。図 18(b) は位相差が ±45°, ±135° の場合, また (c) 図は 0°, ±180° の場合 (消音が完全で誤差が最大となる場合) の受信特性を示す。

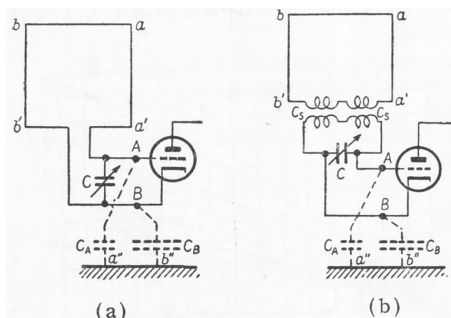


図 17 空中線効果

空中線効果による受信電圧を V_A , 両者の位相差を α とすれば, 合成受信電圧 V は

$$V = \sqrt{V_L^2 \cos^2 \theta + 2V_L V_A \cos \theta \cos \alpha + V_A^2} \quad (42)$$

* 一般に両最小感度点が互いに正反対方向の関係になければ, 明らかに必ず誤差が存在し, この種の誤差のことを **reciprocal error** と呼ぶ。reciprocal error は両最小感度方向の測定値を平均することによって除去される。

増大する。図 16 は同じく上記 Blatterman によつて実験的に与えられた正方形ループの最適巻線間隔である。

§8. 空中線効果

ループ空中線を回転して最小感度点を求めるにあたり, 實際上この点が純粋な 8 字形指向特性に基く尖鋭な消音を示さなかつたり (これを消音ぼけ (minimum blurring) という), また真の電波到来方向からずれたりすることがしばしばある。これらの好ましくない現象は以下の各章節にわたって述べる種々雑多な原因によるものであるが, その中で空中線系の構造自体に由来するものとしては, 本節に説明する垂直空中線効果 (vertical antenna effect), もしくは略して垂直

まず, 同調ループの場合の (a) 図について見ると, ループの両端子中 A は rf 増幅管の格子に, B は陰極に結合されている。ところで AB 両端子は一般に大地に対しそれぞれ一定の容量 C_A , C_B をもっているが, このような配線状況にあつては通常後者の方が前者より大きく ($C_B > C_A$), 極端な場合 B 端子は接地されている ($C_B = \infty$)。今電波がループ面に直角の方向から入射するものとすれば, すでに §4. (16) 式に関連して述べたように, ループ全体の起電力は図の aa' 部分と bb' 部分とに誘起される同方向, 同量の電圧の差として本来ならば零であるべきのところ, $aa'Aa''$, $bb'Bb''$ 両回路が平衡していないためにこの場合

次に図 17(b) に示した変成器結合による非同調ループの場合について見ると, 一見このような構造においてはループ回路が導電的に孤立しているから問題はないようにも思えるが, 通常この種の変成器は受信感度をあまり低下させないために密結合にしなければならないので, 1 次側巻線と 2 次側巻線との間の漂遊容量 C_s を通じてやはり $aa'Aa''$, $bb'Bb''$ 通路が形成される。またこの場合変成器の漏洩インダクタンスや変成器コイルの抵抗によってループの pick-up factor が減ることは空中線効果を相対的に増す結果となる。空中線効果に基く誤差 ϵ は次のように概算される。すなわちループ本来の受信電圧を $V_L \cos \theta$,

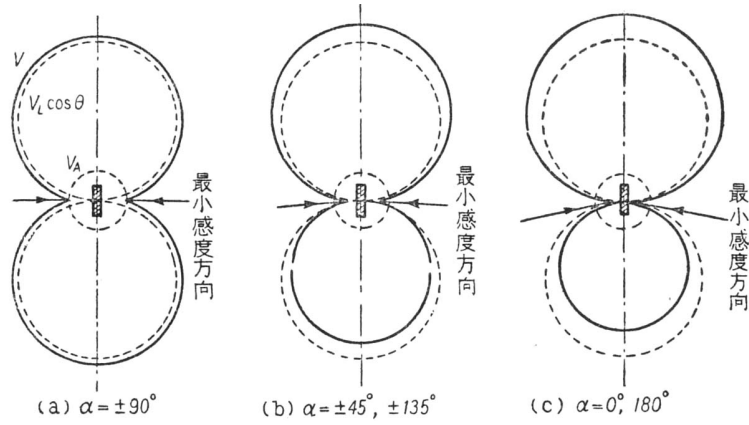


図 18 空中線効果を含むループの受信特性 ($V_A/V_L = 1/6$)

となるから、最小感度方向はこの式から $\frac{dV}{d\theta} = 0$ の根として求まり、結果は

$$\varepsilon = \left| \sin^{-1} \left(V_a \cos \frac{\alpha}{V_L} \right) \right| \cong \left| V_A \cos \frac{\alpha}{V_L} \right| \quad (43)$$

となる。また最小感度点における電圧 V_{\min} は

$$V_{\min} = |V_A \sin \alpha| \quad (44)$$

と求められ、最大感度点での値 ($\cong V_L$) とこれとの比 $\left| \frac{V_L}{V_A \sin \theta} \right|$ (デシベル値) は一般に消音比と呼ばれる。

以上述べたところからわかる通り、空中線効果はループの垂直部分の長さにはほぼ比例し、一方本来の8字形特性受信はループの面積(長さの自乗)に比例する。したがって大形ループほどその影響は少なく、またこの効果はループの同調状態とは無関係に生じるものであるから、わずかの離調でも V_A の相対的増加をもたらし、消音比を悪くする可能性がある。

§9. 空中線効果の除去方式

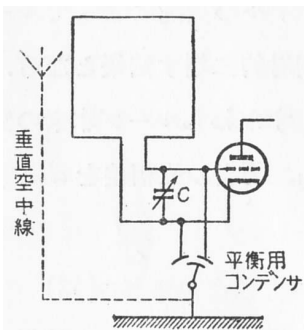


図 19 容量平衡法ならびに起電力平衡法 (破線)

空中線効果(特に消音ぼけ)の防止には種々の対策が考えられているが、これを完全に除去することは困難である。以下に掲げるのはそのうちの代表的なもので、これらはおのおの単独に用いられることもあるが、2種類以上を組み合わせることも多い。なおこの種の消音ぼけ防止操作は一般に **zero cleaning** もしくは **zero sharpening** と呼ばれ、一部は次節以下に述べる変位電流効果や偏波効果、さらには第5章に述べる種々の擾乱の影響に対する対策としても有効に使用される。

(i) **容量平衡法** これは最も直接的な方法で、格子回路側に補償用コンデンサを取付け、その調整によりループ回路の平衡を保たせようとするものである。図 19 はその概略関係を示す。

(ii) **起電力平衡法** これは別個の垂直空中線からとり出した無指向性起電力を空中線効果と等量だけ逆向きに加えて、両者を互に打ち消させる方法で、たとえば図 19 において補償用コンデンサの可動板側を接地する代りに垂直空中線端子に接続すればよい。この場合図示のような可変 C 結合でなく、可変 L 結合を用いてもよい(第4章 §33. 図 87 参照)。また垂直空中線としては単向決定用のもの(本章 [C])がそのまま使われる。なお近接擾乱物体による再輻射の影響 (§52.) が相当ある場合にはこの方法による平衡調整は難かしくなる。

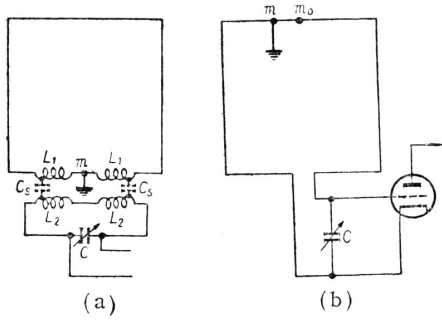


図 20 中性点接地法

(iii) 中性点接地法 ループ空中線回路の中性点とはその点を接地しても、本来の8字特性誘起電圧にはなんらの変化も生じないようなループ導線上の位置のことである。たとえば図 20(a) に示す非同調ループ回路においては1次側変成器コイル L_1 のほぼ中点 m がこのような点で、いまこれを接地すれば L_1L_2 間の漂遊容量 C_s を通じて流れるはずの空中線効果電流はこの点から大地に側路されるから、同効果を防止することができる。しかし実際には接地の不完全、接地用導線のもつインダクタンスなどによって m 点の電位は厳密には零とならず、またかりに m 点が零電位にあるとしてもコイル L_1 の他端 (m 端の反対側) へ行くにつれて幾分かの電位が現われるはずであるから、 C_s を通じて流れる電流は完全にはなくなる。

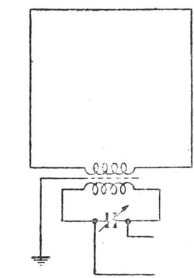


図 21 変成器静電遮蔽法

図 20(b) は同調 (もしくは非同調) ループについてのいま1個の中性点 m を示す。この場合の m 点の位置は実験的に定められるが、空中線効果の存在するようなループ回路においては、幾何学的な中点 m から図示の側にややずれるのが普通である。なお船舶用方探の場合のようにループを高い場所に設置する必要上長い饋電線を使用すると、この中性点 m の位置はかなり不明確になる。

(iv) 遮蔽変成器法 これは図 21 に示すように空中線回路内変成器の1次側と2次側との間を静電的に遮蔽することにより、両コイル間の静電容量結合を除去する方法である。

(v) Push-pull 増幅法 これは F. A. Kolster, F. W. Dunmore の考案した方法で、図 22 に示すように双3極管使用 push-pull 増幅方式により空中線回路を対称形にするものである。図中コンデンサ C_b は平衡調整用である。

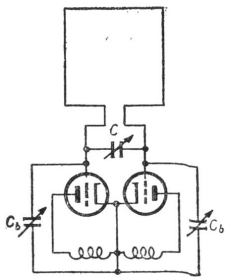


図 22 プッシュプル増幅法

(vi) 遮蔽ループ空中線すでに §6. にその動作機構を説明した通り、遮蔽ループ空中線においては裸のループと異なり、ループ導線への起電力供給がもっぱら遮蔽金属管頂上の狭い間隙部分を通じて行われる。したがって §4.(16) 式についていえばループ導線には最初から差の起電力 (8 字形特性起電力) e だけしか加わらないのであって、この点裸のループの場合のように両起電力 $NE_{bb}h$ および $NE_{aa}h$ が常にループ導線に加えられており、出力端子において初めて差の起電力 e が得られるのとは異なっている。

§10. 変位電流効果

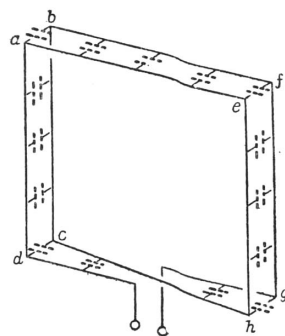


図 23 変位電流効果

2 回巻き以上のソレノイド形空中線においては上記空中線効果のほかに変位電流効果 (displacement current effect) と呼ばれるところの今 1 つの誤差原因が存在する。これは図 23 に示すように一般にループ巻線間には微少な漂遊容量が分布しているために正規のループ $aehd$, $bfgc$ のほかに $abcd$, $efgh$ などの仮想的な閉回路が形成され、それぞれループ空中線としての働きをする現象である。その場合これらの仮想ループは正規のループと直角な方向を向いているので、その指向特性もまた正規の8字形と直交した8字形となり、両者の合成指向特性は図 24 に示す通りになる。たとえば正規ループを直接バリコンで同調する場合であれば仮想ループ (そのリアクタンスはおおむね容量的) は非同調のまま残るから、両ループを流れる電流にほぼ 90° の位相差が生じ、結果は (a) 図のようになる。すなわち最小感度方向はずれないが、消音は不鮮明になる。そのほかの位相差に対しては一般に最小感度方向に誤りが生じ、(b)(c) 図に示すように合成指向特性は全体として傾いた8字形となる。またいまの場合には前の空中線効果と異なり、最小感度点は常に互に正反対方向にある。

(b)(c) 図に示すように合成指向特性は全体として傾いた8字形となる。またいまの場合には前の空中線効果と異なり、最小感度点は常に互に正反対方向にある。

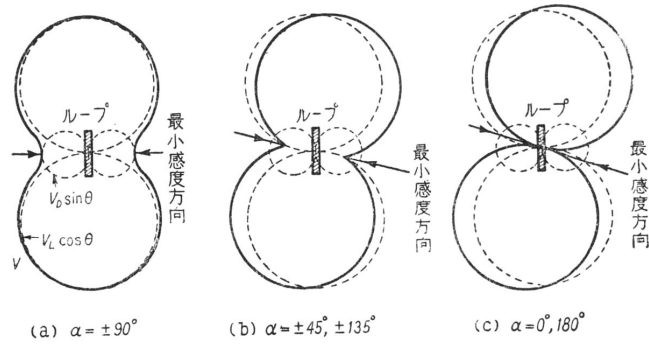


図 24 変位電流効果を含むループの受信特性 ($\frac{V_D}{V_L} = \frac{1}{3}$)

変位電流効果に基く誤差は次のように概算される. すなわち本来のループ受信電圧を $V_L \cos \theta$ とすれば変位電流効果による受信電圧はこれと直交する 8 字特性として $V_D \sin \theta$ の形に表わすことができる. したがっていま両者の位相差を α とするとき, 合成電圧 V は

$$V = \sqrt{V_L^2 \cos^2 \theta + 2V_L V_D \cos \theta \sin \theta \cos \alpha + V_D^2 \sin^2 \theta} \quad (45)$$

によって与えられ, 上式から $\frac{dV}{d\theta} = 0$ の根として最小感度方向を求めれば, 誤差として

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \left| \tan^{-1} \left(2V_L V_D \cos \frac{\alpha}{V_L^2 - V_D^2} \right) \right| \quad (46)$$

なる表式が得られる. また同方向での V の値は

$$\left. \begin{aligned} V_{\min} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V_L^2 + V_D^2 - \sqrt{V_L^4 + V_D^4 + 2V_L^2 V_D^2 \cos 2\alpha} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong |V_D \sin \alpha| \quad : \quad V_D \ll V_L \quad \text{のとき} \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

と計算され, 消音比は空中線効果においてと同じ形 $\left| \frac{V_L}{V_D \sin \alpha} \right|$ になる.

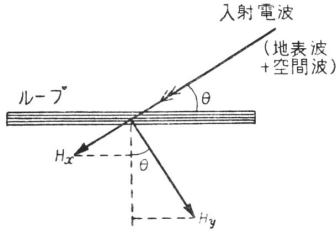
変位電流効果を避けるためにはループを 1 回巻きとすればよいが, そうでない場合にはループ巻線間容量をなるべく少なくするような特別な配慮が必要である. たとえば平巻形ループはその形状から明らかのようにこの効果には無関係である. しかしこの種のループはその反面空中線効果が大きくなるので平巻き形とソレノイド形との混合形のようなものもしばしば用いられる. また遮蔽ループ空中線は前節 (vi) 項に述べた通り受信機構がループ導線垂直部分よりの pick-up に無関係であるから, いまの場合も有効な対策となる.

§11. 偏波効果

中波帯における無線方位測定は無線通信の初期の頃から既に行われていたところであるが, 1つの奇妙な現象として夜間になると絶え間なく消音が不鮮明になったり, 測定方位が変動したりすることが数多くの人々によって経験され, このような現象は**夜間効果** (night effect), またその際に生じる誤差は**夜間誤差** (night error) と名付けられた. ところがその原因については当時は電離層および電波伝播に関する知識が貧弱であったために, 久しい間不明のまま残され, 1921年に至って初めて T. L. Eckersley により斜上方から到来する空間波の水平偏波成分に由来するものであることが指摘された. この推論はその後多くの研究者によって理論的・実験的に確められており, それと同時に短波帯では昼夜を問わず方位変動が認められること, 航空機に設置された垂下空中線その他の傾斜空中線から発射される電波の測定

方位にしばしば誤差の生じること*などもまた同じ理由に基く現象として明らかにされた．そこで現在これらの現象は総称して**偏波効果** (polarization effect), またこれに基因する誤差は**偏波誤差** (polarization error) と呼ばれている．

偏波効果は次のように説明される．すなわち地表波のみを受信する場合には受信電波の磁界は一定の水平方向に振動しているから，ループ回転に伴い正確な8字形受信特性が得られるのに対し，受信電波が空間波を含んでいると，そのもつ特有の楕円偏波状態に応じた回転楕円磁界が重畳され，その結果全体としての受信指向特性は最小感度方向のずれや消音ぼけを含むかなりひずんだ形のものとなり，しかもその模様は空間波の偏波状態の変動につれて時々刻々変化するのである．



このことをいまいしく詳しく見るために図 25 においてループの回転軸を z 軸方向，電波の水平進行を x 軸正方向にとると (なお図 4 参照)，すでに §2. において若干計算した通り空間波を含む電波は一般に各方向の電磁界成分を有し，このうちループを切る磁束の総量として，

$$\Phi = \mu_0(H_y \cos \theta + H_x \sin \theta) \cdot NA \quad (48)$$

図 25 が得られる．上式は §4.(14) 式に対応するもので， H_x , H_y は §2.(11) もしくは (11)' 式により与えられる．したがってループ起電力 e の表式は (15) 式の代りに

$$e = -j \frac{2\pi NA}{\lambda} \left[\{E_G + (1 + \rho_V e^{-j\Delta} E_V)\} \cos \theta - (1 - \rho_H e^{-j\Delta}) E_H \cos i \sin \theta \right] \quad (49)$$

もしくはループ位置の高さ h が波長 λ に比べて十分小さく，また地球を完全導体に近いと見なし得る場合には

$$e \cong -j \frac{2\pi NA}{\lambda} [(E_G + 2E_V) \cos \theta - 2E_H \cos i \sin \theta] \quad (49')$$

となり，最小感度方向は $\frac{d|e|}{d\theta} = 0$ の根として一般に $\pm \frac{\pi}{2}$ とは異なった値となるほか，同方向での e の値も必ずしも零にならない．また上式からわかるように偏波効果の状況は地表波 E_G ，空間波の垂直偏波成分 E_V ならびに水平偏波成分 E_H の相互間の位相関係にも依存しているが，誤差を最大ならしめるような位相関係においては (上式中 [] 内の $\cos \theta$ および $\sin \theta$ の各係数が同位相もしくは逆位相のとき)

$$\varepsilon_{\max} = \tan^{-1} \left| \frac{H_x}{H_y} \right| = \tan^{-1} \frac{(1 - \rho_H e^{-j\Delta}) E_H \cos i}{E_G + (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) E_V} \quad (50)$$

ないし

$$\varepsilon_{\max} \cong \tan^{-1} \frac{|2E_H \cos i|}{|E_G + 2E_V|} \cong \frac{|2E_H \cos i|}{|E_G + 2E_V|} \quad (50')$$

となる．これは生じ得る最大誤差がほぼ $\cos i$ (i は空間波入射角) に比例している点で特徴的である (後の §13.(59') 式および §20.(78) 式参照)．さらに以上の諸式を吟味すれば明らかなように地表波と空間波との強度比いかんによって誤差は 0° から $\pm 90^\circ$ に至るまでのあらゆる値をとり得る．

(50) ないし (50') 式を要約するに，偏波誤差は一般に到来電波が次の 2 個の条件を同時に満たしている場合に生じるといえる．

- (i) 電波はループ空中線回転軸に対し斜方向から到来する ($i \neq 90^\circ$).
- (ii) 電波は水平偏波成分を含む ($E_H \neq 0$).

空間波に限らず，たとえば航空機の垂下空中線から地上に向けて発射される電波も上の条件を満たしていることは容易に了解されよう．偏波効果はループ方探に致命的な打撃を与えるもので，その対策について種々考えられているが (たとえば水平偏波成分受信を相殺するための補償用水平ループもしくは

*これは**航空機効果** (aeroplane effect) と呼ばれ，第 1 次世界大戦中フランスにおいて F. Adcock が，またエジプトにおいて T. L. Eckersley がそれぞれ独立に発見した．

水平ダブルト空中線の併用など), いずれも調整困難かないしは実施困難のために実用方探には採用されるまでに至っていない。したがってこの効果が避けられないような場合(たとえば長・中距離短波方探)には一般に次節以下に述べるアドコック空中線系ないし複合ループ空中線系が採用される。なお実際に経験される偏波効果については§59.a)において、またこの効果に伴うループ方探の適用可能範囲については§16.においてそれぞれ述べることにする。

パルス方探

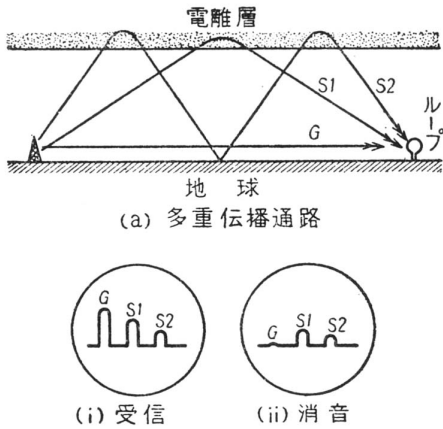


図 26 パルス方探

偏波効果の除去に関連して案出された特色ある方探方式としてここにパルス方探 (pulse DF) につき簡単に説明しておく。いまもし送信源から発射される電波が連続波でなく尖鋭なパルス電波(持続時間 0.3ms 程度以下)であれば、図 26(a)に見られるように空間波は地表波より長い通路を経て受信点に到達する関係上、地表波 G, 1回反射空間波 S₁, 2回反射空間波 S₂ などがおおの分離されて受信できるはずである。したがってこのようなパルス電波を一定の繰返し周期をもって発射し、受信の際にはこれを通常の方法でブラウン管螢光面上に同期指示すれば(b)図(i)のような影像が得られるから、ループ回転に伴う地表波 G だけについての消音位置を見出すことができる。パルス方探方式は夜間効果、横ずれ (§59.) などに基く誤差を除去する上に極めて有用ではあるが一方特別な送信波を必要とする

こと、占有周波数帯域幅が広がること、またそのために他局との干渉が増大し、S/N 比も悪くなることなどの短所を持っている。そのほか送受信点間の距離が増大するほど地表波と空間波との時間差は小さくなり、両者の分離が困難となる。なお本方式は 1932 年イギリスで T. L. Eckersley, S. B. Smith により発案され、それとは独立にドイツにおいても H. Plendl が研究し、1933 年から 1934 年にかけて実験を行っているが、現在ではまだ電離層研究用としての利用程度に止まっている。

[B] アドコック空中線

§12. 受信特性

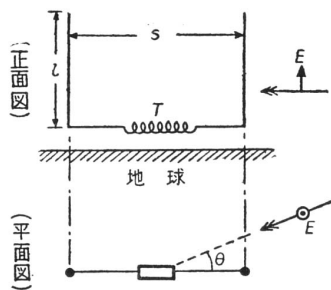


図 27 アドコック空中線

全く同一で、ただいまの場合は同式の h の代りに各垂直空中線の実効高 H_e を用いなければならない点が異なっているだけである。すなわちコイル T に誘起される起電力は

$$e = -2jh_e \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos\theta\right) E_0 e^{j\omega t} \quad (51)$$

となり、さらに間隔 s が波長 λ に比べて小さければ前の (17) 式と同様

$$e \cong -j \frac{2\pi h_e s}{\lambda} \cos\theta \cdot E_0 e^{j\omega t} \quad (52)$$

なる近似が成立する。しかし一般にアドコック空中線においては波長 λ が間隔 s と同程度の大きさ位の短い波長領域においても使用されるから、もとの (51) 式の方もまた受信特性を規定する基本式として重要である。以下上記の両式に関連してループ空中線の場合と同様の考察を行って見よう。

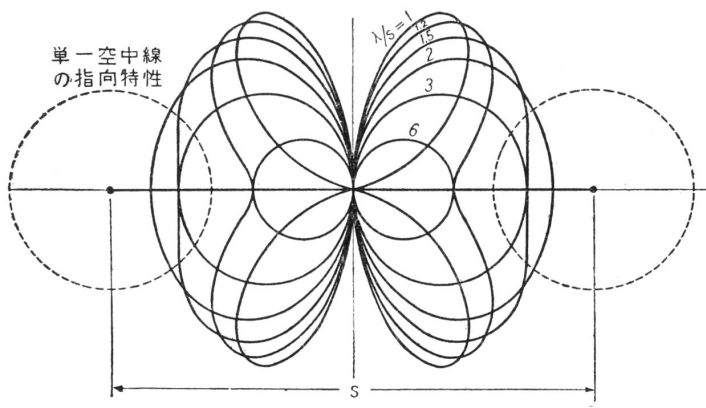


図 28 アドコック空中線の受信指向特性

(i) 指向特性 図 28 は $\frac{\lambda}{s}$ をパラメータとする指向特性 $\sin(\pi s \cos \frac{\theta}{\lambda})$ を示したもので、図で見られるように間隔 s が小さい間は大体 8 字形特性を示すが、 s が $\frac{\lambda}{2}$ に近づくとつれてその形は扁平となり、 $\frac{\lambda}{2}$ を越えると最大感度方向が凹み始め、 s が 1 度 λ に等しくなると 90° を隔てていま 1 対の消音点が現われる。したがってアドコック空中線の間隔 s は目的とする電波（地表波）の波長より必ず短くなくてはならない。たとえばわが国の電波管理局設置の陸上用短波方探 KS-282 形に採用されているアド

コック空中線系は 1.5~10Mc 帯 ($\lambda:30\sim200\text{m}$) に対して高さ $l = 4\text{m}$ 、間隔 $s = 12\text{m}$ 、9~30Mc 帯 ($\lambda:10\sim33\text{m}$) に対して高さ $l = 3\text{m}$ 、間隔 $s = 4\text{m}$ のかご形空中線から成っている。

以上のほか測定方位の 180° の不確定、したがってそれに伴う単向決定操作 (§17.) の必要性もループの場合と同様である。

(ii) 実効高 (51)(52) 式から明らかなようにアドコック空中線の実効高は $\theta = 0, \pi$ 方向に対してループ空中線と同様の式

$$h_{eA} = 2h_e \sin \frac{\pi s}{\lambda} \cong \frac{2\pi h_e s}{\lambda} \tag{53}$$

によって与えられる。通常高さ l の垂直空中線の実効高 h_e は共振条件下において $\frac{2}{\pi}l$ 、負荷コイルを通じて同調をとるときにはほぼ $\frac{1}{2}l$ に等しいから、上の (53) 式をループの場合の (18) 式 (1 回巻き、 $N = 1$ とする) と比べて見ると、同じひろがりをもつ空中線系であればアドコックの実効高はループの 50~60% 程度にまで低下することがわかる。 h_e 、したがって h_{eA} を増す目的では種々の頂部負荷空中線が考えられており、また実際にも使用される。たとえば T 形空中線、傘形空中線、車輪状、円盤状、球状などの頂部構造を有する空中線などがそうで、これらはいずれも実効高 H_e が 0.6~1.0 l 程度に増大するほか、広帯域にわたり様な受信特性が得られること、対大地容量が大きくなるので (iv) 項に見るように pick-up factor が改善されることなどの利点を有している。

(iii) 輻射抵抗、位相特性などについてはループ空中線の場合と同様のことがいえる。ただし前者は短波のアドコックにおいては必ずしも中波帯におけるループのように小さくはない。

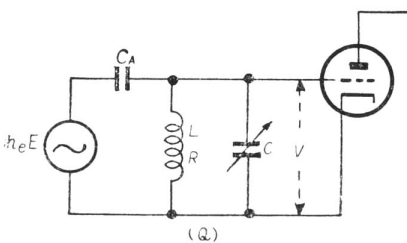


図 29 直接同調形垂直空中線入力等価回路

(iv) pick-up factor アドコック空中線回路の出力端子電圧 V_A はおのおのの垂直空中線によるものの差として現われるのであるから、当然その pick-up factor p_A も単一空中線に対する p を用いて

$$p_A = 2p \sin \frac{\pi s}{\lambda} \cong \frac{2\pi s}{\lambda} p \tag{54}$$

なる関係式により算出することができる。ここには最も基本的な例として各空中線の負荷コイル L に直接並列バリコン C を結合して同調をとる場合を考えて見よう (なおアドコック空中線系においては両垂直空中線の受信特性を完全に揃えなくてはならないので、特性の周波数変化が急激となる同調形空中線を使用することは困難で、もっぱら非同調形が使用されるが、これについては §27. において論じる)。垂直空中線は大体において対大地容量 C_A を基本とするキャパシタンス回路と見なされるから、

その等価回路は図 29 のように表わすことができる。したがってこのときの同調条件 $\omega^2 L(C + C_A) \cong 1$ に対する pick-up factor p は簡単な回路網計算の結果、

$$p = \frac{V}{E} = \frac{C_A}{C + C_A} Q \cdot h_e \quad (55)$$

と求められ、多くの場合 C_A は数十ないし数百 pF 程度で 0 とほぼ同じオーダーかそれ以下であるから、大体において p 、したがって (54) 式によって P_A は C_A に比例して増大すると考えられる。 C_A を大きくするためには上に述べた種々の頂部負荷空中線のほか、導線の表面積を増す目的でもって筒状空中線、かご形空中線なども使用される。

§13. 偏波効果と標準波誤差

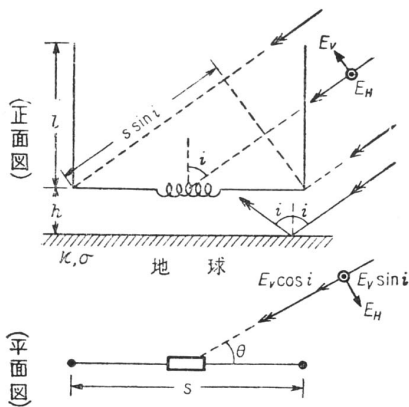


図 30 偏波効果

アドコック空中線においても大地面に垂直な電界成分だけを受信する分には問題はないが、図 27 に示された形のままでは水平饋電線部分が水平偏波成分を pick-up するので空間波に対する偏波効果はやはり避けられない。もっともこの場合の偏波効果はループ空中線の場合と異なって受信方式そのものに必然的に付随するものではないから、適当な方策さえ講じれば相当程度軽減できる性質のものである。しかしこの偏波誤差除去方式については次節にゆずり、この節では無修正のままのアドコック空中線における偏波誤差がどの程度に達するかを考察して見よう。

簡単のため到来電波は入射角 i の空間波のみとし、地表波成分は存在しないものとする ($E_G = 0$)。アドコック空中線は中・長波帯ではあまり使用されず、短波帯における地表波は急速に減衰する

ことから見て、この前提はかなり一般的といえよう。このとき図 30 および第 1 章 §2.(10) 式により空中線系垂直部分に基く本来の誘起電圧 e_V は §12.(51) 式の代りに

$$e_V = -2jh_e(1 + \rho_V e^{-j\Delta}) \sin i \cdot \sin\left(\frac{\pi s \sin i}{\lambda} \cos \theta\right) \cdot E_V e^{j\omega t} \quad (56)$$

もしくは、 $s \ll \lambda$ のときは (52) 式に対応して

$$e_V \cong -j \frac{2\pi h_e s}{\lambda} (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) \sin^2 i \cdot \cos \theta \cdot E_V e^{j\omega t} \quad (57)$$

と表わされる (上式中通路差として s のかわりに斜入射波に対する $s \sin i$ が適用されていることは注意しておく必要がある。すなわち入射角 i の電波に対するアドコック受信指向特性は $s > \frac{\lambda}{\sin i}$ に至って始めて 4 個もしくはそれ以上の最小感度点を有する)。次に水平饋電線部分については、その実効高は通常ほぼ s に等しいから、誘起電圧 e_H の表式は

$$e_H = s \{ (1 - \rho_V e^{-j\Delta}) \cos i \cdot \cos \theta \cdot E_V - (1 + \rho_H e^{-j\Delta}) \sin \theta \cdot E_H \} e^{j\omega t} \quad (58)$$

となる*。さて最小感度方向は上式から $|e_V + e_H| = \min$ によって定まるから、この場合に生じ得る誤差の最大値は

$$E_{\max} = \tan^{-1} \frac{|s(1 + \rho_H e^{-j\Delta}) E_H|}{\left| -j \frac{2\pi h_e s}{\lambda} (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) \sin^2 i \cdot E_V + s(1 - \rho_V e^{-j\Delta}) \cos i \cdot E_V \right|} \quad (59)$$

*以上の諸式を通じて直接波と大地反射波との通路差に相当する位相差 Δ は §2.(12) 式に与えてある通り空中線高 h を含んでいる。いまの場合この h はアドコック空中線系の空間的なひろがりについての適当な平均値もしくは近似的なある値とする。たとえば (56)~(58) 式を通じて水平饋電線部分の高さ h (図 30 参照) をもってそのおおよその値と考えてもよい。

もしくは大地が完全導体に近く、空中線高 h が波長に比べて小さいときには、§2.(13) 式を用いて

$$e_{\max} \cong \tan^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi h_e} \left| \frac{\cos i}{n \sin^2 i} + j \frac{2\pi h}{\lambda \sin i} \right| \cdot \left| \frac{E_H}{E_V} \right| \right\} \quad (59')$$

と与えられる。

(59') 式とループ空中線の場合の式 (50') とを比較して見ると興味ある事実がわかる。すなわちループ空中線の偏波誤差 ε_{\max} は $\cos i$ に比例していたのに対し、アドコック空中線にあつては $\frac{\cos i}{\sin^2 i}$ および $\frac{1}{\sin i}$ なる因子の形で影響を受ける。したがって $i \ll \frac{\pi}{2}$ のとき、つまり高い仰角から下降してくる空間波に対しては、アドコック空中線の方が却って大きい偏波誤差を与えることがわかる。またループ空中線の偏波誤差は空中線の地上高、大地の電気性質などにほぼ無関係であったのに対し、アドコック空中線では $\frac{h}{\lambda}$, $\frac{1}{n}$ などの因子を通じてこれらに左右され、特に水平饋電線部分の高さ h が波長 λ に比べて十分小さく、同時に大地を完全導体と見なし得るような場合には偏波誤差は存在しない。このことは水平饋電線部分の大地表面に関する鏡像を考えて見れば、両者を流れる電流が打ち消し合うことから容易に了解されよう。

一般に偏波効果は空間波の偏波状態ならびに入射角のいかんによって種々様々の状況を呈するはずであるから、一定の空中線系についての偏波誤差を云々する場合にはそれらの条件を一々明記する必要がある。このことは異なる空中線系相互間の偏波効果に対する優劣を論じるに当ってはなほ不便を伴うので、1935年 R. H. Barfield は標準波 (standard wave) および標準波誤差 (standard wave error, 略して SWE) または単に標準誤差 (standard error) なる概念を提唱し、現在広く使用されている。まず標準波というのは入射角 $i = 45^\circ$ 、偏波角 $\psi = 45^\circ$ (したがって §1.(7) 式により $|E_V| = |E_H|$) の電波で、垂直・水平両偏波成分の位相関係は丁度空中線系の垂直・水平两部分への誘起電圧 (厳密に言えば正しい方位を与える正規の誘起電圧と偏波誤差の原因となるその他の望ましくない誘起電圧) が同位相になるように保たれているものをいう。標準波誤差というのはこの標準波を受信測定するとき生じる誤差のことで、以下 ε_s で表わすこととしよう。上述のことは逆にいえば、標準波誤差とは入射角 $i = 45^\circ$ 、偏波角 $\psi = 45^\circ$ の電波において生じ得る偏波誤差のうちの最大値であり、標準波とは E_V と E_H との間の位相関係が丁度この最大誤差値を与えるようになっている電波に他ならない。したがって標準波は一般に楕円偏波であり、その偏波状態はそれぞれの空中線系の構造、大地の性質などに応じて異なっている。たとえばループ空中線に対する標準波は $\psi = 45^\circ$ の直線偏波であり、標準波誤差は受信周波数、大地の電気的性質などにほとんどかわりなく、(50') 式により ($E_G = 0, |E_V| = |E_H|, i = 45^\circ$ とおいて)

$$\varepsilon_s \cong \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{2}} = 35.3^\circ \quad (60)$$

と求められる。一方アドコック空中線に対する標準波誤差は (59') 式により

$$\varepsilon_s \cong \tan^{-1} \left(\frac{\lambda}{\sqrt{2}\pi h_e} \left| \frac{1}{n} + j \frac{2\pi h}{\lambda} \right| \right) \quad (61)$$

なる表式で与えられ、一例として垂直部の長さ $\ell = 24\text{m}$ (実効高 $h_e = \frac{\ell}{2} = 12\text{m}$)、水平饋電線部分の高さ $h = 0.5\text{m}$ の空中線系の $x = 10$ 、 $\sigma = 10^{-2}\text{U/m}$ なる湿土上における標準波誤差を求めて見ると、1Mc 波に対して 24.8° 、4Mc 波に対して 14.9° となる。

§14. アドコック空中線の諸方式

前節に述べたようになんらの補正方策をも施していないアドコック空中線の偏波誤差はかなりの程度に及ぶので、これについての対策は古くから多くの人々によって種々考えられてきている。以下に述べるのはその代表的なものであるが、偏波効果はこれを完全に除去することはなほ困難で、実用的には通常数度以内の標準波誤差が目標とされる。

a) 饋電線遮蔽方式 偏波効果を防ぐ最も直接的な方法としては図 31(a) に示すように水平饋電線部分を金属管で遮蔽することが考えられる。しかしすでに F. Adcock が予想したように、単に遮蔽しただけのものであれば遮蔽管自体が入射波の水平偏波成分に対して 1 個のダイポール受信空中線となり、その再輻射電界中の大地面に垂直な成分がアドコック垂直部分に pick-up されるので、やはり偏波誤差が発生する。しかもこのような再輻射電磁界は入射波電磁界とほぼ相殺し合うほどの強度をもって現われるから、全体としての偏波効果はなんら改善されない。その他周波数が高くなるに従って、遮蔽金属管と空中線垂直部との間の静電結合もまた無視できない誤差原因となる。

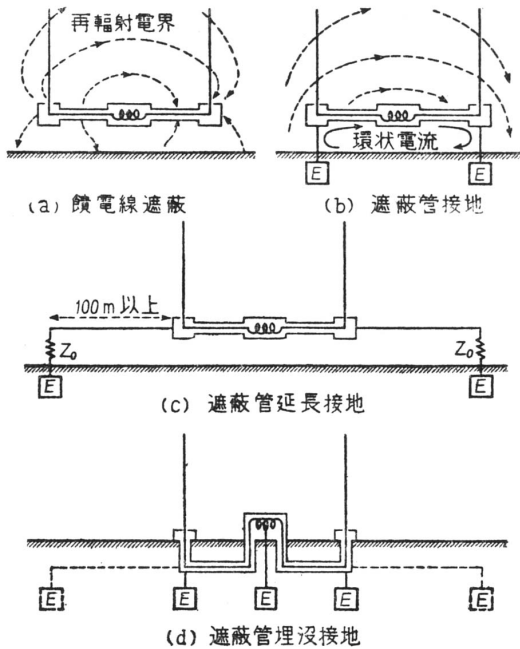


図 31 饋電遮蔽方式

饋電線埋没方式というのは上の方式をさらに発展させたもので、(d) 図に示すように金属遮蔽された水平饋電線を地下数 m の深さに埋没接地する方法である。この場合上の (c) 図の方式にならって接地導線を延長接地すれば (図の破線) さらに良好な結果が得られ、本方式は導電度の良い土地においてはかなり実用的である。しかしこれとても大地が完全導体でない限りはある程度の強さの電波が大地内に浸透するので若干の偏波効果は避けられず、従来の測定実験によれば標準波誤差は通常の大地において 6 ~ 7° に達する。

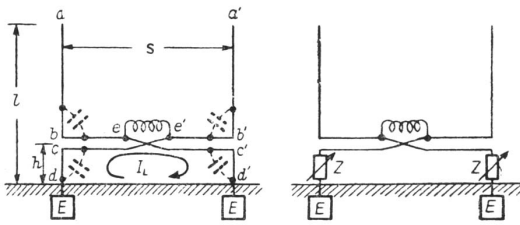


図 32 平衡形アドコック方式

ている。その第 1 は空中線系の上半分 $abee'b'a'$ 回路のインピーダンス Z_1 と下半分 $dce'ed'd'$ 回路のインピーダンス Z_2 とが一般に異なる値をもつことに由来するもので、このような回路不平衡に基き ee' コイル内には入射波の水平偏波成分によってほぼ

$$I_H = \frac{e_H}{Z_1} = \frac{e_H}{Z_2} \quad (62)$$

だけの残留電流が誘起される。ここに e_H の表式は (58) 式に与えた通りである。一方垂直偏波成分による ee' コイル内誘起電流 I_V は、垂直空中線部分 $abee'cd$ ないし $a'b'e'ed'd'$ 回路の全インピーダンスを Z_a

以上の難点为了避免するためには (b) 図に示すように遮蔽金属管の両端を接地しておけば一応は良さそうにも思われる。ところが実験の示すところによればこの接地を行っても偏波誤差は $\frac{1}{2}$ ないし $\frac{3}{4}$ 倍程度までしか減らない。この場合誤差が完全に消去できない原因は主として遮蔽管、接地用導線ならびに大地によって形成される閉回路の影響によるものとされている。すなわちこのような閉回路が受信ループ空中線としての役割を果し、その再輻射電磁界が空中線垂直部に pick-up されるわけである。この点をさらに改善するために (c) 図に示すように接地用導線を遠くにまで延長して垂直部分との電磁的結合を少なくする方法が考えられており、接地端において遮蔽管の対大地波動インピーダンスに等しい抵抗 Z_0 を接続すれば遮蔽管上には常に進行波電流だけが流れていることになって理論的には誤差が消去されるはずであるが、実際上はインピーダンス整合条件の周波数変化、大地の不均一性、その他の好ましくない影響が派生するので実現困難な場合が多い。

b) 平衡形アドコック方式 入射電波の水平偏波成分を受信しないようにする方法としては前項の饋電線遮蔽方式のほかに図 32(a) に示すような構造の空中線系が考えられる。すなわち水平偏波成分によって両水平饋電線部分に誘起される電圧はこの場合互に打ち消し合う方向に ee' コイルに働くから、同コイルから取り出されるのは垂直空中線による電圧だけとなるはずである。ところがこのままの形では 2 つの重要な誤差原因が必然的に付随し

とするとき、(56) 式もしくは(57) 式による e_V 表式を用いて

$$I_V = \frac{e_V}{Z_a} \quad (63)$$

と与えられる。したがっていまの場合の最小感度点は $|I_h + I_V| = \min$ によって定まり、§13. におけると同様にして標準波誤差は

$$\varepsilon_s \cong \tan^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi h_e}} \left| \left(\frac{Z_a}{Z_1} - \frac{Z_a}{Z_2} \right) \left(\frac{1}{n} - j \frac{2\pi h}{\lambda} \right) \right| \right\} \quad (64)$$

と概算することができる。

第2の誤差原因は空中線系の下半分と大地とから成る閉回路 $dce'ec'd'd$ による pick-up である。いまこのループ面に垂直な方向の磁界成分 H_i を求めて見ると、§2.(11) 式により

$$H_i = \frac{1}{120\pi} \left\{ (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) E_V \cos \theta - (1 - \rho_H e^{-j\Delta}) E_H \cos i \cdot \sin \theta \right\} \quad (65)$$

であるから、§4. におけると同じくループ誘起電圧は

$$e_j \cong -j \frac{2\pi h s}{\lambda} \left\{ \overline{(1 + \rho_V e^{-j\Delta}) E_V} \cdot \cos \theta - \overline{(1 - \rho_H e^{-j\Delta}) E_H} \cdot \cos i \cdot \sin \theta \right\} \quad (66)$$

(ただし横線はループ面に関する平均値を意味する) となり、ループ回路の全インピーダンスを Z_i とすれば ee' コイルに流れる電流 I_L は

$$I_L = \frac{e_i}{Z_i} \quad (67)$$

によって与えられることになる。したがってこの電流分によって生じ得る誤差の最大値はいままでの諸例と同様にして

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\max} &\cong \tan^{-1} \left\{ \frac{Z_a}{Z_\ell} \frac{h \cos i \overline{(1 - \rho_H e^{-j\Delta}) E_H}}{(h_e \sin^2 i + h) \overline{(1 + \rho_V e^{-j\Delta}) E_V}} \right\} \\ &\cong \tan^{-1} \left\{ \frac{Z_a}{Z_\ell} \frac{h \cos i}{h_e \sin^2 i + h} \frac{E_H}{E_V} \right\} \end{aligned} \quad (68)$$

また標準波誤差は

$$\varepsilon_s \cong \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{2}h}{h_e + 2h} \left| \frac{Z_a}{Z_\ell} \right| \right) \quad (69)$$

と求められる。なお以上2つの誤差原因のほかに周波数が高くなると垂直空中線部分と水平饋電線部分との間の静電結合もまた無視できない影響を及ぼす。

平衡形アドコック方式 (balanced type Adcock system) と呼ばれるのは以上の偏波効果原因に対し、**図 32(b)** に示すように空中線系下半分回路内に上半分回路のインピーダンスと丁度平衡するに必要なだけのインピーダンスを挿入することによって上述(62) 式の Z_1 と Z_2 とが等しくなるようにするもので、これは同時にループ回路のインピーダンス Z をも増大させる結果となるので第2の誤差原因も相当程度改善される。平衡用インピーダンス Z としては、もし空中線系の共振波長が受信電波の波長に比べて小さければ空中線回路の容量のオーダのコンデンサで十分であるが、広い周波数帯域にわたって平衡を保つためには C のほかに L , R などの素子を併用することも必要である。しかしいずれにせよ空中線回路は分布定数回路であるから、これを LCR の組合せによる集中定数回路を用いて一定の周波数帯域全体にわたり完全に平衡させることは不可能である。またある周波数に対して第1原因による誤差を消去できたとしても第2原因による誤差は必ず残るから、本方式においてはこれをできるだけ小さくするために水平饋電線部分の高さ h を低くすることが望ましい。ただしあまり低くしすぎると今度は饋電線と大地との間の容量が増して、平衡用インピーダンス Z を流れるべき電流がこの容量を通じて接地されてしまう恐れが生じるので注意を要する。

最後に標準波誤差値の一例として垂直部分の高さ $l = 24\text{m}$ ($h_e = 12$)、水平饋電線の高さ $h = 2\text{m}$ のアドコック空中線に 120pF の平衡用コンデンサを挿入した場合を考えて見よう。いま ee' コイルをも含め

た $dce'ec'd'd$ 閉回路のインダクタンスを $60\mu\text{H}$ とすると、 1Mc 波に対するインピーダンス Z_ℓ は約 2300Ω 、一方同周波数における垂直空中線のインピーダンス Z_a を約 1000Ω とすれば標準波誤差 ε_s は (69) 式により約 4.5° となる。これに対してもし平衡用コンデンサを挿入しなければ Z_ℓ は約 380Ω で、同じく (69) 式により ε_s は約 25° と計算されるほか、(64) 式に与えた上下回路の不均衡に基く誤差がこれに加わって現われる。

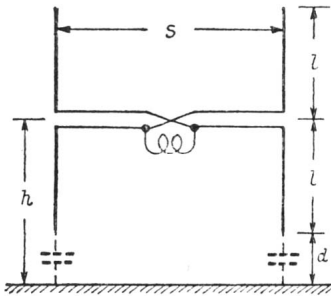


図 33 H 形アドコック方式

c) H 形アドコック方式 H 形アドコック方式というのは図 33 に示すように上下対称な H 形構造の空中線を地上から浮かして設置するものである。この形の空中線は大地からある程度以上離れた高い位置において使用する際には偏波誤差が非常に小さいが、空中線下端の地上高 d が低くなると共に大地との間の静電結合が無視できなくなり、前項に述べたと同じ性質の誤差が発生する。また R. H. Barfield によればその場合の標準波誤差は前の (64) 式を基準形と見なして

$$\varepsilon_s \cong \tan^{-1} \left(\frac{\lambda}{\sqrt{2\pi h_e}} \left| \frac{1}{n} + j \frac{2\pi h}{\lambda} \right| \cdot F \right) \quad (70)$$

のように書くことができる。ここに F は空中線系の上下間非対称性の影響を表わす因子で、図 34 は実験的に定められた値を示す。図示のように F の大体の値は垂直ダイポールの一半の長さ l と空中線下端の地上高 d との比によって定まり、大地の導電率 σ はほとんど関与しない。一例として $x = 10$, $\sigma = 10^{-2}\text{U/m}$ の湿土上 $h = 15\text{m}$ の高さに設置された $l = 12\text{m}$ ($h_e = \frac{l}{2} \times 2 = 12\text{m}$)、したがって $d = 3\text{m}$ のアドコック空中線をとると、 1Mc 波に対する標準波誤差は約 7° となる。

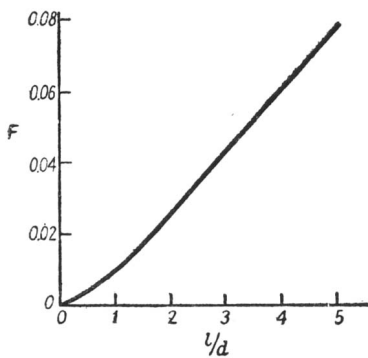


図 34 (70) 式中の F 因子

アドコック空中線の場合には特に標準波誤差の概念の有効範囲について注意が必要である。すなわち水平饋電線部の高さ h が $\frac{\lambda}{4}$ 程度もしくはそれ以上になると、直接波と大地反射波とで作られる干渉縞によって垂直面内受信指向特性は 2 個もしくはそれ以上の side lobe を有するようになるので、入射角 45° の電波についての状況から一概に他の入射角の電波についての状況を推定することはできない。このような場合には単位入射電界強度に対する空中線系水平部分ならびに垂直部分のそれぞれの最大誘起電圧の比をもって偏波効果の尺度とする方がより実状に即している。この比は **pick-up ratio** と呼ばれ、ないしはこの比の \tan^{-1} 値のことを **horizontal wave error** と称するが、後者は定義から明らかなように自由空間内における標準波誤差にはか

ならない。なおアドコック空中線以外の空中線系でも使用周波数が高くなれば同様のことがいえる。

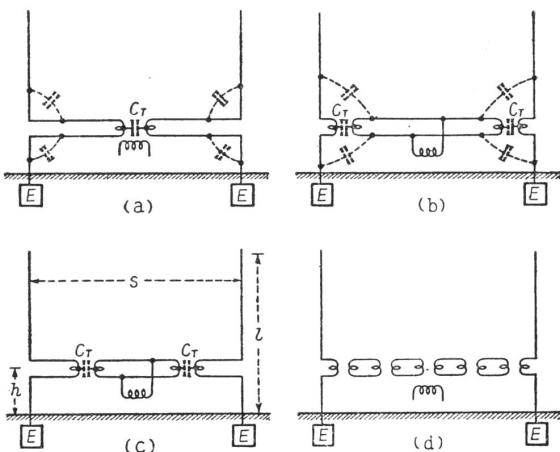


図 35 変成器結合形アドコック方式

以上のほか本方式においては通常空中線を支持する金属柱が付随するので、これとダイポール下半分との間の静電結合による上下間の不平衡や、入射電波が金属柱内に誘起する電流（特に大地と水平な電流成分）による再輻射電磁界の影響も偏波誤差の重要な原因となる。

d) 変成器結合形アドコック方式 変成器結合形アドコック方式というのは図 35 に示すように、垂直空中線部分と水平饋電線部分とを変成器を通じて、磁気的に結合することによって空中線系下半分閉回路のインピーダンス Z_ℓ を増大させる方法である。この場合 (a) 図の方式においては b) 項に述べた空中線系の上半分回路と下半分回路との間の不平衡による誤差原因が

依然として存在するので、これを避けるために (b) 図のような結合方式がとられる。また (c) 図は変成器位置が垂直空中線部から中央寄りに離れており、垂直・水平両導線間の静電結合を減少させる目的に

沿うものである。実験によればこれらの結合方式において偏波誤差に最も影響を与えるのは、変成器の1次側と2次側との巻線間漂遊容量 C_T を通じて空中線下半分閉回路を流れる電流である。したがって C_T をできるだけ小さくするために両巻線間に静電遮蔽を施すとか、あるいはさらに進んで (d) 図に示すように数個の変成器を連鎖状に連結するとかの方法が考えられている。

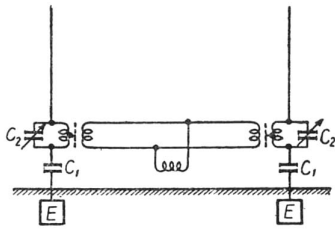


図 36 balanced-coupled type

標準波誤差については b) 項 (69) 式に与えたのと本質的に変わらない。たとえば (b) または (c) 図に示す結合方式において $l = 24\text{m}$ ($h_e = 12\text{m}$), $h = 2\text{m}$, $Z_0 = 1000\Omega$ とし、また各変成器の巻線間容量を $C_T = 60\text{pF}$ とすれば 1Mc 波に対して $Z_l = \frac{2}{\omega C_T} \cong 5300\Omega$, したがって $\varepsilon \cong 2^\circ$ となる。このように本方式は前の平衡形に比べてある程度標準波誤差は少いといえるが、その反面 pick-up factor は変成器結合部分における損失のために若干低下する。

e) 諸方式の複合形 上記の諸方式は単独で用いられることもあるが、2つないしそれ以上を組み合わせた方式も種々試みられ、また実用化されている。たとえば図 36 は平衡形と変成器結合形とを組み合わせたもので **balanced-coupled type** と呼ばれる。この形の空中線系につき R. H. Barfield および R. A. Fereday の行った実験例は $f = 150 \sim 400\text{kc}$ の中波帯用として、60ft 長の 8 本の導線を直径 4ft の円周上に 4 間隔に配列したかご形空中線を約 100m の距離を隔てて設置したもので、実測によればそれぞれの空中線の対大地容量は 510pF (1 本導線のみときは 130pF), また空中線系の pick-up factor は 3~5m (1 本の導線のみときはこれの約 $\frac{1}{4}$ 程度) であった。したがってこれに対応して平衡用コンデンサ C_1 は約 500pF とし、微細調整用バリコン C_2 は最大約 30pF のものを使用している。また変成器結合の部分は静電遮蔽を施すことによってその巻線相互間容量を約 10pF 程度にまで減少させる。このようにした結果標準波誤差は 170kc において 1° 以下と測定されている。

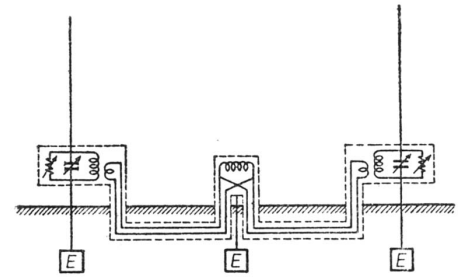
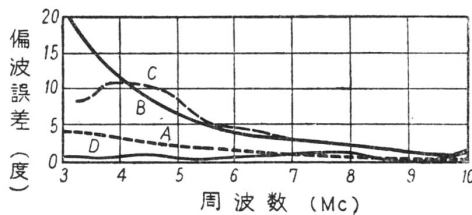
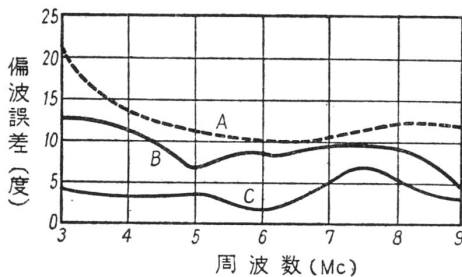


図 37 transmission line type

図 37 は変成器結合形と饋電線埋没形を組み合わせた方式で、**transmission line type** と呼ばれる。図中垂直空中線基部の変成器巻線に並列に結合してある可変抵抗およびバリコンは、両垂直空中線間の不平衡を振幅ならびに位相の両者についてそれぞれ調整するためのものである。この方式もかなり良好な成績を示し、アメリカの Bureau of Standards の無線標識局に採用された。



(a) 良導体大地 (Slough, $\sigma = 3.3 \times 10^{-2} \text{ } \Omega/\text{m}$) 入射角 79° 偏波角 75°



(b) 不良導体大地 (Martlesham $\sigma = 1.1 \times 10^{-3} \text{ } \Omega/\text{m}$) 入射角 85° 偏波角 84°

図 38 アース・マット使用による偏波誤差の除去

§15. アース・マット

偏波効果を除去するための有力な手段としては前節に列挙したような空中線系そのものの構造の改良のほかにはアース・マット (earth mat) の使用がある。これは受信空中線設置場所の地表面上に金属導体板もしくは継ぎ目をよくはんだ付けした導線網を敷く方法で、地上高の低いアドコック空中線に対して無限大のひろがりをもつ金属板をアース・マットとして使用すれば、理論的には偏波誤差が完全に消去されるはずである。実際上使用される有限のひろがりのマットについては、大地の導電率如何にかかわらず偏波誤差が 1° 程度以内におさまるためにはマット直径が約 4 波長以上でなければならず、それ以下の小さいマットの場合には周辺の接地その他に綿密な注意を払うことが必要である。またマットとして導線網を使用する際には、

実験測定によれば金属板と同程度の有効さを保つための網目の大きさは約 $\frac{1}{12}$ 波長程度の細かさであることが要求される。アース・マットは大地組成の不均一性、季節、天候による大地の電気的性質の変化などと無関係に偏波効果の防止に役立つので現在広く利用されているが、他面導電率の悪い土地で不注意にこれを使用するとマット自体による再輻射電磁界により却って偏波効果の増大を招く恐れがある。

図 38 はイギリスにおいて R. L. Smith-Rose および W. Ross が測定した偏波効果状況の一部で、まず (a) 図は湿地上に設置された高さ $l = 6.1\text{m}$ 、間隔 $s = 6.1\text{m}$ の饋電線埋設形 (地下 1.5m) アドコック空中線による測定結果である。図中の曲線 A はアース・マットを全然使用しない場合であるが、大地導電率が高いときにはこのままでもすでに良好な成績であることを示している。次に曲線 B は直径 31m、網目 0.3m 平方の導線網を地上 0.3m の高さのところに木製絶縁柱で支え、全体を大地から絶縁したままで測定した結果で、特に低い方の周波数で導線網再輻射の影響が著しい。曲線 C は同じ導線網を周辺 16 個所で接地した場合であるが (各点での接地抵抗は約 22Ω)、この程度の接地ではほとんど意味がないことを示している。曲線 D は接地箇所を周辺 48 個所および 15m 直径の中間円周上 32 個所 (接地抵抗約 45Ω) と増加した場合の測定結果で、全周波数帯にわたって偏波誤差は 1° 以内となる。したがってこれらの結果を見ると、良導体大地においてもマットの接地は確実に行わなければ却って有害な影響を招くことがわかる。

一方 (b) 図は砂地上に設置された高さ $l = 7.3\text{m}$ 、間隔 $s = 7.3\text{m}$ の饋電線遮蔽形アドコック空中線による測定結果で、曲線 A はマットを全然使用しない場合、曲線 B は直径 31m、網目 0.6m 平方の導線網を地上におき、周辺 60 個所において接地した場合を示す。この接地は直径 15cm、長さ 1m の錫引き鉄棒を埋めて行ったもので、おのおのの接地抵抗は約 900Ω であった。図に示された曲線を見ると導電率の低い土地でのアース・マットは余程大きなものでないかぎり必ずしも有効に働かないことがわかる。これを改良するためにここではマット周辺からさらに導線を放射状に展張する方法 (先端は接地せず) が考案されている。すなわち大地から絶縁された水平導線はその長さが波長の $\frac{1}{4}$ またはその奇数倍のときには共振して低い端子インピーダンスをもち、接地と同等の効果を有する。曲線 C は同上導線網の周辺から長さ 25m、16m、10.5m (したがって共振周波数はそれぞれ 3Mc、5Mc、7Mc) の導線をそれぞれ 36 本ずつ放射状に展張した場合の測定結果で、偏波効果はこれによってある程度減少するのが見られる。なおこの曲線の 7~8Mc 付近での偏波誤差があまり減らないのは導線網自体の共振周波数が 7.5Mc 付近にあることのためではないかと思われる。

§16. ループ・アドコック両空中線の適用可能範囲

以上見てきたようにアドコック空中線は、偏波効果に関しループ空中線にまさっているので、空間波が主要な成分を占めるような電波に対してはもっぱら使用される。一方地表波を主とする電波に対してはループ、アドコック共に適用可能であるが、長・中波帯のような低い周波数領域では感度の点から見てむしろループ方探の方が一般的である。

図 39 はループ方探ならびにアドコック方探の使用可能範囲の基準を示す図表で、難波捷吾、前田憲一、塚田太郎氏等により理論的ならびに実験的に推定されたものである。まず距離的に見ると、送信源近くの領域では地表波が優位を占めているのでループ方探が (したがってアドコック方探も) 可能であるが、昼間と夜間とを比較して見ると、夜間は使用可能領域がはるかに狭められる。これはすでに §3.b) に述べたように中波帯では夜間になると空間波が相当の強度をもって電離層から反射されてくるため、その強度に比べて地表波の強度が同程度かそれ

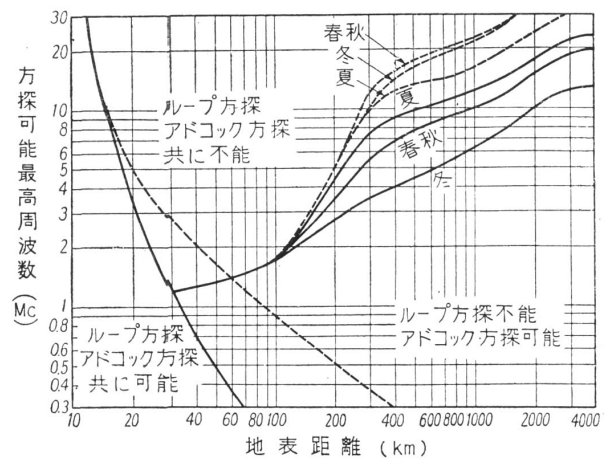


図 39 方探の使用可能範囲 [破線：昼間正午付近，実線：夜間日出前付近]

以下であればループ方探は不可能になってしまう。なおこの曲線は陸上传播の地表波を基としているから、海上伝播の場合には昼夜共図示よりも遠い距離までループ方探可能である。

次に同図を周波数について見ると周波数が高くなるほど地表波の減衰ははなはだしくなるので、ループ方探の適用可能領域もそれに伴って狭くなっている。また空間波が優位を占める領域、すなわちループ方探不能、アドコック方探可能の領域における適用可能な最高周波数は昼間の方が夜間より高く、季節的には昼間は夏-冬-春秋の順で、夜間は冬-春秋-夏の順で高くなっているが、これらは§3.c) に述べた短波の伝播特性と一致するものである。なおこの曲線部分は太陽黒点極大期を基準にとって定めてあるから、極小期に近づくに従って各曲線は全般的に押し下げられる。

最後にループ、アドコック共に方探不能の領域、特に地表距離数十 km から百数十 km の範囲にわたる曲線の谷間部分について若干触れておこう。この部分で方探が不能となる原因としては、まず第1に空間波が電離層を突き抜けてしまい、地表波も減衰ははなはだしいので十分な強度をもって受信されないこと（不感地帯）、第2に電波は受信し得たとしても短波帯においては概して伝播状態が不安定なために電界変動や方位変動がはげしいこと、第3に中距離伝播にあつては当然空間波の到来入射角 i が小さいのでアドコック空中線をもってしても偏波誤差が相当程度に及ぶこと (§13.(59') 式) があげられる。これらのうち第1の理由についてはともかくとして、第2の点についてはパルス方探の採用 (§11. の終)、第3の点については本章 [D] に述べる複合ループ空中線の使用などが考えられている。

[C] 単向決定用空中線系

§17. 単向決定の原理

一般にループ空中線ないしアドコック空中線の8字形受信特性は電波到来方向に関して180°の不確定を有し、これをいずれかに定めなければ方位測定が完了しないことはすでに本章の初めに述べた通りである。このような操作は**単一方向決定**、略して**単向決定**もしくは**センス決定** (sense determination) などと呼ばれ、通常ループないしアドコック空中線とは別個に無指向性の**垂直補助空中線**（これは**単向空中線**とも呼ばれる）を用意し、両者の出力を合成した受信特性を利用して行われる。なお以下は主としてループ空中線の場合を例にとって説明するものであるが、アドコック空中線についても同様である。

いまループの最大感度方向における出力電圧を V_L 、垂直補助空中線の無指向性出力電圧を V_S とし、両者が同位相（もしくは反対位相）で加わり合うものとするれば、合成電圧は

$$V = V_S + V_L \cos \theta \tag{71}$$

によって表わされる。図40はループ出力電圧 V_L を一定としたときの V_S の種々の値に対する合成指向特性を描いたもので、これらは**カージオイド形特性** (cardioid pattern) ないしは**ハート形特性** (heart shape pattern) の名で呼ばれている指向特性である。

図示の特性から明らかなように単向決定を含む方位測定操作は原理的には次の順序で行われる。すなわちまずループを回転して最小感度方向を測定すれば、その位置でのループ面は前に説明した通り電波の到来方向に丁度直角な方向にある。次に垂直補助空中線を添加することによって受信特性をカージオイド形に変えた後ループを左右に回転して見ると、回転方向によって感度の増大もしくは減少が生じる

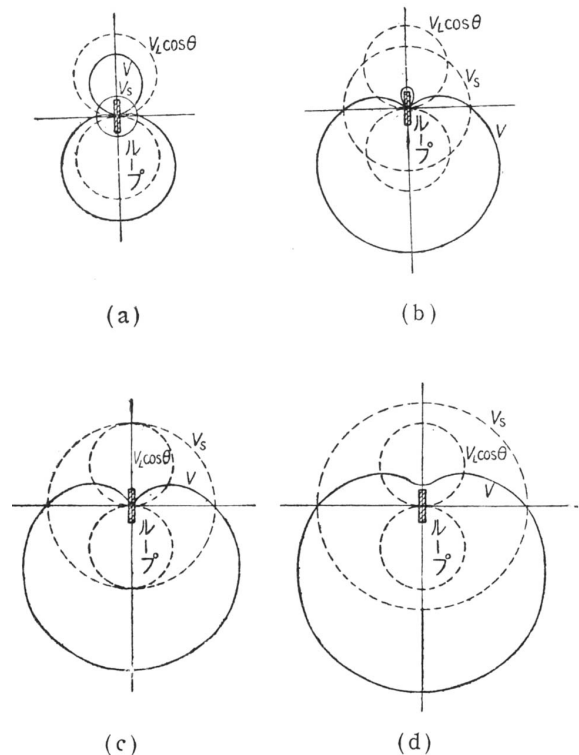


図40 単向決定用カージオイド形受信特性

か、ないしは±90°回転した位置においてのそれぞれの感度に大小 (V_S と V_L の和電圧および差電圧) の違いが認められるから、これによって測定方向の180°不確定をいずれかに定めることができる。なお実際の場合、ループを左右に90°回転するのは、はなはだやっかいで測定に手間どるので、別個に方採用ループに直交するいま1つの補助ループを設け (これは次章のBT方式に使用される直交ループとは異なる意味をもつ。同方式の場合には方採用搜索コイルのほかにこれを直交するいま1個の補助搜索コイルを付加することになる)、単向スイッチ添加と同時に方探ループ空中線回路がこれに切り替えられるようにする場合も多い。このようにすれば方向測定を行ったままでのループ位置 (最小感度位置) における補助ループは最大感度位置にあり、その結果これと垂直補助空中線との合成起電力はカージオイド特性の丁度最小感度 (もしくは最大感度) に相当するはずである。したがって補助ループ端子を単に反転切替えるスイッチ操作だけで単向決定を行うことができる。

以上のように方位の決定は必ず方向測定および単向決定の2段階を経て初めて完了するものであるが、当然の疑問として、もし最初からカージオイド特性、特に図40(c)のようなハート形特性の合成電圧を使用すれば、方位測定操作を1回で済ますことができるのではないかとの考えが起る。しかしこのような方式は

- (i) ハート形特性の最小感度点は尖鋭でないこと。
- (ii) 両出力電圧 V_S , V_L の位相を等しくするための調整を一定の周波数帯域にわたって精密に行うのは困難なこと。
- (iii) 周波数が異なれば V_S , V_L の相対比も異なり、したがって一般にカージオイド形特性の形状も変化すること。

などの理由によって精密な測定には適しない。

単向決定の際に比較すべき大小両電圧の比をデシベル値で表わした量 q は**単向の quality** と呼ばれ、単向決定が確実に行い得るかどうかの基準に用いられる。両電圧 V_S と V_L とは実際の場合必ずしも同位相 (または反対位相) と限らないから、いま両者の位相差を δ とすれば、定義により q は

$$q = 20 \log_{10} \frac{\sqrt{V_L^2 + 2V_L V_S \cos \delta + V_S^2}}{\sqrt{V_L^2 - 2V_L V_S \cos \delta + V_S^2}} \quad (72)$$

によって表わされる。表2は可聴式方探についての q の大体の目安を与えるもので、第3列は位相調整が完全に行われている場合に許容し得る振幅比の値、第4列は振幅調整が完全に行われている場合に許容し得る位相のずれをそれぞれ(72)式によって求めた結果である。

表 2

単向決定の能否	quality q	$\delta = 0$ のときの V_L/V_S または V_S/V_L	$V_L = V_S$ のときの $ \delta $
最悪条件下で可能	10db 以上	0.52~1	0°~35°
平均条件下で可能	3~10db	0.17~0.52	35°~70°
最良条件下で可能	1.5~3db	0.09~0.17	70°~80°
不可能	1.5db 以下	0 ~0.09	80°~90°

最後に実際に使用される垂直補助空中線について若干述べておこう。一般に垂直補助空中線はループの回転軸に沿って設置するのが原則とするが、もしループ近傍の適宜な場所に展張するのであれば、ループ導線にあまり接近しすぎて擾乱誤差を与えたり、あるいは反対にループ位置からあまり遠すぎて位相調整がやっかいになったりしないように注意を払う必要がある。たとえば船舶用中波方探においてこれを行う場合、普通ループ位置から2m以上数m程度の距離のところ展張される。また特殊な方法としては空中線効果除去対策としてのループ中性点接地用導線 (§9.(iii) 参照) をそのまま利用することによって垂直補助空中線を省略することもできる (次節図43参照)。そのほかBT方式アドコック空中線系で

は各垂直空中線の出力を相加的に合成してほぼ一様（円形）に近い受信指向特性を作り、これをもって垂直補助空中線に代えることも行われている（第3章 §23. の終り参照）。

§18. 単向決定用回路の諸方式

前節に述べた通り単向決定用カージオイド指向特性は垂直空中線とループ空中線との出力を同位相（または反対位相）で加え合わせることによって得られるものであるが、これを実現するに当っては本章 §4.(iv) 項に説明した位相関係に注意を払う必要がある。すなわち一般に単一空中線に誘起される起電力は電波と同位相であるのに対し、ループ（ないしアドコック）空中線においては 90° の位相差を有しているから、この両者をそのまま加え合わせたのでは単に消音点が不鮮明になるだけである (§8. 図 18(a) の受信特性)。そのためいずれか一方の位相を 90° だけずらした後に両者の合成を行うように考慮しなければならないが、以下にも例示するようにこのような位相調整は一定の周波数帯域にわたって一様に行おうとするとなかなかやっかいな問題で、特に短波帯以上の高い周波数帯においては空中線、饋電線などの各部分から不測の影響が加わって位相関係を混乱に導くことがしばしばある。しかし幸いにして我々の場合方向測定はループ空中線だけで行い、カージオイド特性は 180° の不確定の判別に対してのみ適用すればよいのであるから、前節の第2表に示した通り単向の quality はある程度低下しても許容される。以下に代表的な単向決定用空中線回路を列挙するが、説明に当りループ誘起電圧 e_L は垂直補助空中線誘起電圧 e_S よりも 90° だけ常に遅れているものとする。これはループ端子のとり方いかんに関係するもので、 90° だけ進んでいるとして取り扱っても同じことである。またさらに具体的な実例については第4章に掲げる諸例の中からも参照されたい。

(i) 高抵抗直列挿入方式 この方式は垂直補助空中線回路に数 $k\Omega$ またはそれ以上の高抵抗 R を直列結合することによって同回路のインピーダンスをほぼ抵抗性に保ち、誘起電圧 e_S とほぼ同位相の空中線電流 $I_S \cong \frac{e_S}{R}$ を得ることを基本とする方法で、次項 (ii) と共にイギリスのマルコニー会社で研究実用化され、現在広く使用されているものである。

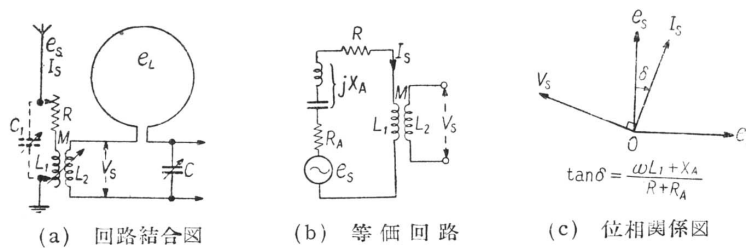


図 41 高抵抗直列挿入方式（同調ループ）

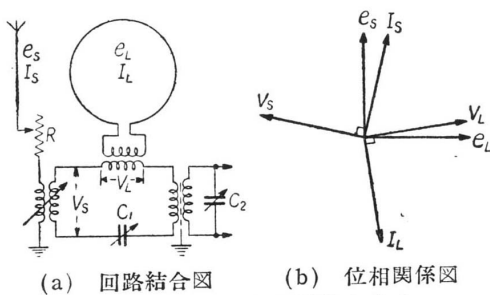


図 42 高抵抗直列挿入方式（非同調ループ）

まず同調ループの場合の例として図 41(a) に概略の回路結合図を示す。同図 (b) は垂直空中線部分の等価回路で、図中 R_A , X_A は空中線固有の抵抗およびリアクタンスを表わす。図において変成器 $L_1 L_2$ の 2 次側には電流 I_S （したがって e_S ）より 90° だけ位相の進んだ電圧 $V_S = j\omega M I_S$ が現われるから全体としてのベクトル関係図は (c) 図に示す通りとなり。挿入抵抗 R が十分大きくさえあれば V_S はループ起電力 e_L とほぼ同位相（ないし反対位相）にすることができる。なお抵抗 R および変成器結合 M を可変にすることによって垂直空中線出力電圧 V_S の振幅調整を行う。明らかにわかるようにこの方式は挿入抵抗 R を大きくするほど良好なカージオイド特性を与え、しかも完全な特性 ($\delta = 0$) は $\omega L_1 + X_A = 0$ を満たす特定周波数（共振点）に対してのみ得られる。したがって被変調波や空電のような帯域幅の広い電波に対しては R を高くする必要があるが、あまり高抵抗にしすぎると十分な出力 V_S が得られなくなる恐れが生じる。その

ほか短波帯においては位相の最終調整用として RL_1 と並列にバリコン C_1 を結合することもしばしば必要となる (破線)。

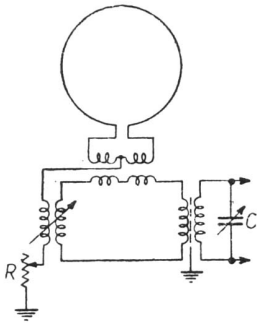


図 43 空中線効果の利用

つぎに図 42 は非同調ループ使用の場合で、垂直補助空中線回路については前と同様であるが、ループ空中線についてはつぎのようになる。すなわちループ回路はほぼインダクタンス回路であるから、ループ電流 I_L は誘起電圧 e_L よりも位相が約 90° おくれており、したがって変成器 2 次側には再び e_L とほぼ同位相の電圧 V_L が生じる。ただしいまの場合は (b) 図のベクトル関係にも示したように、ループ回路の導線抵抗の影響によって出力電圧 V_L はもとの起電力 e_L より若干位相が進むため、完全なカージオイド特性 ($\delta = 0$) は垂直空中線回路共振点よりやや (inductive な方向に) ずれた位置において得られる。

図 43 に示した例は回路構造としては上の図 42 と全く同一であるが、ただ §8. に述べた空中線効果を逆用して中性点接地用導線 (§9.(iii)) を垂直補助空中線の代りに採用している点で異なっている。

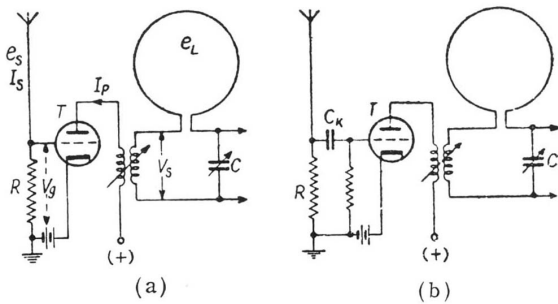


図 44 真空管結合方式

(ii) 真空管結合方式 この方式は原理的には図 44(a) に示す通りで前項の高抵抗直列挿入方式の拡張とみなすことができる。すなわち垂直補助空中線回路を流れる電流 I_S をできるだけ誘起電圧 e_S と同位相にするために直列抵抗 R として $100\text{k}\Omega$ 程度またはそれ以上の高抵抗を選ぶと当然その出力電圧が低下するので、これを増幅管 T を用いて増幅した後にループ電圧との合成を行おうとするものである。この場合 T の陽極電流 I_p は格子電圧 $V_g = RI_S$ (したがって e_S) と同位相であるから、図の回路は基本的には前の図 41 と同じである

ことがわかる。ところで抵抗 R がこの程度の高い値をもつようになると、たとえば帯電した雨滴が空中線に付着したりなどする場合、この荷電は直ちには大地に放電されないで、 R の上端に集積して格子電圧を不安定にしたり、また必要以上に高くしたり低くしたりして好ましくない影響を与える。そのためしばしば (b) 図に示すように結合コンデンサ C_K を挿入してこのような静電電圧を阻止することが行われる。また増幅管 T は $I_p - V_g$ 特性の直線性部分で使用しないと他局からの強力な信号波とのビートが発生する恐れが生じるので、陽極電位を高くするとか負饋還増幅器を採用するとかしてこの特性になるべく直線性を保たせる注意が必要である。

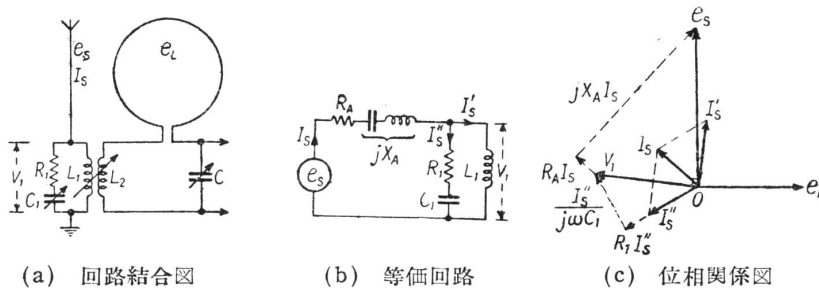


図 45 LC 同調挿入方式

(iii) LC 回路挿入方式 この方式は図 45(a) に示すように垂直空中線回路の結合変成器コイル L_1 と並列に可変コンデンサ C_1 ならびに比較的小さな抵抗 R_1 を結合し、 C_1 の調整によって L_1 内に誘起電圧 e_S と同位相の電流 I_S を流す方法で、主としてドイツのテレフンケン会社で研究実用化された。(b) 図は垂直空中線回路の等価回路、(c) 図は各量のベクトル関係図を示す。すなわち誘起電圧 e_S は LCR 並列回路部分の電圧 V_1 と空中線部電圧 $(R_A + jX_A)I_S$ とに分解できるが、一方 I_S は L_1 を通る電流 I_S' と R_1C_1 を通る電流 I_S'' との合成として図示のようになる。図中 I_S' はインダクタンス回路内を流れる電流

として常に V_1 よりほぼ 90° だけ位相がおくれた状態にあり， C_1 を適宜に調節すれば完全な位相調整を行い得ることが了解されよう。

[D] 複合ループ空中線

§19. 受信特性

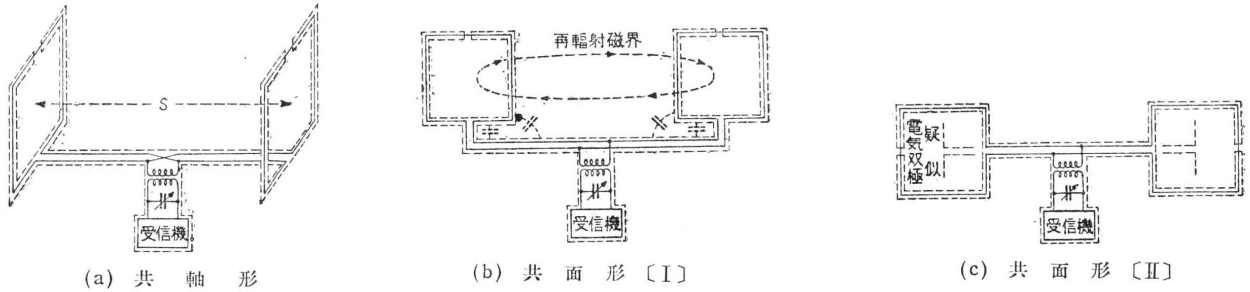


図 46 複合ループ空中線

すでに本章の [A] [B] の諸節を通じて見てきたように，ループ空中線は空間波による偏波効果に対して無力であり，またアドコック空中線もこの種の誤差を完全には防止できないのみか，§13.(59') 式に関連して説明した通り，高角度からの入射角に対しては特にその性能が低下する。複合ループ空中線 (spaced loop antennas) はこの欠陥を補なう目的でループ空中線をアドコック状に組み合わせて作られたもので，方採用としては 1935 年に初めて T. L. Eckersley により高角度到来空間波の方位測定用として試作実験され，現在短波帯，超短波帯における精密方採用としての研究上ならびに実用上の価値が高まりつつある。

複合ループ空中線は両ループの面が向いているか，または同一平面内にあるかによって共軸形 (coaxial type) と共面形 (coplanar type) とに区別され，またループとしては通常遮蔽ループ空中線を使用し，饋電線部分とともに金属蔽遮を施すことによって他物体との静電的・電磁的結合を除去し，同時に両ループ回路間の平衡をとりやすくする (図 46 参照)。

複合ループ空中線の地表波 (垂直偏波) に対する受信特性は各ループの面積を A ，ループ間の間隔を s とすれば，アドコック空中線の受信特性を表わす。(51) 式中の $h_e E_0 e^{j\omega t}$ の代りにループ特性 (15) 式を用いたものにほかならない。したがって誘起電圧表式は

(i) 共軸形

$$e = -\frac{4\pi NA}{\lambda} \sin \theta \cdot \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \right) \cdot E_0 \exp(j\omega t) \tag{73}$$

(ii) 共面形

$$e = -\frac{4\pi NA}{\lambda} \cos \theta \cdot \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \right) \cdot E_0 \exp(j\omega t) \tag{74}$$

となり，指向特性の様子は図 47 に示すような形となる。図に見られる通り共面形にあつてはほぼアドコック空中線の場合と同様な指向特性が得られるのに対し，共軸形においてはその様相が著しく異なり，最小感度点はループ固有のもの 1 対とループ複合に関与するもの 1 対とで計 2 対，4 個存在する (方探に使用されるのはもちろんこの中の後者である)。したがって共軸形複合ループ使用の際には単向決定の前にこれら両種の最小感度対の判別を行う必要が生じる。

複合ループ空中線の実効高，したがってまた pick-up factor はループやアドコックの場合よりもさらに低い。これはループないしアドコック自体の実効高が概してあまり大きくない上に両者の組合せとしていま 1 段の低下が生じるためであつて，上の (73)(74) 式によれば $s \ll \lambda$ のとき，

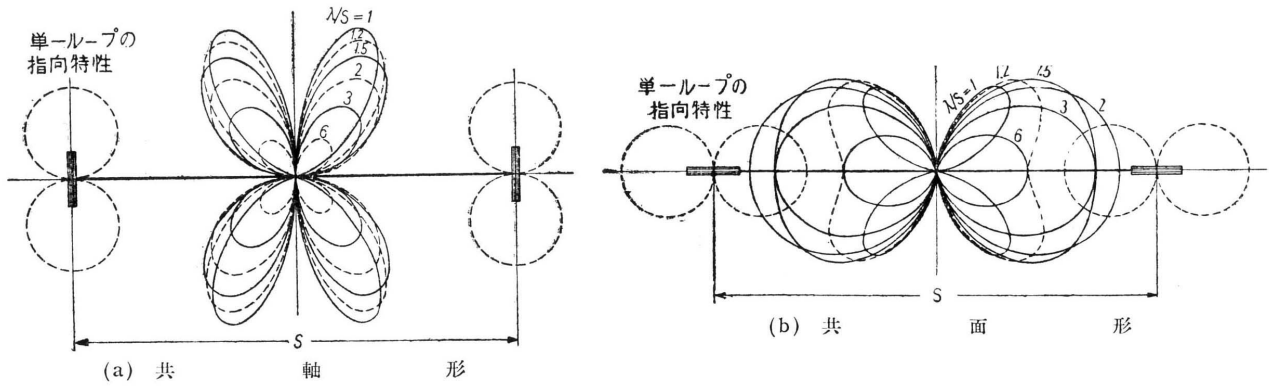


図 47 複合ループ空中線の受信指向特性

(i) 共軸形

$$h_e \doteq \frac{2\pi^2 N A s}{\lambda^2} \quad : \quad \theta \doteq \frac{\pi}{4} \quad (75)$$

(ii) 共面形

$$h_e \doteq \frac{4\pi^2 N A s}{\lambda^2} \quad : \quad \theta \doteq 0 \quad (76)$$

となる．そのほか位相関係としてはループ，アドコックの場合と異なり，誘起電圧は到来波電界と同位相（または反対位相）となっている点が特徴的である．

複合ループ空中線の受信特性は概略以上の通りで，これらの諸結果によれば最小感度点の個数の点，実効高の点などから見て共面形の方が共軸形よりも一応まさっているように思われる．しかし実際にはつぎのような種々の理由によって後者の形式が一般に採用されているのであって，図 46，図 47 を参照しながらこれを説明しよう．

- (i) 最小感度点は共軸形の方が尖鋭である（図 47 参照）．
- (ii) 共軸形においてはおのおののループの最大感度の差としての複合ループの最小感度点が現われるのに対し，共面形ではおのおのの最小感度の差として現われるから， S/N 比の点から見ても前者の方が望ましい．
- (iii) 図 46(b) のような構造の共面形では回転台や金属支持柱からの再輻射，饋電線遮蔽管とループ遮蔽管との間の静電結合などの影響が左右両ループに対して反対称的に働くので誤差の原因となる．
- (iv) 図 46(c) に示すような構造にすれば上記の誤差はかなり減少するが，波長がある程度短くなってループ電流が均一でなくなるとループ空中線はダイポール空中線としての役割を果すようになり（§5. の終り参照），それによる pick-up が加法的に出力端子に現われるために誤差を生じる．

したがって以下には共軸形複合ループ空中線のみを問題にすることとする．

§20. 偏波効果ならびに適用範囲

複合ループ空中線は水平饋電線部分からの pick-up が非常に少いので，ループならびに饋電線の設計，遮蔽を念入りに行って空中線系全体の対称性を精密に保ってさえおけば偏波効果はほとんど無視し得る程度におさえることができる．そのため構造上両ループ回路の平衡，ループ面と水平饋電線との直交性，両ループ面の平行性などが特に強く要求されるが，実際経験によれば設計上最も注意を必要とするのはこれらの中の最後の両ループ面の平行性の問題である．

まず両ループ面が完全に平行である場合につき入射角 i の空間波に対する誘起電圧の式を求めて見ると、§11.(49) 式および §13.(56) 式を参照することによって結果は

$$e = -\frac{4\pi NA}{\lambda} \left[(1 + \rho_V e^{-j\Delta} \sin \theta \cdot E_V - (1 - \rho_H e^{-j\Delta}) \cos i \cdot \cos \theta \cdot E_H \right] \cdot \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin i \cos \theta \right) e^{j\omega t} \quad (77)$$

となる。上式中 [] 内は単一ループ ($E_G = 0$ とする) の指向特性を表わすもので、前の §11. で述べたように空間波に対しては消音点がぼけたりあるいは 8 字形特性が傾いたりするので、この場合の複合ループ指向特性は図 47(a) に示したのとは違って来るであろう。しかし複合ループ最小感度方向は空間波変動に関せず常に $\theta = \frac{\pi}{2}$ である。

つぎに両ループ面が完全に平行でなく、微小角 α だけの傾きをもっている場合の誘起電圧を求めて見よう。まず垂直偏波成分 E_V による誘起電圧の表式は

$$\begin{aligned} e_V &= -j \frac{2\pi NA}{\lambda} (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) \left[\sin \left(\theta - \frac{1}{2} \alpha \right) e^{-j\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta} - \sin \left(\theta + \frac{1}{2} \alpha \right) e^{j\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta} \right] E_V e^{j\omega t} \\ &= -\frac{4\pi NA}{\lambda} (1 + \rho_V e^{-j\Delta}) \left[\cos \frac{1}{2} \alpha \cdot \sin \theta \cdot \sin \left(\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta \right) \right. \\ &\quad \left. - j \sin \frac{1}{2} \alpha \cdot \cos \theta \cdot \cos \left(\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta \right) \right] E_V e^{j\omega t} \end{aligned}$$

となり、一方水平偏波成分 E_H による誘起電圧は

$$\begin{aligned} e_H &= -j \frac{2\pi NA}{\lambda} (1 - \rho_H e^{-j\Delta}) \cos i \cdot \left[\cos \left(\theta - \frac{1}{2} \alpha \right) e^{-j\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta} - \cos \left(\theta + \frac{1}{2} \alpha \right) e^{j\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta} \right] E_H e^{j\omega t} \\ &= -\frac{4\pi NA}{\lambda} (1 - \rho_H e^{-j\Delta}) \cos i \cdot \left[\cos \frac{1}{2} \alpha \cdot \cos \theta \cdot \sin \left(\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta \right) \right. \\ &\quad \left. + j \sin \frac{1}{2} \alpha \cdot \sin \theta \cdot \cos \left(\frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot \cos \theta \right) \right] E_H e^{j\omega t} \end{aligned}$$

と表わされる。したがって合成誘起電圧 $e = e_V + e_H$ につき ($\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ 方向近傍に現われる) 複合ループ最少感度点の有する誤差の最大値はほぼ

$$\begin{aligned} e_{\max} &\cong \tan^{-1} \left| \frac{(1 - \rho_H e^{-j\Delta}) \sin \frac{1}{2} \alpha \cdot \cos i \cdot E_H}{(1 + \rho_V e^{-j\Delta}) \cos \frac{1}{2} \alpha \cdot \frac{1}{2} k_0 s \sin i \cdot E_V} \right| \\ &\cong \frac{\lambda}{\pi s} \left| \tan \frac{1}{2} \alpha \cdot \cot i \cdot \frac{E_H}{E_V} \right| \end{aligned} \quad (78)$$

また標準波誤差は上式より

$$\varepsilon_s \cong \frac{\lambda}{\pi s} \left| \tan \frac{1}{2} \alpha \right| \quad (79)$$

となる。実際上の α の値としては 0.1° 以内に止めることが可能であるし、また必要とされているので、このときの標準波誤差の値を求めると、たとえば間隔 $s = 3\text{m}$ の複合ループ空中線に対して 10Mc ($\lambda = 30\text{m}$) で $\varepsilon \cong 0.16^\circ$ 、 3Mc 波 ($\lambda = 100\text{m}$) でも $\varepsilon \cong 0.53^\circ$ と非常に小さい。

このように偏波誤差が少ないことと、一方では入射角 i の波に対する誘起電圧がアドコック空中線で §13.(57) 式により $\sin^2 i$ に比例するのに対し、この方式では本節 (77) 式によればほぼ $\sin i$ に比例することの理由により、複合ループ空中線は特に高角度到来空間波 (i が小) の到達する地帯、すなわち地表波の利用可能な最大限距離付近から始まって $200 \sim 300\text{km}$ 距離に至る区間にわたって有用である。しかし地表距離が 600km 程度を越える領域になると感度の点や BT 方式 (次章) における両直交空中線系間の平衡調整の難易の点から見てアドコックの方が優っている。またこれを周波数帯について見れば適用可能な最大限は到達地表距離 300km 程度以内の高角度入射伝播に対して電離層の反射し得る最高周波数によって定まり、太陽黒点極大期の 20Mc 程度から極小期の 10Mc 程度までの間にある。一方最小限周波数は空中線系の大きさ、したがって感度によっても定まるが、低い周波数ほど地表波成分の強度は大

きいので殊更に本方式に頼る必要はなく、ほぼ3Mc程度とされている。現在この種の空中線系は短波帯における横ずれ現象 (§59.b) の学術的研究などに適用されて効果を収めているが、そのほかVHF帯では航空機、気球などからの高角度到来波に対する方探としての利用分野も期待されている。

§21. 単向の決定

共軸形複合ループ空中線の単向決定に当っては、第1に最小感度点の対がループ固有のものか複合ループによるものかを区別し、第2に後者についての180°不確定を判別するという2段階の操作が基本的には必要である。

まず第1の操作については、いずれか片方のループ空中線を開放することによって単一ループ受信に切り替える方式と両ループ空中線の結合を反転させてループ受信の(差でなく)和をpick-upする方式との両者が考えられる。これらの操作はいずれも複合ループの最小感度点を消去し、個々のループ固有のものだけを残すから両者を見わけることができる。もっとも實際上ループ固有の最小感度点の方は空間波の変動に伴って絶えず方向がずれたり、最小音が不鮮明になったりしているので、少し熟練した測定者であればこの第1段階の単向決定操作を省略できる場合が多い。

第2段階の180°不確定の判別操作については前の単一ループないしアドコック空中線の場合にならって垂直補助空中線添加という方式も考えられるが、一般にはより簡便な方法として適当な手段を通じて両ループ空中線回路の平衡を破り、その際生じる最小感度点のずれの向きによって判別するという方式が採用されている。たとえば一方のループ空中線はそのままとし、他方の側の誘起電圧の位相を δ だけ推移させることができたとすれば、複合ループとしての合成指向特性は

$$\left| \sin \theta \cdot e^{j\frac{1}{2}k_0s \cos \theta} - e^{j\delta} \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{1}{2}k_0s \cos \theta} \right| = \left| \sin \theta \cdot \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta - \frac{\delta}{2} \right) \right| \quad (80)$$

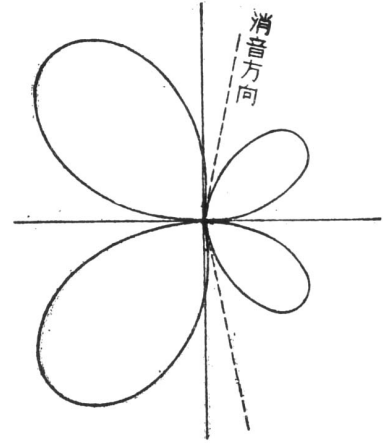


図48 複合ループ空中線系の単向決定

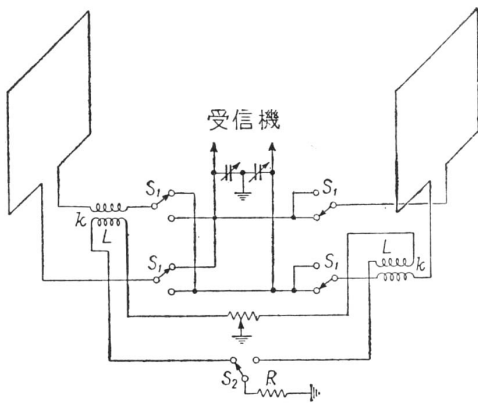


図49 複合ループ空中線系における単向決定方式の一例

によって与えられ、たとえば図48に示すような形となる。図を見ると複合ループのものと零感度点はそれぞれ反対回りに方向に推移しているから単向判別の可能なことが了解されよう。またこの場合単一ループ固有の零感度点はなんら変化を受けていないので(到来電波が安定していれば)本方式は第1段階の操作をも兼ねて行っているといえる。なお上記位相推移 δ のほかに振幅値も不平衡になると数式的に容易に確かめられるように推移された零感度点は若干の消音ぼけを伴う。

さて上記のような不平衡を実現させる具体的な回路としては種々のものが考えられているが、最も簡単な例は片方のループ端子に一定の抵抗を並列結合する方法である。そのほか片方のループの遮蔽金属管間隙部分を1000k Ω 程度の抵抗でつなぐ方法もある。図49に示したのはイギリスのSignal Research and Development Establishmentで開発された移動式複合ループ方探に使用された単向決定方式で、ループ伝送線には密結合変成器が付加され、その2次側は単向スイッチ S_2 、抵抗 $R(220\Omega)$ を通じて接地されている。この方式は零感度点推移の角度が周波数にほぼ無関係となる点に特徴を有し、簡単な回路理論計算によれば同角度は概略 $k^2 \frac{Lc}{Rs} \sin i$ に等しい(ただし L は2次側コイルのインダクタンス、 k は変成器結合係数、 c は光速、 s はループ間隔、 i は到来波入射角)。また図中4個の同期スイッチ S_1 は両ループの結合を反転させ、最初に述べた第1段階操作を行うためのものである。なおちなみ

に本方探に使用されている空中線系は直径 3ft 10in (2.2~10Mc 用) および直径 1ft 7in (4.8~20Mc 用) の 1 回巻き円形遮蔽ループを間隔 8ft に共軸配置したものであり. スイッチ S_1 は 100c/s の周期をもって電子管式に常時切り替えられ, 測定方位はメータならびにブラウン管を用いて可視的に指示されるようになっている (第 4 章 §31. 参照).

第3章 BT方式とゴニオメータ

§22. BT方式の概要

中・短波帯における通常の無線方位測定は原理的には指向性空中線を回転し、その最小感度位置を決定することによって行われるのであるが、この回転操作は實際上各種アドコック空中線その他の大形空中線系に対しては、はなはだやっかいであり、またたとえ小形空中線系であっても船舶用、航空機用などの例に見られるように、空中線設置場所から遠く離れた所で測定を実施しなければならぬことも多いので、空中線系を固定したままでその回転と等価な動作を受信機側で行い得るような簡便な方式が望まれる。この要求に応じて1907年 E. Bellini および A. Tosi によって考案されたのが2組の直交するループ（ないしアドコック）空中線を使用する方式で、現在これをベリニ・トシ方式 (Bellini-Tosi system), または略して BT 方式と呼んでいる。

図 50 は BT 方式の原理を説明するもので、直交ループ空中線の各端子対は同じく相直交するコイル端子にそれぞれ直接結合される*。いま電波が NS 方向に対し θ の角をもって到来したとすれば、各ループに誘起される起電力は

$$\left. \begin{aligned} \text{NS ループ} & : e_0 \cos \theta e^{j\omega t} \\ \text{EW ループ} & : e_0 \sin \theta e^{j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (81)$$

によって与えられ、したがって両ループ空中線回路のインピーダンスが等しくまた相互結合が存在しない限り、直交コイル内には上式にそれぞれ比例する同位相電流が流れるはずである。このとき両コイル電流によって作られる磁界の合成は明らかに NS コイルと θ の角度の方向を向いているから、この磁界内に新たに1個のコイルをおいてこれを回転し、その pick-up をたとえば磁気スリップ・リングを通じて取り出せば、出力は単一ループ空中線回転の場合と同様に回転コイル軸が磁界と丁度平行のときに最大となり、また直角のときに零となる。このように電波到来方向を正確に再現して測定し得るような装置はゴニオメータ (radiogoniometer) と呼ばれ、同構造の中で磁界発生のための直交コイルは界磁コイル (field coil) もしくは固定コイル (fixed coil, stationary coil), また方位測定のために回転するコイルは搜索コイル (search coil) もしくは回転コイル (rotating coil) と名付けられる。なお具体的なゴニオメータの構造および諸特性については §26. において述べる。

以上はループ空中線の場合であったが、アドコック空中線の場合も全く同様で、ただ空中線間隔 s が大きくなると上の (81) 式の代りに §12.(51) 式に基く

$$\left. \begin{aligned} \text{NS アドコック} & : e_0 \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \right) e^{j\omega t} \\ \text{EW アドコック} & : e_0 \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta \right) e^{j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (82)$$

が適用される点で異なる。上式によれば界磁コイルの作る合成磁界の方向は

$$\theta' = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta \right)}{\sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \right)} \right\} \quad (83)$$

*BT 方式においては両直交空中線の受信特性を完全に等しく保たなければならないので、誘起電流の振幅ならびに位相が同調周波数付近で急激に変化するような同調形空中線は避けられ、もっぱら非同調形空中線が使用される。しかしこれはその反面において受信 S/N 比の低下、饋電線との広帯域にわたる整合の困難などをもちたらし、空中線入力回路の設計を複雑にする (本章 §27. 参照)。

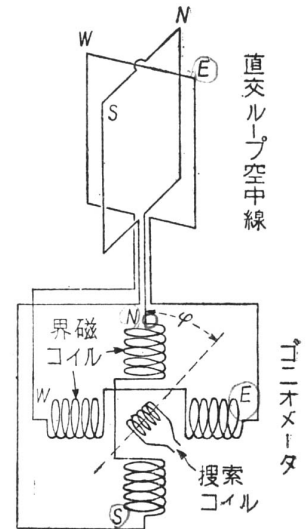


図 50 BT方式

となり、これは一般に θ とは異なる値を有するから

$$\epsilon = \theta' - \theta = \frac{1}{24} \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right)^2 \sin 4\theta + \dots \quad (84)$$

だけの誤差を与える。すなわち間隔 s が波長 λ に比して無視できないようなアドコック空中線系に BT 方式を適用するときには同方式特有の誤差が発生するのであって、この種の誤差は **BT 方式誤差** (BT system error) もしくは **spacing error** と呼ばれる。図 51 は $\frac{s}{\lambda}$ をパラメータとする (84) 式の計算値で、図に見られる通りこの種の誤差は空中線の存在する方向 ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$) およびその中間方向 ($45^\circ, 135^\circ, 215^\circ, 315^\circ$) で零となり、いわゆる **8 分円誤差** (octantal error, 略して OE) の形態をとる。また $\frac{s}{\lambda}$ の値が大きくなると共に誤差は急激に増大し、 $\frac{s}{\lambda} = 1$ の所でその最大値は $\pm 90^\circ$ に達する。

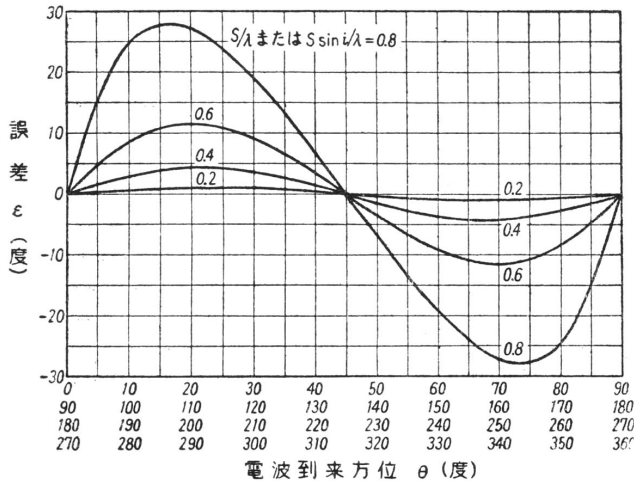


図 51 BT アドコック方式における spacing error ($n = 4$)

BT 方式誤差は通常図 51 に基いて作製される補正曲線を用いて方位測定終了後に較正されるのであるが (第 5 章 §50. 参照), あまり誤差が大きいとこの補正が不可能になるほか, たとえば斜入射波 (入射角を i とする) に対しては上の各式ならびに図中の s の代りに $s \sin i$ を用いなければならないので, 誤差値も状況に応じてそれぞれ若干ずつ異なってくる (この場合減少する方向に向う)。したがってこの種の誤差はその最大値をほぼ 2° 以内に抑えることが望ましく, 最大値が 10° 程度を越えるような場合は実用に適しないとされている。これらの規準はそれぞれ $\frac{s}{\lambda} < 0.28 (\epsilon_{\max} < 10^\circ)$ および $\frac{s}{\lambda} < 0.57 (\epsilon_{\max} < 10^\circ)$ に相当し, 一定間隔 s の BT アドコック方式

に対する測定可能最大周波数を定めるものである。一方測定可能最小周波数は pick-up factor が $\frac{s}{\lambda}$ に比例すること (§12.(54) 式) により受信機感度, S/N 比, 混信の程度などの点から定められる。その結果通常の BT アドコック方式に適用される周波数帯域は確実な所で 2:1 比程度, 広くとも 5:1 比程度に制限される。

§23. 多重 BT 方式

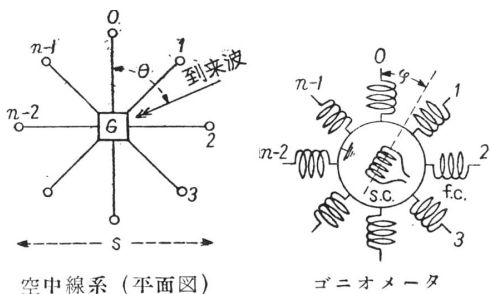


図 52 多重 BT 方式

ように一般に n 本の垂直空中線を直径 s の円周上に等間隔に配置したアドコック空中線系を考え、電波は空中線 0 の方向から測って θ の角度より到来するものとしよう。このとき m 番目の空中線への誘起電圧は

$$e_m = h_e E_0 \exp \left(j \left[\omega t + \frac{2\pi s}{\lambda} \cos \left(\theta - \frac{2m\pi}{n} \right) \right] \right) \quad (85)$$

*1937 年イギリス特許。実用化されたのは第 2 次大戦末期のドイツにおける 8 本アドコック、静電ゴニオメータ使用の Peile-Lampe が最初である。なお次章 §28. に 6 本アドコック使用の実例を示す。

と表わすことができる．ここに h_e は各空中線の実効高， $E_0 e^{j\omega t}$ は空中線系の中心点位置における到来波電界である．次に図示のように各空中線をそれぞれに対応するゴニオメータ界磁コイルに接続するとき，界磁コイル (0) に対して φ なる回転角度に位置する搜索コイルに結合された受信機への入力電圧 V は各界磁コイルからの寄与の合成として

$$\begin{aligned} V &= a \sum_{m=0}^{n-1} e_m \cos\left(\varphi - \frac{2m\pi}{n}\right) \\ &= AH_e E_0 \exp(j\omega t) \cdot \sum_{m=0}^{n-1} \exp\left(j\frac{\pi s}{\lambda}\right) \cos\left[\theta - \frac{2m\pi}{n}\right] \cdot \cos\left(\varphi - \frac{2m\pi}{n}\right) \end{aligned} \quad (86)$$

と求められる (A はおのおのの空中線からゴニオメータを経て受信機入力端に至る電圧伝達比)．いま空中線系の間隔 s は波長 λ に比べて小さいと考え

$$\exp\left(j\frac{\pi s}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2m\pi}{n}\right)\right) \cong 1 + j\frac{\pi s}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2m\pi}{n}\right) \quad (87)$$

と近似すれば， θ ， φ の如何にかかわらず

$$\sum_{m=0}^{n-1} \cos\left(\varphi - \frac{2m\pi}{n}\right) = 0, \quad (88)$$

$$\sum_{m=0}^{n-1} \cos\left(\theta - \frac{2m\pi}{n}\right) \cos\left(\varphi - \frac{2m\pi}{n}\right) = \frac{n}{2} \cos(\theta - \varphi) \quad (89)$$

なる関係式が成立することから，(86) 式は

$$V \cong jA \frac{n\pi h_e s}{2\lambda} \cos(\theta - \varphi) \cdot E_0 e^{j\omega t} \quad (90)$$

となり，したがって最小感度点は搜索コイルの回転角度が丁度 $\pm\frac{\pi}{2} + \theta$ に等しくなる位置で得られることがわかる．多重BT方式においても間隔 s がある程度大きくなると上の(87)式の近似が不十分となるために前節に述べたと同様の方式誤差が発生する．これを解析するために(86)式の V 表式において

$$\exp\left(jx \cos\left[\theta - \frac{2m\pi}{n}\right]\right) = J_0(x) + 2 \sum_{N=1}^{\infty} j^N J_N(x) \cos\left(N\left[\theta - \frac{2m\pi}{n}\right]\right) \quad (91)$$

(ただし J_n : ベッセル関数) なる一般展開式と(88)式と類似の関係式

$$\begin{aligned} &\sum_{m=0}^{n-1} \cos\left(N\left[\theta - \frac{2m\pi}{n}\right]\right) \cos\left(\varphi - \frac{2m\pi}{n}\right) \\ &= \left\{ \begin{array}{ll} \frac{n}{2} \cos([np - 1]\theta + \varphi) & : N = Np - 1 \quad (p = 1, 2, 3, \dots) \\ \frac{n}{2} \cos([np + 1]\theta - \varphi) & : N = Np + 1 \quad (p = 0, 1, 2, 3, \dots) \\ 0 & : \text{その他の } N \text{ の値} \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (92)$$

とを適用すれば，結果は

$$\begin{aligned} V &= jAnh_e \left[J_1\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \cos(\theta - \varphi) - \sum_{p=1}^{\infty} j^{np} J_{np-1}\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \cos([np - 1]\theta + \varphi) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{p=1}^{\infty} j^{np} J_{np+1}\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \cos([np + 1]\theta - \varphi) \right] \cdot E_0 \exp(j\omega t) \end{aligned} \quad (93)$$

となる。さて最小感度方向は上式中 [] 内の絶対値が最小となるような φ の値にはかならないが、この場合 n が偶数のときと奇数のときとを区別して考察する必要がある。

(i) n が偶数の場合 この場合には (92) 式の [] 内各項がすべて実数値をとるので完全消音を得られる。すなわち [] 内が零となるような φ の値は

$$\begin{aligned} \varphi &= \pm \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{J_1 \sin \theta + (-1)^{\frac{n}{2}} J_{n-1} \sin(n-1)\theta + (-1)^{\frac{n}{2}} J_{n+1} \sin(n+1)\theta + \dots}{J_1 \cos \theta - (-1)^{\frac{n}{2}} J_{n-1} \cos(n-1)\theta + (-1)^{\frac{n}{2}} J_{n+1} \cos(n+1)\theta - \dots} \\ &= \pm \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\tan \theta \left[1 + (-1)^{\frac{n}{2}} \frac{J_{n-1} + J_{n+1}}{J_1} \frac{\sin n\theta}{\sin \theta \cos \theta} + \dots \right] \right) \\ &= \pm \frac{\pi}{2} + \theta + (-1)^{\frac{n}{2}} \frac{J_{n-1} + J_{n+1}}{J_1} \sin n\theta + \dots \end{aligned} \tag{94}$$

と求められるから* , 結局

$$\begin{aligned} \varepsilon &\cong (-1)^{\frac{n}{2}} \frac{J_{n-1} \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right) + J_{n+1} \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right)}{J_1 \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right)} \sin n\theta \\ &= (-1)^{\frac{n}{2}} \frac{2n\lambda}{\pi s} \frac{J_n \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right)}{J_1 \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right)} \sin n\theta \end{aligned}$$

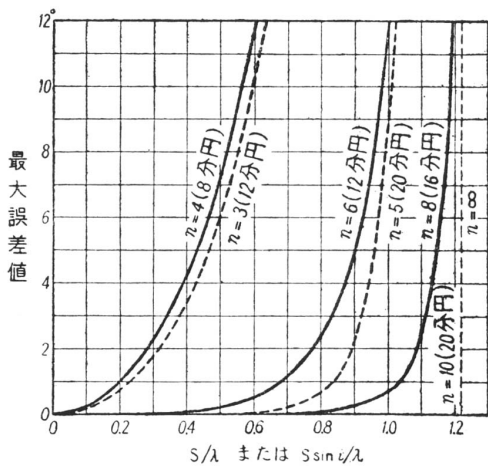


図 53 多重アドコック BT 方式の spacing error (最大値)

だけの誤差が発生する。(94) 式により空中線本数 n が偶数のときの BT 方式誤差は $2n$ 分円誤差になること (空中線の存在する方向およびその中間方向で誤差は零となる), $n=4, 8, 16$ などの場合と $n=6, 10$ などの場合とでは誤差曲線の初期位相が反対となることなどが了解される。図 53 (実線) は上式により最大誤差値の $\frac{s}{\lambda}$ による変化を計算したものであるが、図により n が増すと共に誤差は著しく減少し、したがって $\frac{s}{\lambda}$ の最大許容値も大きくなるのがわかる。たとえば最大誤差値を 2° 以内にするための $\frac{s}{\lambda}$ 比の値は $n=6$ の場合であれば 0.77 以下, $n=8$ の場合には 1.08 以下となる。

(ii) n が奇数の場合 この場合には (92) 式の [] 内は一般に複素数となるが、このことは物理的には界磁気コイルによって作られる合成磁界が回転楕円振動を行うことを意味し、したがって完全な消音は得られない。最小方向は [] 内絶対

値を最小にする φ の値, すなわち $\frac{d[\dots]}{d\varphi}$ の根として計算され, その結果

$$\varepsilon \cong - \frac{J_{n-1}^2 - J_{n+1}^2 + 2J_1(J_{2n-1} + J_{2n+1})}{2(J_1^2 - 2J_{n-1}J_{n+1})} \sin 2n\theta \tag{95}$$

* $\theta' = \tan^{-1}[\tan \theta(1+K)]$ とおくとき (ただし $|K| \ll 1$)

$$\begin{aligned} \tan(\theta' - \theta) &= \frac{\tan \theta' - \tan \theta}{1 + \tan \theta' \tan \theta} = \frac{K \tan \theta}{1 + (1+K) \tan^2 \theta} = \frac{K \sin \theta \cos \theta}{1 + K \sin^2 \theta} \\ &= k \sin \theta \cos \theta + \dots \end{aligned}$$

$$\therefore \theta' = \theta + \tan^{-1}(K \sin \theta \cos \theta + \dots) = \theta + K \sin \theta \cos \theta + \dots$$

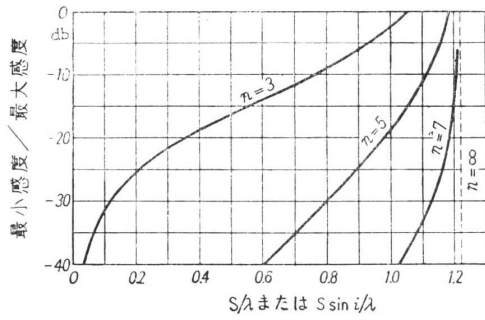


図 54 奇数本アドコック BT 方式における消音比 (最悪値)

(各ベッセル関数の変数はいずれも $\frac{\pi s}{\lambda}$) なる誤差表式が得られる. 上式により奇数本の空中線からなる多重 BT 方式は $4n$ 分円誤差を有することがわかり, またその最大誤差値は図 53 に破線で示す通りで, 全般的に偶数本の場合よりも良好である. 一方消音の程度は (92) 式において最大感度方向 ($\varphi \cong \theta$ または $\theta + \pi$) と最小感度方向 ($\varphi \cong \pm \frac{\pi}{2} + \theta$) とを比較することにより

$$\frac{1}{\text{消音比}} = \frac{\text{最小感度}}{\text{最大感度}} \cong \frac{J_{n-1}\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) + J_{n+1}\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right)}{J_1\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right)} \sin n\theta \quad (96)$$

と求められる. これは n が偶数のときの誤差表式 (94) と同じ形で, 消音ぼけが $2n$ 分円的に変化することを示しており (空中線の存在する方向およびその中間方向で完全消音), また図 54 には消音比の最悪値の $\frac{s}{\lambda}$ による変化状況を示した. たとえば $n = 5$ の場合に消音比を常に 40db 以上に保つためには $\frac{s}{\lambda}$ は 0.6 以下でなければならない.

単向決定用電圧の合成

BT 方式においても単向決定に前章 [C] と同じ原理に従い, 無指向性電圧を得るには空中線系の中心位置に別個の垂直空中線を設置するのが普通であるがしばしば用いられる簡略法として, n 本の空中線の並列結合を通じて取り出される合成電圧をもってこれに代えることがある. すなわち各空中線よりの相加的合成として得られる電圧 V_S は (85) 式および (90) 式を用いて

$$\begin{aligned} V_S &= A' \sum_{m=0}^{n-1} e_m \\ &= A' n h_e \left[J_0\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^{np} J_{np}\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \cos np\theta \right] \cdot E_0 \exp(j\omega t) \end{aligned} \quad (97)$$

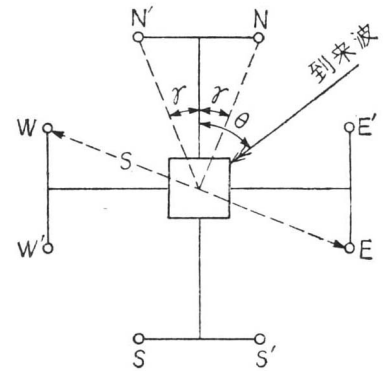


図 55 Rocke の方式

したがって [] 内の級数項を無視すれば

$$V_S \cong A' n h_e J_0\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \cdot E_0 \exp(j\omega t) \quad (98)$$

となりほぼ無指向性で見なすことができる. ただし (98) 式のような近似が成立し得るのは $\frac{s}{\lambda}$ の値が高々 $J_0(x) = 0$ の根, すなわち $x = 2.405$ に相等する値 0.77 を越えない範囲に限られ, それ以上の $\frac{s}{\lambda}$ 値に対しては位相調整が不定となるためにこの種の合成方式は適用できない. なおこの原理の適用例としては次章 §28. の図 78, §41. の図 99 を参照されたい.

Rocke の方式

多重アドコック BT 方式に関連して A. F. L. Rocke 等の最近の考案にかかるいま 1 つの空中線結合方式がある. これは図 55 に示すように各空中線を 2 本ずつ並列結合してゴニオメータ界磁コイルに導くものである (図は 4 本アドコックに対応する Rocke の方式を示しているが, もちろんこれは一般に n 本アドコックの場合にも適用できる). この場合前節 (82) 式に対応して NN'-SS' および EE'-WW' 各アドコック対に誘起される電圧は

$$\left. \begin{aligned}
 NN' - SS' &: e_0 \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos(\theta - \gamma)\right) \exp(j\omega t) + e_0 \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos(\theta + \gamma)\right) \exp(j\omega t) \\
 &= 2e_0 \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \cos \gamma\right) \cos\left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta \sin \gamma\right) \exp(j\omega t) \\
 EE' - WW' &: e_0 \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin(\theta - \gamma)\right) \exp(j\omega t) + e_0 \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin(\theta + \gamma)\right) \exp(j\omega t) \\
 &= 2e_0 \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta \cos \gamma\right) \cos\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \sin \gamma\right) \exp(j\omega t)
 \end{aligned} \right\} \quad (99)$$

と表わされ、したがって発生する誤差は

$$\varepsilon = \tan^{-1} \frac{\sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta \cos \gamma\right) \cos\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \sin \gamma\right)}{\sin\left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \cos \gamma\right) \cos\left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta \sin \gamma\right)} \quad (100)$$

と求められる。ここに 2γ は空中線系の中心が各空中線対を張る角度である。上式を検討して見ると誤差曲線は一般に 8 分円形となり、また γ の値としては $26^\circ \sim 30^\circ$ の近傍が最適であることが知られる。また図 56 は最大誤差値 ($\theta = 22.5^\circ$ における誤差値) の $\frac{s}{\lambda}$ による変化を示すものであるが、同図を図 53 の $n = 8$ の曲線と比較して見れば (図中破線にて示す)、同じ空中線本数に対して本方式における誤差の状況は 8 本アドコックよりは全般的におとるといえる。しかしたとえば Watson-Watt 方式の方探 (次章 §43. 参照) に適用するような場合には明らかに本方式の特徴が発揮される。

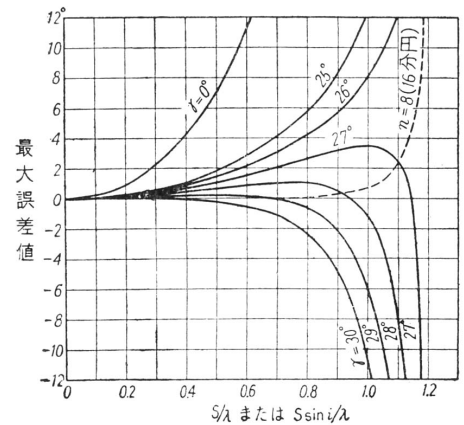


図 56 Rocke の方式における spacing error

§24. ゴニオメータの誤差

BT 方式の実施に当ってはゴニオメータを含む両直交空中線回路に正確な構造的・電氣的対称性を保つと共に両回路間の相互結合も極力なくすようにしなければならないが、このうちゴニオメータ部分は本方式の核心となるものであるから、その構成については特に細心の注意を要する。通常ゴニオメータ部分に存在する誤差原因には次のようなものがある*。

(iii) 外部回路との結合 (i) 機械的ならびに電氣的非対称性 まず機械的構造の非対称性に基く誤差としては両界磁コイルが互に直交していないことから生じる 4 分円誤差 (quadrantal error, 略して QE) ならびに搜索コイル回転軸の偏心に基く半円誤差 (semi-circular error) などが主なものである。また電氣的非対称性に基く誤差としては両界磁コイルのインピーダンスの不等や各界磁コイルと搜索コイルとの間の相互インダクタンスの不等による 4 分円誤差などが挙げられ、特に周波数が高くなると巻線間の各漂遊容量の影響が加わって対称性の保持に困難さを増す。しかし以上の誤差はいずれも適当な静電遮蔽、綿密な設計、製作、調整などを通じてほとんど無視し得る程度にまで減らすことができる。

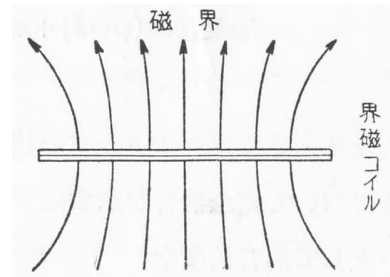


図 57 磁界分布の不均一性

(ii) 磁界の不均一性 (結合誤差) これは図 57 に示すように界磁コイルの作る磁界の分布が一様でないために搜索コイル回転に伴う両コイル間の結合係数 (したがって pick-up factor) の変化が正確な正弦法則に従わないことから生じるもので、結合誤差 (coupling error) と呼ばれ、ゴニオメータ誤差の

*本節以下は主として $n = 4$ の場合、つまり通常の BT 方式に関する記述である。しかしこれは一般の多重 BT 方式についても容易に類推もしくは拡張することができよう。

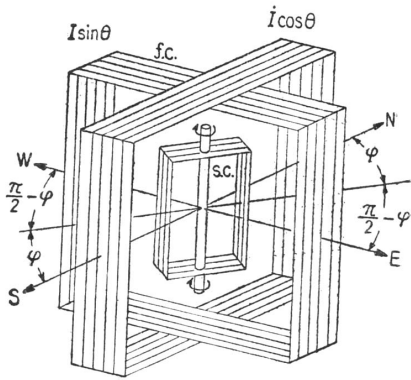


図 58 かご形ゴニオメータ

中では最も重要なものである．たとえば図 58 に示すゴニオメータにおいて（この形のもののかご形ゴニオメータと呼ぶ．§26.a 参照），NS 界磁コイル面と搜索コイル面とのなす角を φ ，またこの角度位置における両コイル間の相互インダクタンスを $M(\varphi)$ とすれば， $M(\varphi)$ は一般に

$$M(\varphi) = M(\cos \varphi + m_1 \cos 3\varphi + m_2 \cos 5\varphi + \dots) \quad (101)$$

の形に展開することができ ($M(\frac{\pi}{2}) = 0$ であるから $\cos^2 \varphi$, $\cos^4 \varphi$ などの項は存在しない)，一方 EW 界磁コイルとの間の相互インダクタンスは上式から

$$M\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = M(\sin \varphi - m_1 \sin 3\varphi + m_2 \sin 5\varphi - \dots) \quad (102)$$

と求められる．いま電波は NS 方向に関し θ なる角度の方向から到来するものとすれば，NS, EW の両界磁コイルに流れる電流はそれぞれ $I \cos \theta \exp(j\omega t)$, $I \sin \theta \exp(j\omega t)$ で表わされるから，搜索コイルに誘起される合成起電力 e_s は

$$\begin{aligned} e_s &= j\omega M(\varphi) \cdot I \cos \theta \exp(j\omega t) + j\omega M\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \cdot I \sin \theta e^{j\omega t} \\ &= j\omega M[\cos(\varphi - \theta) + m_1 \cos(3\varphi + \theta) + m_2 \cos(5\varphi - \theta) + \dots] I e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (103)$$

となる．さてゴニオメータの搜索コイルは本来ならば $\varphi = \pm \frac{\pi}{2} + \theta$ の回転角度において完全消音を示すはずであるから，上式中 m_1 , m_2 などは非常に小さいとして消音角度を

$$\varphi = \pm \frac{\pi}{2} + \theta + \varepsilon \quad (e \ll \pi) \quad (104)$$

とおき [] 内に代入すると，誤差 ε の表式として

$$\varepsilon \cong (m_1 - m_2) \sin 4\theta \quad (105)$$

が得られる．すなわち結合誤差は一般に $\theta = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \dots$ 方向において零となるような 8 分円誤差の形態をとることがわかる．

結合誤差を減らすには搜索コイルを切る磁界がほぼ一様と見なすことができる程度にまで同コイルを小形にすれば一応はよいが，一方このようにすることによって界磁，搜索両コイル間の結合係数が小さくなるために感度が低下する．したがって結合誤差が小さいと同時に結合係数の大きいゴニオメータを得るには各コイルの巻線分布その他構造上特別の工夫が必要であり，現在結合誤差としては中波帯においてほぼ $\pm 0.5^\circ$ 以内，短波帯においてはほぼ $\pm 1^\circ$ 以内，結合係数としては 60~80% 程度のものが要求されている．

ゴニオメータはそれ自体としてほとんど誤差を含まなくても外部回路との種々の電氣的結合によって対称性を失う場合がしばしばある．たとえばゴニオメータ容器（通常は接地されている）と各界磁コイルとの間の分布静電容量の不等に基づく誤差は，ゴニオメータを（空中線と共に）地上から高い位置に設置するような方式の短波方探にあっては上述のいかなる誤差よりも重要となる．また多くの場合搜索コイルの両端子はそれに接続される受信機入力回路に関して非対称で，これはすでに前章 §8. に述べた空中線効果となって現われるものである．したがってこれらの影響を除くためにゴニオメータ容器その他外部回路をできるだけ対称的な構造に保ち，必要な場所には静電遮蔽を行うよう注意しなければならない．

§25. ゴニオメータ誤差の測定

表 3

pot-meter 端 子	界磁コイル端子			
	(1)	(2)	(3)	(4)
A	N	N	N	E
D	N	W	N	S
D'	W	E	S	N
A'	S	S	W	W

ゴニオメータの誤差は、各コイルのインダクタンス、結合係数などがわずかに数分の1%程度変化しても無視できない値に達するので、その測定にはかなりの綿密さを要し、たとえば通常のインダクトメータによる相互インダクタンス $M(\varphi)$ の測定などによっては（特に短波帯において）十分な結果が得られない。以下に列挙するのは現在行われている測定方法の主なものである。

(i) 回転台試験法 これはあらかじめ調整してある直交空中線系ならびに受信機に供試ゴニオメータを取り付け、これらをたとえば直径2m程度の円形回転盤の中心位置に乗せ、特定の電波を受信しながら全体を回転しつつゴニオメータの読みと回転台周辺に刻まれた目盛の読みとを比較するものである。この方法は主として伝播状態の安定な中波帯の昼間電波について実施されるがこの電波とても絶えず若干の変動は伴うのであって (§58.) 測定精度は $\pm 1/4^\circ$ もしくはそれ以上となる。

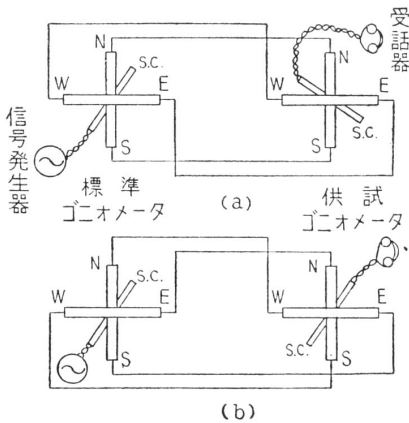


図 59 back-to-back 試験法

(ii) back-to-back 試験法 これは一定の標準ゴニオメータを基準として誤差測定をするもので、図 59 に示すように標準ゴニオメータの搜索コイルから一定の周波数の信号を送りこみ他方の供試ゴニオメータの搜索コイルを零感度点に合わせて全 360° 回転角にわたり両者の読みを比較するものである。なお両ゴニオメータの界磁コイル端子間の継ぎ方にも種々の組合せを実施し、図ではその中の2通りを示している。標準ゴニオメータとしては機械的の精度高く、また結合係数を犠牲にしても極力結合誤差の少ないもの（数分の1度以下）を選ぶ必要がある。さらに測定に当っては両ゴニオメータ間の誘導結合を避けるために両者を遠くに離すか、または適当な電磁遮蔽を設けるよう注意する。本試験法による精度は $\pm 0.5^\circ$ オーダである。

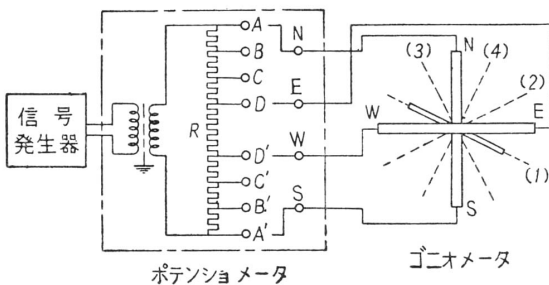


図 60 potentiometer 法

(iii) potentiometer 法 これは図 60 に示すように信号発生器に低抵抗 potentiometer を接続し、既知の比を有する電圧をそれぞれの界磁コイルに加えて搜索コイルの消音角度を読む方法で、前二者に比べて測定精度は一般に高い。図中抵抗 R としては負荷（界磁コイル）接続による電圧比の変動をできるだけ少なくするために負荷インピーダンスよりもはるかに低い値を選ぶことが必要で、通常全体として数 Ω から数十 Ω 程度の炭素ないし石墨抵抗が使用される。各固定端子対 AA' , BB' , CC' , DD' は potentiometer の中点に関して対称的な位置に配置され、これらの端子間の直流

抵抗値はあらかじめ数分の1%の精密さをもって測定しておく（高周波帯における表皮効果による抵抗値の増大は一様に生じるので電圧比としては無関係である）。さらに各抵抗素子や結合導線間の相互誘導、漂遊容量などの影響を防ぐためにこれらは各単位毎に念入りに金属遮蔽を施しておかねばならない。このようにしてたとえば図 $AA'-DD'$ の端子対を使用するときは表 3 の接続方法およびその正反対接続により $4 \times 2 = 8$ 種類の方向に対して試験を行うことができ、このほか AB , AC , BC , BD , CD の各

対についても同様の操作を繰り返せば合計48個の点が測定される。これは上述の2例と異なって搜索コイルの回転角 φ の連続的な変化に対応するものではないが、中間的な角度について内挿するに十分な個数である。本試験法は10Mc程度以下であれば $\pm 0.1^\circ$ オーダの精度、それ以上数十Mcまでは $\pm 0.5^\circ$ 以内の精度を有するが、周波数があまり高くなると各抵抗素子および結合導線のリアクタンス分が負荷インピーダンスに対し無視できない程度にまで増大するので精密な測定ができなくなる。

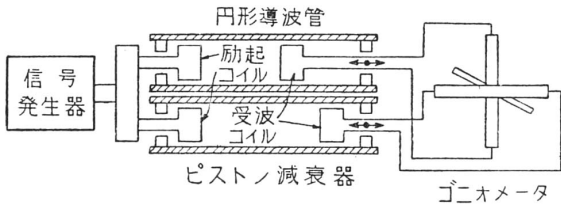


図 61 piston attenuator 法

また減衰器としては減衰係数が小さいこと（これは減衰器上の目盛りを細かくして精度を高める）、波の励起ならびに受信のための構造が簡単なことなどの理由によって円形導波管の H_{11} モードによるcut-off減衰器が使用される。

(iv) Piston Attenuator 法

これは上と同じく界磁コイルに既知の電圧比を与えて零感度点を読むものであって、周波数30Mc以上の超短波帯において使用され、 $\pm 0.1^\circ$ オーダまたはそれ以下の精度が得られる。

図 61において信号発生器からの信号波は2チャンネルに等しく分岐され、あらかじめ減衰特性の知れた可変減衰器を経てそれぞれの界磁コイルに加えられる。また

§26. 各種のゴニオメータ

本節においては現在までに実用化されている各種のゴニオメータの構造および特性について略述する。

a) かご形ゴニオメータ これはもっとも古くからある形のゴニオメータで、その構造は基本的にはすでに図 58 に示した通りである。しかしこのままの形では搜索コイルを十分小さくしない限り（したがって結合係数は低下）結合誤差が相当程度に達するので、巻線方式に若干の工夫をしなければならない。結合誤差を減らすには一般に次の2つの対策が考えられる。

- (i) 界磁コイルによって作られる磁界を均一にするために同コイル巻線を分割巻きにする。
- (ii) 搜索コイルが pick-up する磁束の中で不均一な成分を互に打ち消し合わせるために同コイル巻線を分割巻きまたは分布巻きにする。

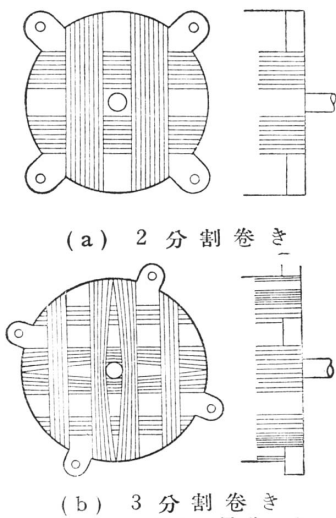


図 62 分割巻き界磁コイル (中波帯用)

図 62 は分割巻き界磁コイルの例を示すもので、搜索コイルの分割巻きについてもこれと同様である。また図 63 は界磁、搜索両コイルを共に2分割巻きにした中波帯用ゴニオメータにつき J. H. Moon の行った誤差曲線の測定例 (potentiometer 法による) を示す。図に見られるようにたとえ界磁コイルが分割巻きであっても搜索コイルが非分割であれば明瞭な8分円誤差が生じ (図の0 in 間隔の曲線)、また別の実測によればこの場合の誤差の大きさは巻線幅にほぼ逆比例する。次に搜索コイルを分割巻きにしてその間隔を増してゆくと誤差曲線の形状は次第にひずんだ正弦波形となり、丁度ある間隔 (1 in) に達すると8分円誤差がほぼ完全に相殺されて16分円誤差だけが残る。なおこれ以上間隔を増しても誤差曲線の形状はほとんど変わらず、ただ搜索コイルの pick-up が減少するだけである。また図 62 (b) に示したような3分割巻きを界磁、搜索両コイルに施せば結果は更に良好となり、結合係数80%、結合誤差 $\pm 1/4^\circ$ (32分円) 程度のもも得られている。

次に搜索コイルの分布巻き方式とは次のような原理に基くものである。すなわち所与の界磁、コイルと搜索コイルとの間の相互インダクタンス特性は一般に §24.(101) 式によって表わされるから、いま搜索コイルとしてはもとの位置から回転軸のまわりに角度 $\pm\alpha$ だけずらした位置で巻いた2個の合成を採用することとすれば、全相互インダクタンス特性は

$$M(\varphi + \alpha) + M(\varphi - \alpha) = 2M(\cos \alpha \cos \varphi + m_1 \cos 3\alpha \cos 3\varphi + m_2 \cos 5\alpha \cos 5\varphi + \dots) \quad (106)$$

表 4

界磁コイル 間隔 $d(\text{in})$	m_2/m_1	α (最適値)	誤差 (最大値)
6.375	+0.25	34°	1.5°
0.5	+0.16		
0.625	-0.19		
0.875	-3.8		
1.125	+1.08	0	1.3
1.185	+0.104		

となり、たとえば $\alpha = 30^\circ, 18^\circ$ などとすれば $\cos 3\varphi, \cos 5\varphi$ などの項は消える。通常これらの高調波成分は同時に 2 個以上存在するから、 α の最適値としては測定された $M(\varphi)$ 曲線を用いてグラフ的に定められるが、一方塚田太郎氏の考案のようにこの種の斜交分離操作を逐次繰り返して行うことによって分布巻きコイルを作り、数個の高調波成分をほとんど完全に除去することも可能である。

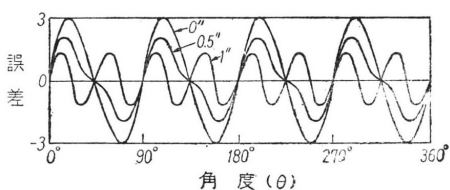


図 63 中波ゴニオメータの誤差曲線測定例 (パラメータ: 分割搜索コイルの間隔)

図 64 は B. G. Pressey によって試作された VHF 帯用ゴニオメータの界磁、搜索両コイルの例で、前者は $1\frac{7}{8}$ in 平方の 1 回巻き遮蔽コイル 2 個を一定間隔 d に配置し直列結合したもの (全インダクタンス $0.27\mu\text{H}$)、後者は $1\frac{5}{8}$ in 平方の 1 回巻きコイル 2 個を図のように角度 2α だけ分離して結合したものである。表 4 は界磁コイル間隔 6 の種々の値に対する 36Mc 波による $M(\varphi)$ 曲線測定値 (pisto nattuator 法による) を用いてグラフ的に定められた α 最適値およびその結果改良される誤差の最大値 ($M(\varphi)$

曲線および α 値からの計算値) を示すもので、誤差曲線の形はいずれもほぼ 16 分円となる。なお同試験においては界磁コイルによって作られる磁界をさらに均一化するために図 64 内に示すように同コイルの辺に沿って銅板を配置する方法も考案実施された。すなわちこの場合銅板を切る磁界は銅板内に誘起される渦電流の影響によって打ち消されるので磁界成分はほとんどコイル面に垂直な方向を有するようになり、特に相互インダクタンス特性 (101) 式中の m_1, m_2, \dots 高調波成分が著しく減少する。ちなみに上表中 $d = 0.5\text{in}$ の場合につき $\alpha = 30^\circ$ として実測した結果によれば 35~100Mc 帯にわたって誤差は $\pm 0.5^\circ$ 以内におさえられた。

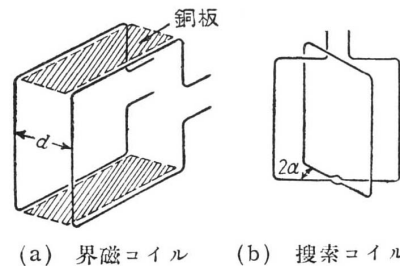


図 64 VHF ゴニオメータ

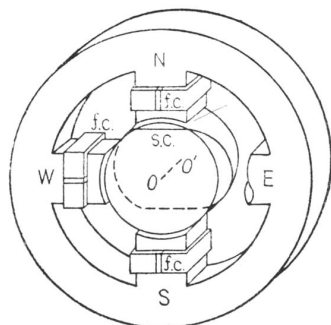


図 65 磁極形ゴニオメータ (搜索コイルは簡略化斜め巻き)

b) 磁極形ゴニオメータ 磁極形ゴニオメータは漏洩磁束を少なくすることによって結合係数を高め、大きな出力電圧を得る目的で作られたもので、通常の電動機と類似の構造を有し、その代表的な例は図 65 に示す通りである。すなわち界磁コイルとしては相直交する磁極にそれぞれ巻線を施し、一方搜索コイルとしては固定磁心と同じ厚さの円筒磁心に巻線を施し、この磁心が界磁コイル磁心と狭い空隙を保ちながら OO' を軸として回転するようになっている。なお同図中搜索コイルは次に述べる斜め巻きの例を示している。ところでこのような構造においては、搜索コイル巻線に特別な工夫をこらさない限りかなりの誤差を避けることができない。その理由はたとえば図 66 に示すような通常の巻線方式による搜索コイルを考えて見ると $\varphi < \alpha$ の範囲内では同コイルと交わる磁束は回転角 φ と共に増加するのに対し、 $\alpha < \varphi < \pi - \alpha$ の範囲内ではこの磁束数はほとんど変化しない

と考えられるため、その結果出力特性は正弦状からかなりひずんだ梯形状となることが確かめられている。

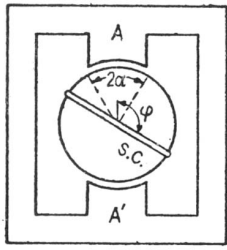


図 66

正弦状出力特性を得るためには前項に述べた分布巻き方式も非常に有効であるが、ここにはいま1つの方法として宮憲一氏などの考案による斜め巻き方式について述べよう。図 67 は回転磁心円筒の側面図で、斜線の施してある部分は磁極 AA' と相対する部分、すなわち磁束の通過する領域を表わしている。また太線は搜索コイル巻線で、(a) 図は前の図 66 に示した通常の巻線に対応するものであるが (最大感度位置を示す)、これを一般化して (b) 図のように $F(\varphi)$ なる曲線で表わされるような斜め巻きを考え、また以下簡単のために斜線部分を通る磁束は均一に分布していると思なすこととする。いま搜索コイルをこの位置から角度 φ_0 だけ回転させると、これは $F(\varphi)$ 曲線が右方へ φ_0 だけ平行移動することに相当し、巻線の関係位置は (b) 図内の破線で示すような $F(\varphi - \varphi_0)$ 曲線で表わされる。次に搜索コイルへの誘起電圧 $e_s(\varphi_0)$ は同コイルの囲む全磁束数に比例し、後者はさらに A 部分における F 曲線の下側面積から A' 部分における同面積を差し引いたもの (もしくはその逆) に比例するから、一般に

$$e_s(\varphi_0) \propto \int_{-\alpha}^{+\alpha} F(\varphi - \varphi_0) d\varphi - \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} F(\varphi - \varphi_0) d\varphi \quad (107)$$

なる関係が得られる。さて結合誤差が生じないようにするためにはこの $e_s(\varphi_0)$ が φ_0 に関し完全な正弦状変化をしなければならないが、それには $F(\varphi)$ をたとえば

$$F(\varphi) = A + B \cos \varphi \quad (108)$$

(A, B は定数) の形にすればよい。このことは上式を (107) 式に代入して見ることによって容易に

$$e_s(\varphi_0) \propto 4B \sin \alpha \cdot \cos \varphi_0 \quad (109)$$

と確かめられる、なお (108) 式において A, B は F 曲線が図 67 の展開図の枠の外にはみ出さないように定めるべきで、そのためには $A + B \leq D$ (D は円筒磁心の厚さ)、 $A - B \geq 0$ でなくてはならない。したがって最大限の出力が得られるようなコイルは $A = B = \frac{D}{2}$ のとき、すなわち

$$F(\varphi) = \frac{1}{2} D (1 + \cos \varphi) \quad (110)$$

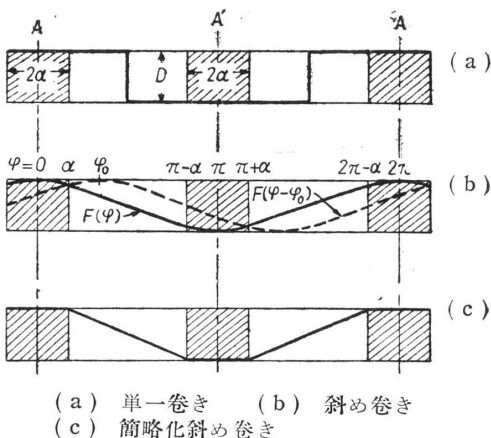


図 67 搜索コイル磁心の側面展開図

なる斜め巻きによって与えられ、(b) 図はこれを示したものである。さらに (c) 図は上の (b) 図のような曲線形では工作上的の不便も伴うので、これを直線部分によって近似したもので、初めの図 65 に描いたのもこの巻線方式である。これらの斜め巻きはいずれも結合誤差 $\pm 1^\circ$ 以内の良好な特性を有することが実験的に確かめられており、また当然のことながら結合係数は界磁、搜索両磁心の間隙を狭くするほど高くなる。

c) 平面ゴニオメータ 平面ゴニオメータは図 68 に示す通り 2 個の半円形状コイルの組合せによる界磁コイル 1 対と、特殊形状をした搜索コイルとから構成されており、搜索コイルは 2 個の直交界磁コイルの中間に狭まれ、中心を軸として同一平面内で回転するようになっている。この形のゴニオメータはその占める空間容積が少なくて済む点が特徴で、宮憲一氏等によって発案、研究された。

一氏等によって発案、研究された。

まず動作の大要について述べよう。図 68(a) において各コイルはそれぞれ 2 個の反対方向巻線の組合せとして構成されているから、界磁コイルのそれぞれの半分内で作られる磁界は反対方向であり、また搜索コイルのそれぞれの半分による pick-up も反対方向である。したがって図示の搜索コイル回転位置での誘起電圧は丁度最大となることが知られ、一方同コイルをこの位置から $\pm 90^\circ$ だけ回転すれば誘起電圧は正負打ち消し合っ
て零となり、 180° 回転の位置においては再び最大誘起電圧が得られる。

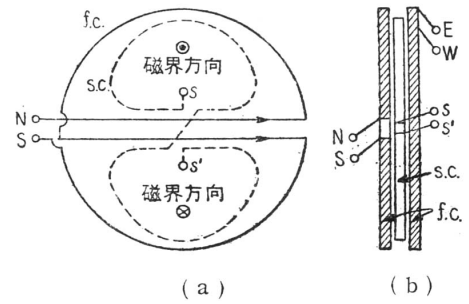


図 68 平面ゴニオメータ

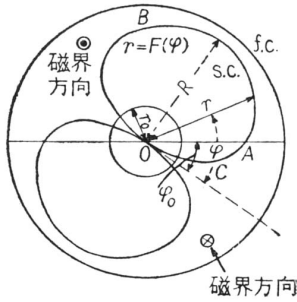


図 69

さて結合誤差をなくするためには前と同じく搜索コイル回転に伴う同コイル誘起電圧の変化を正弦的にしなければならないが、それにはコイルに一定の特別な形状を付与することが必要である。いま界磁コイル内部における磁界は均一とし、図 69 に示すように搜索コイルの形状を

$$r = F(\varphi) \tag{111}$$

なる極座標表示でもって表わし、その最大半径を R 、中央巻線部の半径を r_0 としよう。このとき回転角度 φ_0 に対する搜索コイル誘起電圧は同コイルを切る磁束数の代数和、すなわち図における

$$\text{面積}(OAB) - \text{面積}(OAC) = s \int_{\varphi_0}^{\frac{\pi}{2}} \varphi \int_{r_0}^{F(\varphi)} r dr = \int_{\varphi_0}^{\frac{\pi}{2}} \{ [F(\varphi)]^2 - r_0^2 \} d\varphi \tag{112}$$

に比例するから、求める条件として

$$\int_{\varphi_0}^{\frac{\pi}{2}} [F(\varphi)]^2 d\varphi - r_0^2 \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_0 \right) = S \cos \varphi_0 \tag{113}$$

が得られた。上式中 S は定数であるが、 $\varphi_0 = 0$ とおいてみればわかるようにこれは搜索コイル片半分の面積 $(OBAC)$ にほかならない。(113) 式の両辺を φ_0 に関して微分したのち整理すれば、コイル形状 $F(\varphi)$ の表式として結局

$$F(\varphi) = \sqrt{S \sin \varphi + r_0^2} \tag{114}$$

もしくは r_0 を小さいとして

$$F(\varphi) \cong \sqrt{S \sin \varphi} \tag{114'}$$

が求められる。また $F\left(\frac{\pi}{2}\right) = R$ なる関係を用いれば (114) 式より面積 S は

$$S = R^2 - r_0^2 \tag{115}$$

と計算される。なお結合係数 k (最大値) はほぼ搜索コイルと界磁コイルとの面積比に等しいと考えられるから、界磁コイルの半径を搜索コイルと同じ R にとれば

$$k \cong \frac{2S}{\pi R^2 - \pi r_0^2} = \frac{2}{\pi} = 63.7\% \tag{116}$$

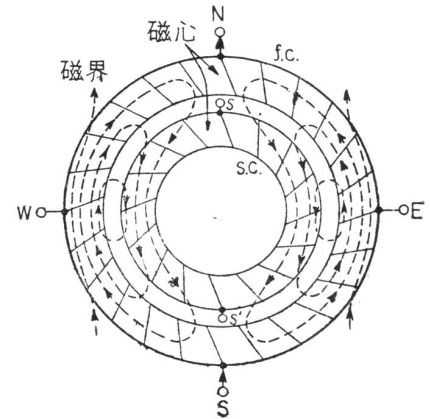
となり、これが理論的に許容し得る最大限の値である。

宮氏等はさらに界磁コイル内部の磁界が均一でなく Biot-Savart の法則に基く分布をするものとして詳しい理論計算ならびに数値積分を行っているが、その結果によれば搜索コイルの形状としては上の (114') 式に対応して

$$\left. \begin{aligned} \frac{t}{R} = 0.1 \quad \text{のとき} & : F(\varphi) \propto (\sin \varphi)^{1/2} \quad \text{ないし} \quad (\sin \varphi)^{1/2.2} \\ \frac{t}{R} = 0.2 \quad \text{のとき} & : F(\varphi) \propto (\sin \varphi)^{1/2} \quad \text{ないし} \quad (\sin \varphi)^{1/2.3} \end{aligned} \right\} \tag{117}$$

が妥当である。ここに t は界磁コイルと搜索コイルとの間隔である。また実際に設計された数例（たとえば $R = 40\text{mm}$, $t = 5.4\text{mm}$, $\frac{t}{R} = 0.135$, 界磁, 搜索両コイルの巻回数はそれぞれ 3) ならびに 4) についての測定結果は何れも $\pm 1^\circ$ 以内の 8 分円誤差を示している。

d) 環状ゴニオメータ 環状ゴニオメータというのは図 70 に示すように大小 2 個の同心環状磁心にコイルを巻き、外側を界磁コイル、内側を搜索コイルとして使用するもので、界磁コイルは 1 個でもって NS コイルとしても EW コイルとしても利用される。なおこの形のゴニオメータは田中磯一氏等によって研究実用化されたもので、無修正のままでも結合誤差が比較的小さく、その他構造上から見てたとえば動作の定量的解析が割に簡単な点、多重 BT 方式用への拡張が容易な点などに特徴を有する。



まず動作の概要について述べよう。簡単のため電波は NS 方向から到来するものとすれば、図 70 において界磁コイルの NS 端には一定の電位差が生じるが、EW 端子は同電位にある。したがって NS 端子間を流れる電流によって図示のような対称磁界が固定磁心内部に発生し、しかも巻線の状況から明らかのようにこの磁界は NS 方向からの到来電波に対応 NS 端子軸の両側でそれぞれ反対回り方向になっている。その結果磁束は内側の回転磁心（ならびに極く少量は外部空間）を貫通して閉路を形成し、搜索コイルに一定の電圧を誘起する。この誘起電圧は図示の場合には ss' 端子軸の両側が加わり合っただ度最大の条件にあるが、これから $\pm 90^\circ$ 回転させた位置では零、すなわち最小感度点に達し、さらに 180° 回転位置で再び最大となる。

図 70 環状ゴニオメータ（磁界分布は内部に発生し、しかも巻線の状況から明らかのようにこの磁界は NS 方向からの到来電波に対応

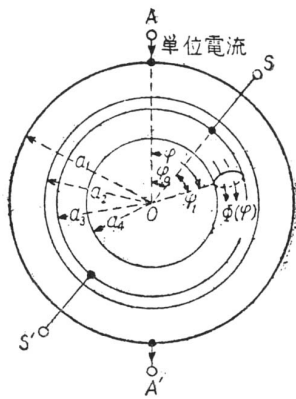


図 71

ところでこの種のゴニオメータにおいても搜索コイルの巻線方式に特別な工夫を加えない限り結合誤差を完全には消去できないが、これについては著者が詳しい理論的解析を行った。いまその結論の概要だけを示すと図 71 において φ_0 は搜索コイルの最大感度位置からの回転角、 φ は界磁コイル端子軸 AA' から測った角度、 φ_1 は搜索コイル端子軸 ss' から測った角度とし（したがって $\varphi_1 = \varphi - \varphi_0$ ）、また界磁コイル端子 AA' に単位電流を流したときに搜索コイル磁心の断面を貫通する全磁束量の角度分布を $\Phi(\varphi)$ としよう。さて $\Phi(\varphi)$ は大体において正弦状分布にはなっているが一般に奇数次高調波成分も多少存在するので、符号をも含めて

$$\Phi(\varphi) = \Phi_0 \sin \varphi + \Phi_1 \sin 3\varphi + \Phi_2 \sin 5\varphi + \dots \quad (118)$$

なる形に展開される。したがって搜索コイル巻回数が角度 φ_1 に関して $n(\varphi_1)d\varphi_1$ なる分布をしており、またこの巻線分布は端子軸 ss' に関して対称、すなわち $n(\varphi_1) = n(-\varphi_1)$ とすれば、同コイルが全体として切る磁束の総量、すなわち相互インダクタンスは

$$M(\varphi_0) = 2 \int_{\varphi_0}^{\varphi_0 + \pi} n(\varphi - \varphi_0) \cdot \Phi(\varphi) d\varphi \quad (119)$$

によって与えられる。上の諸例と同じくいまの場合も結合誤差が存在しないためには上式の φ_0 に伴う変化が正確に正弦的でなければならないが、このことは搜索コイルを通常の一様分布巻きにしたのでは達成されない。すなわちこの場合同コイルの全巻回数を N_s とすれば、

$$n(\varphi_1) = \frac{N_s}{2} \pi \quad (120)$$

であるから、この式と (118) 式とを (119) 式に代入すれば、結果は

$$M(\varphi_0) = \frac{2}{\pi} N_s \left(\Phi_0 \cos \varphi_0 + \frac{1}{3} \Phi_1 \cos 3\varphi_0 + \frac{1}{5} \Phi_2 \cos 5\varphi_0 + \dots \right) \quad (121)$$

となり §24.(105) 式に対応して最大値

$$\epsilon_{\max} \cong \frac{\left(\frac{1}{3}\Phi_1 - \frac{1}{5}\Phi_2\right)}{\Phi_3} \tag{122}$$

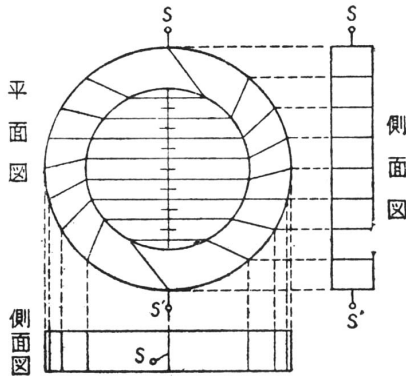
なる 8 分円誤差を生じる．一方巻線分布を正弦的，すなわち

$$n(\varphi_1) = N_s \frac{|\sin \varphi_1|}{4} \tag{123}$$

として同様の計算を行って見ると $\cos \varphi_0$ に比例する項以外は全部消えて

$$M(\varphi_0) = \frac{\pi}{4} N_s \Phi_0 \cos \varphi_0 \tag{124}$$

なる理想的結合が得られ，しかもこの場合は一様分布巻線の場合 (121) 式よりも $\frac{\pi^2}{8} \cong 1.23$ 倍大きい相互インダクタンスが得られる．**図 72** は有限巻回数 N_s の搜索コイルについて正弦分布巻きを近似的に実現させる方法を示したもので，図示のように円環状磁心の外側および内側直径をそれぞれ N_s 等分し，各等分点からそれぞれの円周上への射影点を交互に結ぶように巻いてゆけばよい．



環状ゴニオメータの結合誤差は通常の中波帯用のもの数例（たとえば外側磁心の外径 $2a_1 = 46\text{mm}$ ，内径 $2a_2 = 32\text{mm}$ ，高さ 12mm ，界磁コイル総巻回数 48，内側磁心の外径 $2a_3 = 27\text{mm}$ ，内径 $2a_4 = 19\text{mm}$ ，高さ 10mm ，搜索コイル総巻回数 120）についての理論値ならびに実測値によればいずれも無修正（一様分布）のままでもすでに $\pm 1^\circ$ 以内で，上述の正弦分布巻きを施せばほとんど消去される．また結合係数については両環状磁心間の間隙が狭い程大きく，同じく中波帯用の例では 80% 程度またはそれ以上のもも可能である．

e) その他のゴニオメータ 上に列挙したゴニオメータはいずれも電磁誘導結合に基くものであって，その意味でこれらは**誘導形ゴニオメータ** (inductive radiogoniometer) の名で総称される．ところでこの種のゴニオメータは超短波帯のような高い周波数領域に移行するにつれて巻線間の漂遊容量の影響が増して特性を劣化させ，また各コイルのインピーダンス値を適当な値におさえるためには巻回数も極めて少ないものが必要となるので（たとえば前の図 64），設計は非常に困難となる．したがってこのような場合にはしばしば**静電ゴニオメータ** (electrostatic radiogoniometer) もしくは**容量形ゴニオメータ** (capacitive radiogoniometer) が使用され，**図 73** はその基本構造の例を示す．同図の (a) は円筒状のもの，(b) は通常のバリコン類形の形のもので，いずれも固定子と回転子との間の間隙が非常に狭い限りそのキャパシタンスは両者に共通な面積にほぼ比例すると見なされる．

そのほか特殊な形のものとしては，たとえば直交する両ループ空中線誘起電圧をそれぞれ 90° 位相のずれた低周波をもって平衡変調したのち両者を合成することにより，一定速度（変調周波数）をもって連続回転するゴニオメータ系と等価な電気的回路を構成することもできるが，これについては次章 §41. において説明する．また直交（界磁）コイルもしくは直交電極によって作られる磁界もしくは電界の状況をブラウン管螢光面上の直線状（一般には楕円状）影像として再現するところのいわゆる Watson-Watt 方式 (§43.) もまた広い意味でのゴニオメータと見なすことができ，**ブラウン管ゴニオメータ** (Braun tube or CRT radiogoniometer)

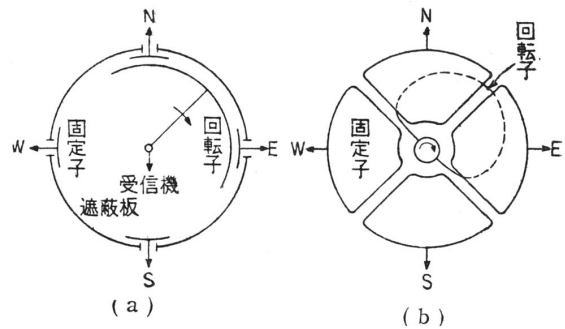


図 73 静電ゴニオメータ

の名で呼ばれることもある。

§27. 饋電線, ゴニオメータを含む空中線入力回路

BT方式においては両直交空中線系間の平衡保持を容易にする目的でもっぱら非同調形空中線が使用されるので(もちろん回転ループ空中線においても広帯域特性, 空中線効果の除去などに関連して多く用いられている), 本章を終えるに当たり本節にこの種の空中線回路の設計上の諸問題につき略述しよう。

すでにわれわれは空中線入力回路の性能判定の基準としての pick-up factor なる概念について若干考察したが(前章 §7., §12.(iv)), これは実は雑音の問題を全く度外視しているという点で不完全であり, 特に非同調形空中線入力回路にあっては回路内での S/N 比の低下如何が設計上重要な因子となる(といっても pick-up factor を最大ならしめるような設計原理も實際上非常に有用であることに変わりはない)。入力回路内の雑音としては**外来雑音**, **真空管雑音**, 各回路素子による**熱雑音**などが代表的である。しかしこのうち外来雑音は最適 S/N 比を得るための設計因子とはなり得ないし, また 10Mc 程度以下の周波数では真空管雑音(主として霰射雑音)の影響も他に比べて小さいので, 以下簡単のため熱雑音だけを考慮に入れることとする。よく知られた Nyquist の式によれば絶対温度 $T(^{\circ}\text{K})$ の抵抗 $R(\Omega)$ 内に発生する熱雑音電圧 e_n (RMS 値) は

$$e_n = \sqrt{4KTRB} \quad (\text{V}) \quad (125)$$

によって与えられる。ここに $K = 1.38 \times 10^{-23}(\text{J/deg})$ はボルツマン定数, B は受信機帯域幅 (c/s) を表わす。

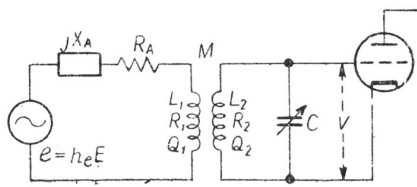


図 74 非同調形空中線入力等価回路

さて空中線回路として差し当り饋電線部分のない場合を考えると, その等価回路は図 74 のようになる。図中 $Z_A = R_A + jX_A$ は空中線の実効インピーダンス, L_1, R_1, Q_1 および L_2, R_2, Q_2 はそれぞれ結合変成器(ないしゴニオメータ)の1次側および2次側コイルのインダクタンス, 抵抗ならびに Q , M は相互インダクタンス(ただしゴニオメータの場合には最大感度位置における値)である。まず同回路電源側での S/N 比を考えると(125)式により

$$\left(\frac{S}{N}\right)_A = \frac{e}{\sqrt{4KTR_A B}} \quad (126)$$

で, これは $\frac{e}{\sqrt{R_A}}$ に比例していることがわかる。一方変成器2次側端子から電源側を見たときの等価電源電圧を e' , 等価インピーダンスを $Z' = R' + jX'$ とおけば同端子での S/N 比は $\frac{e'}{\sqrt{R'}}$ に比例する。したがって空中線自体から変成器を通して第1真空管格子に達するまでに S/N 比は

$$F = \frac{e'}{\frac{e}{\sqrt{R_A}}} = \frac{e'}{e} \sqrt{\frac{R_A}{R'}} \quad (127)$$

の割合で低下することになり*, 簡単な回路計算の結果

$$F = \frac{\omega M}{|R_A + R_1 + j(X_A + \omega L_1)|} \cdot \frac{\sqrt{R_A}}{\sqrt{R_2 + \frac{(\omega M)^2}{(R_A + R_1) + (X_A + \omega L_1)^2} (R_A + R_1)}} \\ = 1 / \sqrt{1 + \frac{R_1}{R_A} + \frac{(R_A + R_1)^2 + (X_A + \omega L_1)^2}{(\omega M)^2} \cdot \frac{R_2}{R_A}} \quad (128)$$

* このような入出力端における S/N 比の比 F は一般にその回路の**雑音指数** (noise figure, NF) と呼ばれる。また1次側電源 e および2次側等価電源 e' に関する**有能信号電力** (available signal power) はそれぞれ $\frac{e^2}{R_A}$, $\frac{e'^2}{R'}$ で与えられるから, いまの場合の F はこの電力の損失を表わすとも考えられる。

もしくは $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ (結合係数), $Q_1 = \omega \frac{L_1}{R_1}$, $Q_2 = \omega \frac{L_2}{R_2}$ を用いて

$$F = \sqrt{1 + \frac{2}{k^2 Q_2} \left(\frac{X_A}{R_A} + \frac{1}{Q_1} \right) + \frac{1}{R_A} \left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{k^2 Q_2} + \frac{1}{k^2 Q_2 Q_1^2} \right) \omega L_1 + \frac{R_A^2 + X_A^2}{k^2 Q_2 R_A} \cdot \frac{1}{\omega L_1}} \quad (129)$$

なる表式が得られる. 上式により F を大きくして S/N 比の低下を防ぐためには変成器の結合係数 K ならびに各コイルの Q をできるだけ大きくしなければならぬことがわかり, また F を最大とするような ωL_1 の値は

$$(\omega L_1)_{\text{opt}} = \frac{\sqrt{R_Z^2 + X_A^2}}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_1^2} + \frac{k^2 Q_2}{Q_1}}} \quad (130)$$

これに対応する F の値は

$$(F)_{\text{opt}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{k^2 Q_2} \left(\frac{X_A}{R_A} + \frac{1}{Q_2} \right) + 2\sqrt{1 + \frac{X_A^2}{R_A^2}} \sqrt{1 + \frac{1}{Q_0^2} + \frac{k^2 Q_2}{Q_1}}}} \quad (131)$$

と求められる. 以下に上の一般結果をループ空中線ならびに垂直空中線 (アドコック空中線) に適用し, 最後に饋電線接続による影響を考察して見よう.

i) ループ空中線 ループ空中線は通常インダクタンス回路であるから $X_A = \omega L_A$, $Q_A = \omega \frac{L_A}{R_A}$ とおけば, (130) 式より最適 L_1 値として

$$(L_1)_{\text{opt}} \cong \frac{L_A}{\sqrt{1 + \frac{k^2 Q_2}{Q_1}}} \quad (132)$$

が得られ, またこのときの F は (131) 式により

$$(F)_{\text{opt}} \cong \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2Q_A}{k^2 Q_1} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{k^2 Q_2}{Q_1}} \right)}} \quad (133)$$

となる. たとえば密結合変成器 $K^2 = 0.75$ を用い, $Q_A = Q_1 = 60$, $Q_2 = 160$ とすれば, $(L_1)_{\text{opt}} \cong 0.58L_A$, $(F)_{\text{opt}} \cong 0.55$ となるが, 通常 F は L_1 のかなりの変化範囲にわたって平滑な特性をもっているので L_1 の選択はそれほど厳密でなくともよく, 大抵の場合 $L_1 \cong 0.4L_A$ の程度に設計される.

空中線回路の設計に当ってはもちろん S/N 比の初期値 (126) 式もできるだけ大きくしなければならない. いまの場合ループの巻回数を N , 面積を A とすれば §4.(15) 式により

$$\left(\frac{S}{N} \right)_A = \frac{2\pi N A E}{\lambda} \frac{1}{\sqrt{4KTBR_A}} = 1.950 \times 10^7 N A E \sqrt{\frac{Q_A}{TB\lambda L_A}} \quad (134)$$

が成立しているから, このことはループの Q ならびに $\frac{NA}{\sqrt{L_A}}$ を大きくすることを意味する (なお §7. の所論参照). 一例として切口断面直径 4mm, 直径 1m の 1 回巻き円形ループを考え, $T = 20^\circ\text{C}$, $B = 3000\text{c/s}$, その他 k^2 ならびに各 Q 値は上例に従うものとしよう. このループのインダクタンス値 L_A は §4. の終りの計算例により $3.52\mu\text{H}$ であるから, 変成器 1 次側コイルの最適インダクタンス値 $(L_1)_{\text{opt}}$ は $2.03\mu\text{H}$ であり, 2 次側出力における S/N 比最適値は

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{opt}} = 0.545 \times \left(\frac{S}{N} \right)_A = 3.68 \times 10^7 \frac{E}{\sqrt{\lambda}}$$

と計算される. したがってこのループ空中線入力回路の出力端においてたとえば S/N 比 > 3 が要求されれば, 到来波の電界強度は 300kc 波 ($\lambda = 1000\text{m}$) で $2.6\mu\text{V/m}$ 以上, 2Mc 波 ($\lambda = 150\text{m}$) で $1.0\mu\text{V/m}$ 以上でなければならない.

(ii) 垂直空中線 垂直空中線は通常容量回路であるから $X_A = -\frac{1}{\omega C_A}$, $Q_A = \frac{1}{\omega C_A R_A}$ とおけば, (130) 式より

$$(L_1)_{opt} \cong \frac{1}{\omega C_A} \sqrt{1 + \frac{k^2 Q_2}{Q_1}} \quad (135)$$

となり, またこれに対応する F の値は

$$(F)_{opt} \cong \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2Q_A}{k^2 Q_2} \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{k^2 Q_2}{Q_1}} \right)}} \quad (136)$$

と表わされる. (135) 式によれば $(L_1)_{opt}$ は周波数に関係し, 1次側共振周波数 $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_A}}$ は使用周波数帯よりも高く選ばれることがわかる. しかし方探空中線においては f_1 を使用帯域下端の外側に選んだ方が一定帯域幅にわたって一様な特性が得られるのであって図75にそれぞれの場合についての2次側 S/N 比の周波数変化を示す. 図の曲線は (129) 式より

$$F \cong \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2 Q_A}{f_1^2 Q_1} + \frac{Q_A}{k^2 Q_2} \left(\frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} \right)^2}} \quad (137)$$

と概算し, 一方信号源としてアドコック空中線受信を考え, その誘起電圧, したがって $(S/N)_A$ を簡単のため周波数 f に比例する (§12.(52) 式) と見なして求めた相対値である. その結果 $f > f_1$ の場合には f が高くなると共に信号が増大する反面, 1次側共振周波数 f_1 から離れることに基く S/N 比の低下がこれを相殺してほぼ一様な特性を与えるのに対し, $f < f_1$ の場合には両者の傾向が同方向に向い, また一般に空中線の Q_A は1次側コイルの Q_1 よりも比較的高いという事情がこれを助長するので特性を示す曲線が傾斜するのである.

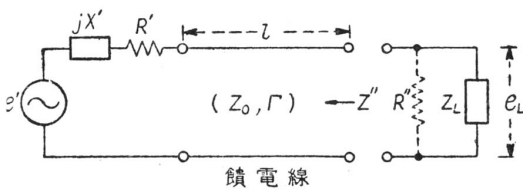


図76 饋電線を合む空中線入力等価回路

内減衰に基く S/N の低下をももたらし, また非同調形空中線回路はほぼリアクタンス回路であるのに対して線路の特性インピーダンスは, ほぼ抵抗性であるために空中線-饋電線結合の広帯域にわたる整合を困難にする. いま図76のように全長 l_1 , 単位長毎のインダクタンス, 抵抗, キャパシタンス, コンダクタンスがそれぞれ L_0, R_0, C_0, G_0 の饋電線が接続されているものとすれば, よく知られている特性インピーダンス Z_0 および伝播定数 Γ の表示式

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \cong \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \\ \Gamma &\equiv \alpha + j\beta = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} \end{aligned} \right\} \quad (138)$$

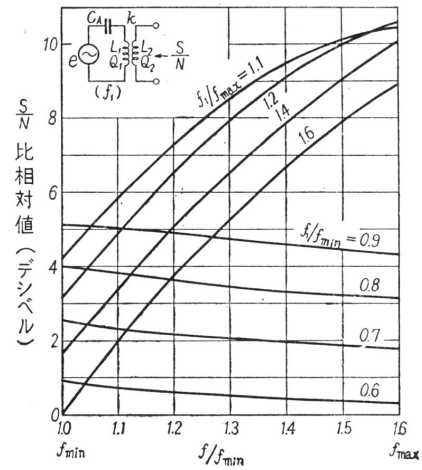


図75 アドコック空中線入力回路2次側における S/N 比相対値 ($k^2 = 0.5$, $Q_A = 240$, $Q_2 = 80$, $Q_2 = 160$)

(iii) 饋電線接続による影響 最後に饋電線の接続に伴う影響について考察しよう. もし饋電線が結合変成器の2次側で同調をとった後に接続されるのであれば (したがって同調操作の遠隔制御となる) 比較的問題は少ないのであるが, 多くの場合は2次側コイル端子または空中線にそのまま接続され, 同調は受信機のところでとられる. このことは (i)(ii) 項に説明したところに加えてさらに線路

を用いて (通常 $\beta \cong \frac{2\pi}{\lambda}$)，出力端における実効起電力 e'' および実効インピーダンス Z'' は

$$\frac{e''}{e'} = \frac{1}{\cosh \Gamma \ell + \frac{Z'}{Z_0} \sinh \Gamma \ell} \quad (139)$$

$$Z'' \equiv R'' + jX'' = \frac{Z' \cosh \Gamma \ell + Z_0 \sinh \Gamma \ell}{\cosh \Gamma \ell + \frac{Z'}{Z_0} \sinh \Gamma \ell}$$

$$\therefore R'' = R' \left| \frac{e''}{e'} \right|^2 \left[\cosh 2\alpha \ell + \frac{\sinh 2\alpha \ell}{2R'} \left(Z_0 + \frac{R'^2 + X'^2}{Z_0} \right) \right] \quad (140)$$

と求められる. ここに e' , $Z' \equiv R' + jX'$ は入力側における起電力ならびにインピーダンス値で, もし空中線端子が直接饋電線に接続されるのであれば $e = h_e E$, $Z_A = R_A + jX_A$ にほかならない. (140) 式により饋電線接続に伴う S/N 比の低下は

$$F_t = \left| \frac{e''}{e'} \right| \sqrt{\frac{R'}{R''}} = \frac{1}{\sqrt{\cosh 2\alpha \ell + \frac{|Z'| \sinh 2\alpha \ell}{2R'} \left(\frac{Z_0}{|Z'|} + \frac{|Z'|}{Z_0} \right)}} \quad (141)$$

と表わされ, 線路損失がある限り ($\alpha \neq 0$) $F_t < 1$ となる. 上式はまた Z_0 可変かつ α 一定, もしくは $|Z'|$ 可変かつ $\frac{|Z'|}{R'}$ 一定の条件の下では $|Z'| = Z_0$ のときに最大値

$$(F_t)_{\text{opt}} = \frac{1}{\sqrt{\cosh 2\alpha \ell + \frac{|Z'|}{R'} \sinh 2\alpha \ell}} \quad (142)$$

をとり, さらにこの $(F_t)_{\text{opt}}$ は整合条件 $X' = 0$, $|Z'| = R' = Z_0$ が満たされているときに最大値 $e^{-\alpha \ell}$ に達する.

以上のほか長い饋電線を使用する場合には空中線-饋電線回路の共振, 反共振周波数が低下するために使用帯域幅が制限されることも設計上重要な問題となる. いま線路の出力端において受信機側を見た負荷インピーダンス値を Z_L とすれば, 入出力端子間の電圧伝達比 τ は

$$\tau \equiv \frac{e_L}{e'} = \frac{\cosh \zeta' \sinh \zeta_L}{\sinh(\zeta' + \Gamma \ell + \zeta_L)} \quad (143)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \zeta' &\equiv \xi' + j\eta' = \tanh \frac{Z'}{Z_0} \\ \zeta_L &\equiv \xi_L + j\eta_L = \tanh \frac{Z_L}{Z_0} \end{aligned} \right\} \quad (144)$$

と求められる (なお pick-up factor は $h_e \tau$ に比例する). したがって τ は反共振点 $\eta' + \eta_L + \beta \ell = \left(n + \frac{1}{2}\right) \pi$ において極小値, 共振点 $\eta' + \eta_L + \beta \ell = n\pi$ において極大値をとり (ただし $n = 0, 1, 2, \dots$), 両者の比は $\alpha \ll 1$ として大体

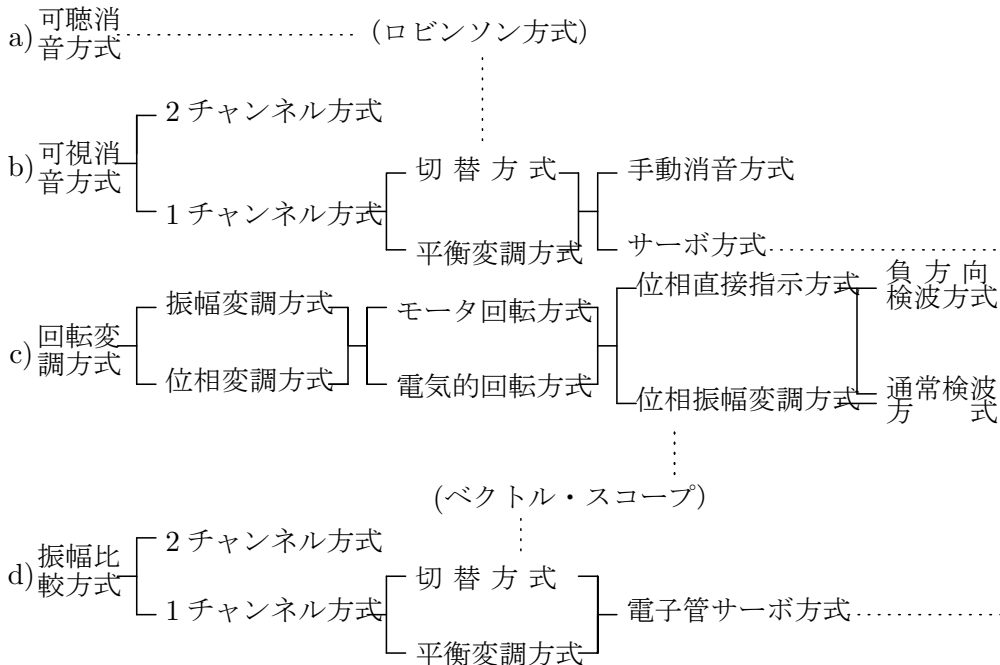
$$\frac{\tau_{\min}}{\tau_{\max}} \cong \tanh(\xi' + \xi_L) \quad (145)$$

をもって表わすことができる. 受信特性を広い周波数帯にわたって一様にするためにはこの変動比をなるべく 1 に近づけなければならない. また特に共振点付近では BT 方式における両直交空中線-饋電線回路の電氣的性質を等しく保つことが困難になるので, これへの対策をも含めて (感度は若干犠牲となるが) しばしば饋電線出力端子に $Z_0 \sim 3Z_0$ 程度の減衰用抵抗 R'' が並列結合される (図 76 参照).

第4章 方位指示方式

本章においては現在までに考案もしくは実用化されている各種方位指示方式についてその原理，特徴，精度その他を概略説明し，併せて各方式に含まれる具体的な回路についても例示する．表5は諸方式の分類系統図で，その内容は以下順を追って述べるが，

表5 各種方位支持方式分類系統図



あらかじめ各区分の特徴を要約すると次の通りである。

- a) b) **可聴もしくは可視消音方式** 空中線もしくはゴニオメータを手動もしくはサーボ機構によって消音位置まで回転させる（準静的もしくは準動的測定操作）。
- c) **回転変調方式** 空中線もしくはゴニオメータを機械的に常時回転させるか，もしくは電氣的にこれと等価な動作を行わせることによって消音位置をその回転周波数の波形の位相角に変換する（動的測定操作）。
- d) **振幅比較方式** 直交空中線系の両誘起電圧を等しい増幅度でもってそれぞれ増幅してのち，その強度を比較する（静的測定操作）。

[A] 可聴消音方式

§28. 概要ならびに実例

可聴消音方式 (aural-null type) は最も原始的な測定方式で前述の諸章を通じてすでに了解される場所であるが，一応図77にその原理図を示しておく．すなわち原理的にはループ（もしくはアドコック）空中線に受信された電波を増幅，検波して，信号音を聞きながら空中線もしくはゴニオメータを回転し，その消音位置を求める方法であるといえる．しかし実際の測定においては空中線効果その他の擾乱効果ならびに受信機内部雑音などの存在によって完全な消音（零感度）は得られないから最小感度位置は明瞭に定まらず，そのため測定者は消音点の近傍で空中線もしくはゴニオメータを左右に回転して見て信号の判別可能な両可聴限界点（もしくは等強度点）を求め，その両点の中心方向値をもって測定方向とするのが普通である．この種の操作は **swing** と呼ばれ，測定の際の swing 角度幅，すなわち **消音幅** (silent arc) ないし **最小感度幅** (minimum sensitivity width) は最大限 $\pm 30^\circ$ 程度までが許容し得るとされているが，なるべく狭い方が望ましいことはもちろんである．またこれは測定者の熟練度によっても異なる．

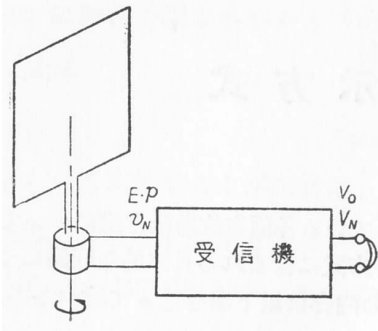


図 77 可聴消音方式

このように可聴消音方式は swing などのわずらわしい操作を必要とするために測定に手間どり、また測定者にある程度の熟練が要求されるので、最近では各分野において次第に以下の諸節に述べるところの種々の可視式方探に取って代られつつある。しかし本方式は原理的には最も簡単、したがって取扱いが最も確実であり特に混信のある微弱信号に対しては他方式に比べてはるかにすぐれた性能を発揮するので、現在でも依然としてその価値を失ってはいない。

本方式の一例として図 78 にドイツのテレフンケン会社製 PST102 形陸上用移動式短波アドコック方探の空中線入力回路部分を示す。この方探は 8m 間隔、3 対 (6 本) の空中線からなる多重 BT 方式を採用

している点で特色があり (前章 §23.)、各空中線素子は高さ 8.5m、頂部および 5.5m 高のところを特殊の RL 回路で分割したであり、これは使用周波数帯 (4.5~25Mc) 全域にわたって一様に近い基部インピーダンス特性を与えるように工夫されたものである。また単向決定用空中線としては特別のものを使用せず、ゴニオメータ (環状) の固定コイル側磁心にいま 1 個のコイル L を巻き、これが 6 個の空中線誘起電圧の総和を pick-up するようになっている (§23. の終り参照)。まず連動スイッチ S を最上段 (受信位置) におくと L に誘起される無指向性電圧だけが増幅されて単なる通常の実信を与える。この状態は受信機ダイヤル上に相手局を捜索する際に用いられ、**stand-by** とも呼ばれる。次にスイッチを第 2 段の DF 位置に切替えるとゴニオメータ捜索コイル L_{s1} が受信機に接続されると同時に、 L_{s1} と直交して巻かれたいま 1 つの補助捜索コイル L_{s2} に誘起される電圧が可変インダクタンス結合 VC を経て push-pull 増幅されたのちこれに加え合わされる。後者の回路は近接物体擾乱 (§52.) その他に基く消音ぼけに対する zero cleaning 用のもので (§9.)、 L_{s1} が最小感度位置にあるとき L_{s2} は最大感度位置にあり、 VC の調節によって消音状態を改善することができる。なおこの zero cleaning 方式は通常垂直空中線誘起電圧利用の方法と異なり、方採用の正規電圧と補正用電圧とが周波数にかかわらず常に一定比の関係にあるという特徴をもっている。最後に単向決定の際には L_{s1} でなく L_{s2} の誘起電圧を L からの無指向性電圧に重畳する。これはゴニオメータ捜索コイルを消音位置のまま動かさないで単向決定を行うため (§17.)、スイッチ位置が単向 (青) のときに受信音が小さくなればゴニオメータ連動ダイヤル指針の両端の中で青印のしてある側で、また反対に単向 (赤) の位置のときに受信音が小さくなれば赤印のしてある側で方位目盛を読みとればよい。

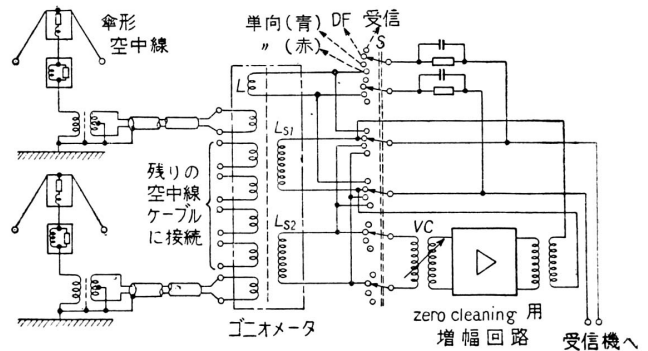


図 78 可聴消音方式の実例 [テレフンケン会社製陸上用短波方探 PST102 形]

§29. 測定精度ならびに方探感度

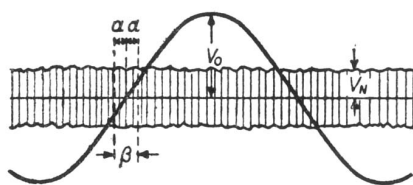


図 79

本節では可聴方探の測定精度ならびにそれに関連して方探としての感度について略述する。図 79 はループ空中線を 360° 回転したときの信号出力電圧 (実効値) の正弦変化 $V_0 \sin \theta$ とこれに重畳して現われる雑音出力電圧雑音 V_N (RMS 値) とを示したものである。図示のように零感度点の近傍は雑音に覆われて検知不可能であるから、信号を丁度雑音から分離して聞き分けることのできるような限界 (threshold) のループ回転角を $\pm \alpha$ とすると、最小感度幅 β は 2α に等しい。さて多くの人々の実験測定によれば

このような判別可能最低信号出力、すなわち $V_0 \sin \alpha$ は可聴式の場合には V_N よりかなり小さいのが普通である。これはよく知られているように人間の耳自体が 1 つのすぐれた弁別器であって、雑音を構成

する周波数成分の中の相当部分を除去するからで、耳に感じられる雑音強度を V_{Ne} とすれば

$$\frac{V_{Ne}}{V_N} \cong \sqrt{\frac{B_e}{B}} \quad (146)$$

なる関係が成立している（前章 §27.(125) 式参照）．ここに B_e および B は耳および受信機の通過帯域幅で、たとえば H. Fletcher の測定によれば 1000c/s の連続音に対して $B_e \cong 60\text{c/s}$ なる結果が得られており、この値は通常の実験機 $B(2\sim 3\text{kc})$ に比べてはるかに狭いことが知られる．そのため受信機の帯域幅の増減は実際上最小感度幅 $\beta = 2\alpha$ にほとんど影響を与えないのであって、可聴式の場合の α の値は

$$V_0 \sin \frac{\alpha}{V_{Ne}} = C \quad (147)$$

なる関係式によって定められる．ここに C は定数で測定者の能力、疲労度などによっても異なるが、経験的に大体 $1\sim 3(0\sim 10\text{db})$ の値が得られている．したがって上式と (146) 式とから

$$V_0 \sin \frac{\alpha}{V_N} = c \frac{\sqrt{B_e}}{\sqrt{B}} \equiv \frac{C'}{\sqrt{b}} \quad (148)$$

が得られ、 B_e として上述の 60c/s を用いることにすれば $C' = 0.25\sim 0.75$ 、平均的に見て $C' \cong 0.55$ となる（ただし B は kc 単位）．(148) 式によればたとえば $B = 2.5\text{kc}$ の受信機であれば、方位測定が可能なための（最大感度点における）受信機出力 S/N 比の下限は $\alpha \leq 30^\circ$ なる制限条件（前節）に基いて $0.3\sim 1.0(-10\sim 0\text{db})$ と求められる．

さて以上に述べたのは単なる最小感度幅 β のことであって、たとえば $\beta = 5^\circ$ ということは必ずしも方位が 5° 以上の精度をもっては測り得ないということにはならない．すなわち方探の精度は検知可能な両臨界点の角度位置がいかに正確に測れるかにかかってくるのであって（仮にこれが完全に正しければ誤差は零）、経験によれば測定値、つまり両臨界点角度の平均値の標準偏差 (standard deviation) σ は最小感度幅 β と

$$\sigma = K\beta \quad (149)$$

なる比例関係にある．ここに定数 K としては多くの測定者によって種々の値が与えられているが、大体 $\frac{1}{20}\sim \frac{1}{40}$ の範囲内にあり、S. de Walden, J. C. Swallow によれば実験的に平均 $\frac{1}{25}$ 、また半理論的考察による値として $\frac{1}{34}$ が得られている．(148) 式を用いれば上式はまた

$$\sigma = \frac{K'}{\left(\frac{V_e}{V_N}\right)\sqrt{B}} \quad (150)$$

と書き改めることができ、この場合の定数 K' としては上述の $C' = 0.55$ 、 $K = \frac{1}{25}$ を適用することとすれば $K' = 2.52$ （ただし B は kc 単位、 σ は度単位）となる．(150) 式によればたとえば通過帯域幅 $B = 2.5\text{kc}$ の方探受信機の出力における S/N 比が 3 の場合の測定値の標準偏差 σ は 0.53° と計算される（なお σ と受信機帯域幅 B との関連については §44. 参照）．

最後に方探感度 (DF sensitivity) について若干述べておこう．いま到来波の電界強度を E 、空中線回路から第 1 真空管格子までの pick-up factor (§7.) を p 、受信機の全増幅度を A とすれば、最大感度方向信号出力 V_0 は

$$V_0 = EpA \quad (151)$$

と表わされる．一方雑音出力 V_N の原因としては受信機内各部分にわたって種々雑多な要素が考えられるが、最も重要な因子は前章の最終節に取扱った空中線回路の熱雑音ならびに第 1 真空管内で発生する霰射雑音など主として空中線入力回路内で発生するものである．したがって第 1 真空管格子に等価雑音源 v_n を考えると、雑音出力電圧 V_N は

$$V_n = v_n A \quad (152)$$

で与えられる. 上の両式を (148) 式に代入し, $\sin \alpha \cong \alpha = \frac{\beta}{2}$ と近似すれば, 結果として

$$E\beta \cong \frac{2C'v_n}{p\sqrt{B}} \tag{153}$$

なる関係式が得られる. 上式の右辺は大体において方探自体の構造, 性能によって定まる定数と考えられるから, 同式から受信電界強度と最小感度幅との積は常にほぼ一定であるとの結論が得られる. すなわち同一の方探について見るとき, たとえば受信電界 E が 10 倍になれば最小感度幅 β は $\frac{1}{10}$ に減るのである. このことから方探の感度をたとえば $\beta = 1^\circ$ に対する電界強度要求をもって定義することができ, 通常の中波方探においては 300kc 帯で $10 \sim 100\mu\text{V/m}$ の値が標準とされている.

[B] 可視消音方式

可視消音方式 (visual-null type) というのは方探出力をブラウン管映像もしくはメータ指針の振れとして表わし, 視覚に訴えて最小感度位置を定めようとする方式で, 前の可聴方式に比べると測定操作ははるかに簡単となり, 熟練度も要求されない.

§30. 2チャンネル方式

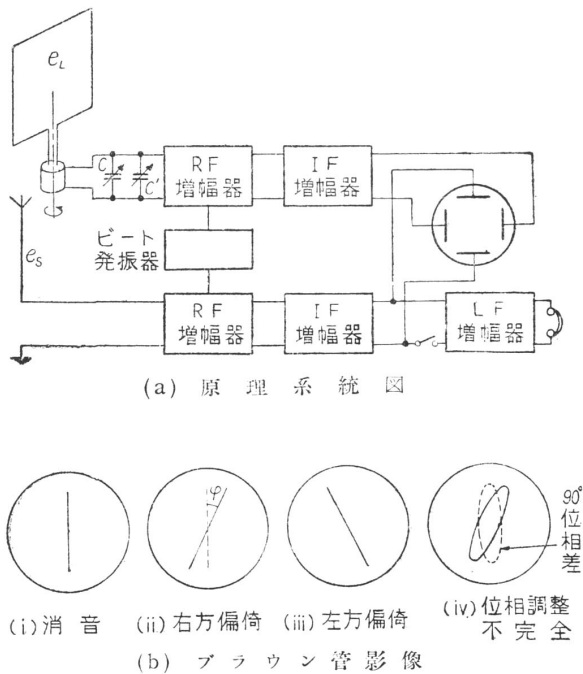


図 80 可視消音-2チャンネル方式

まず可視消音方式の原形としての**2チャンネル方式**について述べよう. 図 80(a) はその原理図を示すもので, ループならびに無指向性垂直空中線に受信された信号 e_L および e_S , はそれぞれ別個に適宜 RF, IF 増幅されてブラウン管の水平ならびに垂直偏向板に加えられ, その際現われるブラウン管螢光板上の映像を (b) 図に示す. すなわちもしループが消音位置にあれば垂直空中線電圧 e_S だけがブラウン管の垂直偏向板に働くことになって (b) 図 (i) のような垂直線条の輝線が生じるのに対し, もしループが消音位置から外れていれば水平偏向板にループ電圧 e_L が働くから, 両 IF 増幅器出力の位相がそろっている限り (ii) もしくは (iii) に示すように垂直方向に対し $\varphi = \tan^{-1} \frac{A_L e_L}{A_S e_S}$ の角度だけ傾むいた輝線が生じる. ただし A_L および A_S はそれぞれのチャンネルの全増幅度である. (iv) は両 IF 増幅器出力の位相がそろっていない場合の映像を示すもので, 特に位相差が 90° のときには破線で描いたような形状となり, 最小感度位置を定めることが困難もしくは

不可能となるが, (a) 図においてループ空中線の同調用バリコン C と並列にいま 1 つの小さなバリコン C' が挿入してあるのはその際の位相調整用のものである.

さてこの方式は測定操作が簡単で熟練度を要しないということのほかには可聴式に比べて優れたいま 1 つの長所をもっている. それは最小感度位置を狭む両側でブラウン管映像が (b) 図 (ii)(iii) のように互いに反対側に傾むくことによるもので, 容易にわかるように一方の最小感度点においてループをたとえば右に回転したときに映像が右側に傾斜するものとすれば, 他方の最小感度点においては同じく右回りのループ回転に対して映像は明らかに左側に傾斜するはずである. したがってループ空中線の端子結合をあらかじめ確定しておけば単向の決定は方位測定操作の途中の段階で自動的に行われることとなる. そのほかループ空中線を最小感度位置においたままで受信音を聞きとることができることも実用上非常

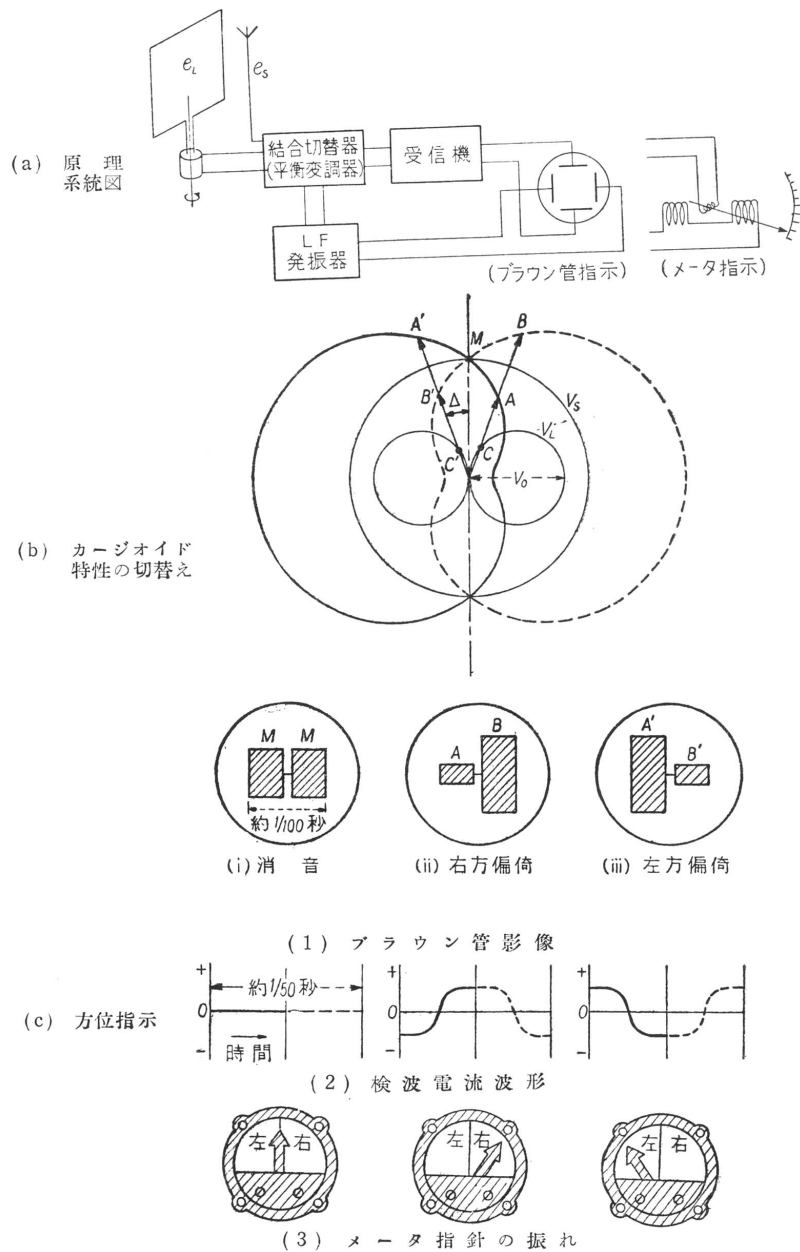


図 81 可聴消音-1チャンネル方式

に便利である。しかし以上のような利点にもかかわらずこの方式は2チャンネル分の増幅器を必要とするために装置がそれだけ大きくなり、したがって費用の点でも難色が生じるので、第2次大戦初期のころまで主としてアメリカにおいて船舶や航空機の帰投用として一部実用化されたこともあったが、現在ではほとんど採用されていない。

§31. 1チャンネル方式—原理

前述の2チャンネル方式のさらに発展した形式として図81(a)に1チャンネル方式の原理図を示す*。すなわち本方式はループ空中線と垂直空中線との結合を反転切替えしながら受信するもので（具体的な回路については次節以下参照）、このことは両空中線によって作られるカーゴイド受信特性が(b)図に

*1チャンネル方式としてはすでに1927年ドイツのM. Dieckmannによって機械的切替装置使用、メータ指示のものが考案され、続いてR. Hellによって電子管切替装置へ進展させられたのが最初であって、この点実は歴史的に見て2チャンネル方式よりも古い。

示すように太い実線によるもの (OA, OA' など) と破線によるもの (OB, OB' など) との間を交互に切替えられることを意味している。またその際の切替えの方法としてはモータ駆動回転スイッチも考えられてはいるが、多くの場合 50c/s 前後の低周波発振器駆動による電子管スイッチが用いられる (この切替周波数はあまり高すぎると放送波その他の振幅変調電波における変調周波数と重畳するために誤まった方向指示を与え易いし、一方あまり低すぎると螢光面の残像性に限りがあるために影像がチラチラして見難くなるので、10~100c/s 範囲内が最も適当とされている)。切替え受信された電波を RF, IF 増幅してブラウン管の垂直偏向板に加え、一方低周波発振器の出方の一部を適宜の位相調整の後直接水平偏向板に加えると (c) 図 (1) に示すようなブラウン管影像が得られる。すなわち通常のループ回転位置においては切替えによって受信電圧の高低が生じるために同図の (ii)(iii) などのような影像が現われるから、いまこの影像の左右の高さがそろった位置までループを回転すれば、その点が最小感度位置にほかならない。この意味で本方式は等感度方探 (序論参照) ともいえよう。

上のような方向指示方式はただちにメータ指針の振れによる指示方式に変形することもできる。図 81(a) の右側に補足的に示したのはその原理図で、これは通常の同期発動機と全く同じ原理に基くものである。すなわち受信電波は増幅・検波されて可動コイルに供給され、一方低周波発振器出力電流は励磁用の固定コイル内を流れるが、この両者は同じ周波数 (50c/s) で、しかもあらかじめ適宜な位相調整を施してさえおけば同位相もしくは逆位相となるから、そのそれぞれに応じて可動コイル、したがってそれに結合しているメータ指針は右または左側に振れることになり、左右いずれにも触れないようなループ回転位置をもとめればそれが最小感度位置となるのである ((c) 図参照)。この種のメータ指示方式は通常航路計方式 (course meter type) と呼ばれる。

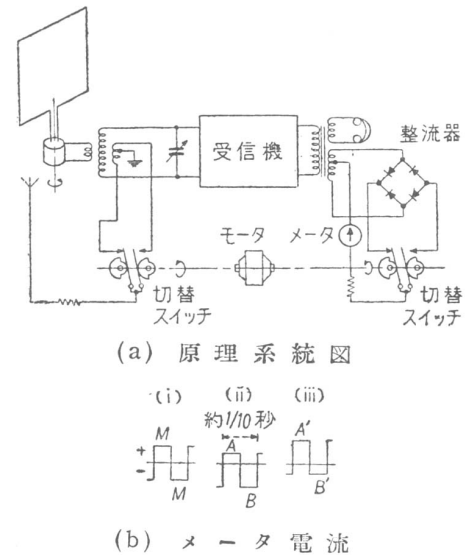


図 82 モータ型駆動器切替装置 [テレフンケン会社製 P53N 形航空機方探]

§32. 1 チャンネル—切替方式

本節では上述の 1 チャンネル方式に関する 2, 3 の具体的な回路について述べる。図 82 は戦前ドイツのテレフンケン会社で製作された航空機用方探 P53N 形の原理図で、モータ駆動による機械的回転切替えを使用したいわば本方式の原形ともいべき例である。すなわちこの場合垂直空中線電圧の極性が約 10 回/秒の周期で反転切替されてループ電圧に合成されると共にメータを流れる最終出力電流も整流器と同期回転切替スイッチとの組合せを通じてその方向が反転切替される。その結果メータ電流は同図 (b) のようになり (図中の各記号は図 81(b)(c) 内の同記号と対応)、指針は最初の半周期間 (約 1/20 秒間) は左方に、また次の半周期間は右方に振れるような力を受けるが、その際指針には振動運動が生じないように十分な慣性を付与しておけば (b) 図 (i) の最小感度方向においては左右の力の平衡が保たれ、(ii) または (iii) の場合には平衡が破れて指針は右または左に振

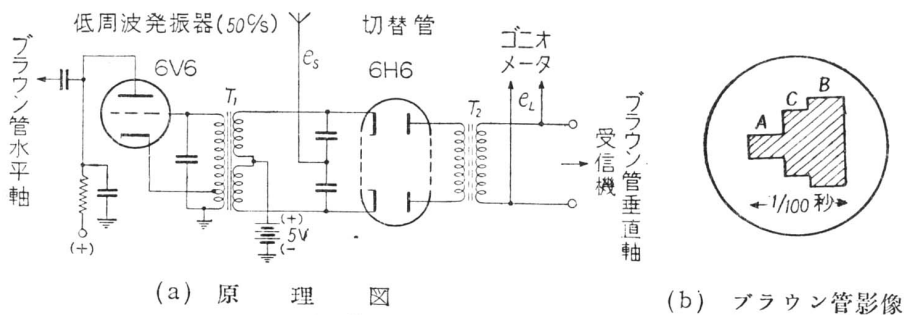


図 83 電子管切替回路—垂直空中線電圧切替 [光電製作所製 船舶用中波方探 KS-271 形]

れることとなる。

次に図83には電子管切替方式の例として光電製作所製船舶用中波方探KS-271形に使用されている回路を示す。図から明らかのようにこの方法は低周波発振器からの50c/s波電圧を6H6双2極管の両陰極回路に互いに逆向きに加えることによって、それぞれの陰極電位が陽極電位に対して交互に高くなったり低くなったりするようにしたものである。これによってそれぞれの2極管部は1/100秒毎に交互に動通したり遮断されたりする。したがって各陰極回路に垂直空中線の誘起電圧を重畳させておけば、陽極回路側には50c/s周期をもって極性が反転する垂直空中線電流（高周波）と50c/s低周波電流との合成が現われ、後者は変成器 T_2 の2次側では除去される。なおこの方探は航路計指示、ブラウン管指示の両者を含んでいるが、そのうち後者について実際の影像是前の図81(c)に示したのとわずか異なる部分があるので、それを図83(b)に示しておいた。すなわちループが最小感度方向から外れている場合には切替の継目時間中でもループ電圧だけは受信されて図示のようになり、方位測定は前述のように左右の影像の高さを平衡させてもよく、また中央のループ受信部分の厚みが零になるような位置を捕えても同様に行える。

上の2例はいずれも垂直空中線電圧の極性を切り替える方式であったが、同様にしてループ空中線電圧の極性を切り替える方式も考えることができる。図84はその一例で、この場合の低周波電圧はループ電圧を重畳されたのち3極管の格子電圧として加わり、そこでの格子陰極間電位差の正負に伴って両3極管を交互にon-offするようになっている。

ロビンソン方探

1チャンネル切替方式の祖先にあたる方探方式に、現在ではあまり用いられていないようであるが、ロビンソン方式というのがある。これは1920年J. Robinsonにより考案された方式で、方探ループを最大感度位置におきながら方位測定ができるように工夫されたものである。図85はその原理を示すもので、空中線系は主ループ空中線とこれに直交しかつ約2.5倍の実効高を有する補助ループ空中線とから成っている。測定に当ってはまずスイッチ S_2 を右側に倒して主ループ空中線をほぼ最大感度方向（したがって補助ループはほぼ最小感度方向に保った後、今度は S_2 を左側に倒して補助ループ空中線回路を直列結合させる。コイル L はこの切替の際に回路平衡を破らないように挿入された補助ループの疑似である。スイッチ S_1 は補助ループ電圧を主ループ電圧に加算もしくは減算する役目を果す。すなわち上のようなループ位置で S_1 を上下に切り替えて見ると補助ループにわずかでも信号波起電力が残っている限り受信感度は交互に強弱の変化を示すから、これが連続して一定感度になるように空中線系回転位置を微細調整すればそこで方位測定操作が完了する。

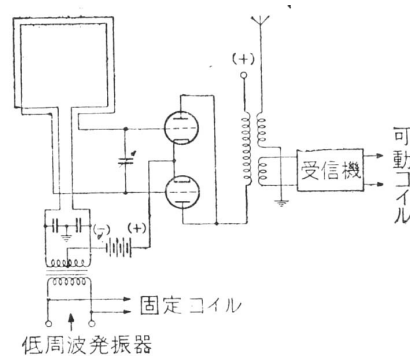


図84 電子管切替回路—ループ空中線切替え [R. Hell, 1929年]

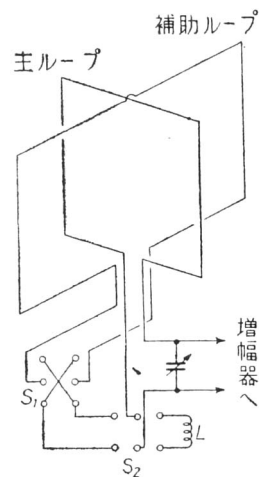


図85 ロビンソン方探方式

§33. 1チャンネル—変調方式

1チャンネル方式は切替操作の代りにループ空中線もしくは垂直空中線の中の一方の誘起電圧を平衡変調した後、他方と合成することによっても全く同様に実現される。その場合の平衡変調装置としては通常の電子管によるもの (§35. 参照) やリング変調器なども考えられるが、ここには塚田太郎氏の考案になる特異な装置を紹介しておこう。これは強磁性体の非直線特性を利用したもので電磁切替装置と呼ばれ、その概略の構造は図86に示す通りである。図において、まずコイル G に直流が流れると磁極 P_1P_2 はN極に、 P_3P_4 はS極になるが、いまもしコイル C_1C_2 の電流が零であれば高周波コイル l_1-l_2 部分の圧粉鉄心内の磁束は等しく、 l_1-l_2 直列結合コイルと中央枝のコイル l_3 との電磁的結合は零である。ところがコイル C_1C_2 に低周波電流(50c/s)が流れるとさらに P_3 ないし P_4 が交互にN極ならびにS極と

なり、これに上の直流磁界が重畳されて l_1 および l_2 の部分の合成磁界は一方が和となり、他方は差となって現われる。この場合鉄心の非直線特性により導磁率は和の部分で小、差の部分で大となるから、上述の平衡状態は破れて l_1-l_2 直列結合コイルと l_3 コイルとの間に電磁結合が生じ、その結合度は C_1C_2 を流れる交流と同じサイクル数で変化するはずである。したがって l_1-l_2 に供給される電圧は平衡変調されて l_3 コイル出力に現われることになる。

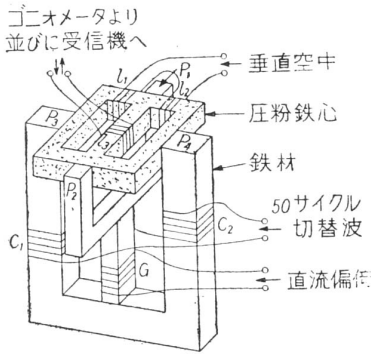


図 86 電磁切替装置 (平衡変調器)

図 87 は上の平衡変調器を利用した大洋無線株式会社製船舶用方探 TD-M 形の概略の動作原理を示す。まず直交ループ空中線回路はその中の一方が直列および並列インダクタンスからなる 4 分円 (船体) 誤差補正回路 (次章 §56.(ii)) を経た後ゴニオメータの両界磁コイルに接続され、その搜索コイル SC_1 の出力は平衡変調器の l_3 コイルに供給される。一方垂直空中線誘起電圧は l_1-l_2 コイルに入り、50~60c/s 低周波による平衡変調を受けて l_3 コイル内で (90° 位相差を保ったままで) 合成され、受信機に導かれる。この場合同回路内の等化回路は受信周波数の如何にかかわらず垂直空中線出力をほぼ一定値に保つたためのものであり、またスイッチ S_4 (および S_5) が通常の可聴方式に切り替えられたときに接続される可変インダクタンス VC は空中線

効果補償用のものである (第 2 章 §9.(ii))。受信機の間周波出力がブラウン管垂直偏向板に加えられ、それと共に 50c/s 低周波基準電圧が適宜の位相調整を経て水平偏向板に加わることによって螢光面上には一般に図示 (実線) のような図形が描かれる。またゴニオメータ搜索コイルを回転して零感度位置をもってゆけば平衡変調された垂直空中線起電力だけが残り、図形は破線で示すような蝶形となる。なお本方探では影像が往復 2 重に出ることを防ぐために基準低周波の各半サイクル毎にブラウン管輝度制御格子を働かせて影像を消去するようになっているが ((b) 図参照)、これは特に次に述べる空中線効果除去の目的に沿うもので測定を容易にする。

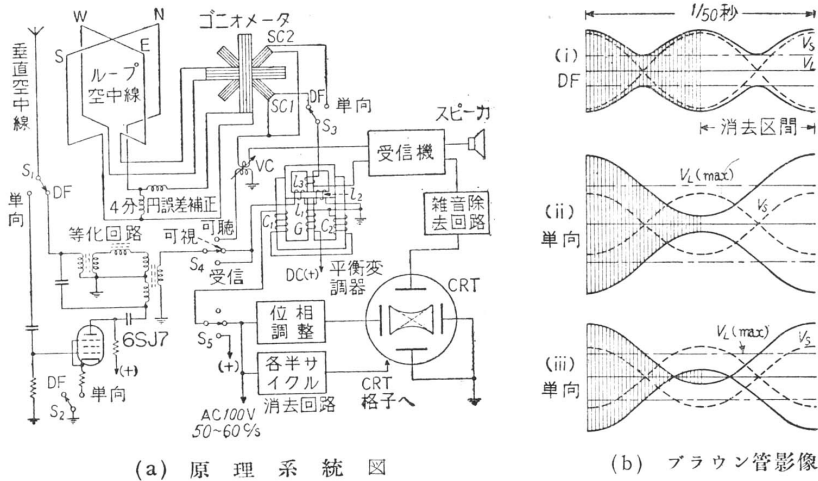


図 87 1 チャンネル変調方式 [大洋無線株式会社製船舶用中波方探 TD-M 形]

本指示方式は空中線効果が自動的に除去される点で 1 つの長所をもっている。すなわち空中線効果電圧は多くの場合本来のループ電圧と 90° の位相差を保っている (§8.)、いまの場合の影像指示に使用されている垂直空中線出力と同位相ないし逆位相であり、ループ最小感度位置において両者の合成が螢光面影像として現われる際には蝶形図形の結節点が左側または右側に若干ずれるだけにすぎない。したがってたとえ空中線効果が存在していようとも、搜索コイルを回転すればかならずどこかの回転位置で結節点が現われ、それがそのまま最小感度位置となるわけである。

単向決定の際にはゴニオメータ搜索コイルを SC_1 (消音位置) からこれと直交の SC_2 (最大感度位置) に切り替え、同時に垂直空中線起電力を 6SJ7 管回路で 90° 位相推移をさせたのち上と同様の出力合成ならびにブラウン管指示を行う。これにより影像は (b) 図 (ii) または (iii) のようになり、結節点が右に

移動したか左に移動したかによって 180° 不確定が判別される。また S_4S_5 スイッチを下側（受信）に切り替えると平衡変調器の C_1C_2 コイルには直流が流れ、単なる通常の受信が行われるだけで (stand-by), このときのブラウン管影像は矩形である。

§34. サーボ方式—原理

サーボ方式 (servo type) もしくは自動追尾方式 (hunting type) というのは前述の可視消音—1チャンネル方式から直接発展した方式で、最初1937年 F. L. Moseley (アメリカ) によって実験研究が行われ、その後イギリス、ドイツなどにおいても種々研究・実用化されていたものであるが、特に第2次大戦を境とするサーボ技術の急速な発達とともに実用的価値が高まり、現在自動方探 (automatic direction finder), 略して **ADF** と呼ばれるのは大体においてこの方式に属するものを指している。

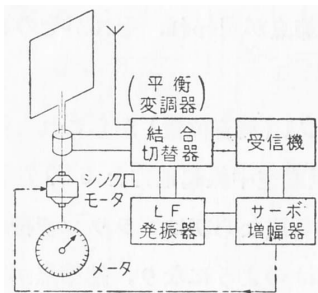


図 88 サーボ方式 (ADF)

サーボ方式の原理の概要は図 88 に示す通りで、まず前のメータ指示形 1チャンネル方式から出発して考えて見ると、この場合ループ空中線（もしくはゴニオメータ）の回転位置が右方に偏っていればメータ指針を右側に、左方に偏っていれば左側に振らせるような電流が流れるのであったから、わざわざこの電流の極性を一旦計器に指示しておいてそれを眼で見ながらループを手動で正しい位置まで回転しなくとも、今日の高度に発展したサーボモータ技術を使いさえすればループ空中線（もしくはゴニオメータ搜索コイル）を自動的に回転追尾させることぐらひは比較的容易であることがうなずけよう。しかもこの場合単向決定をも含めた指示を行わ

せることが出来る点に最大の特色があり、ADF の名の冠せられるゆえんともなっている。すなわち今前の 81 図 (c) に示した検波電流波形について、これがたとえば (ii) の極性（位相）の場合にはループ空中線を常に左回りに、またその反対の (iii) の極性（位相）の場合には常に右回りに回転させるようにサーボモータをあらかじめ調整しておけば、ループ、したがってこれと連動のメータ指針は一方の最小感度位置からはますます離れる方向に回転するのに反し、他方の最小感度位置に関してはその近傍で減幅振動ないし単純減衰運動を行いながら、遂には出力電流値が零の状態に安定静止するであろう。これは丁度摩擦を伴う重力振子運における不安定平衡点（頂上位置）ならびに安定平衡点（最低位置）の状況と全く同じである。

本方式は以上のように単向をも含めた指示を自動的に与えるので測定者の熟練度を要しないことはもちろん、疲労度も著しく軽減されるという意味からいって、現在特に航空機搭載用方探としては不可欠のものとなっており、さらに最近わが国では船舶用方探にも適用されつつある。しかし他面本方式は混信のある電波に対しては正確な指示を与え難く、特に微弱電波に対してはサーボモータの回転慣性を適度に小さくする必要がある一方、モールス通信などの断続電波に対しては十分な減衰を与えなければ指針がふらつくなどの問題点もあり、広汎な実用化にいたるまでにはなお今後の技術的改良、発展にまつところが大きい。

§35. サーボ方式—測定精度

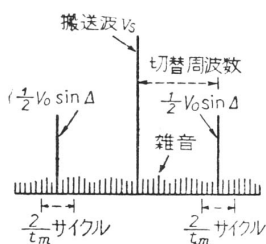


図 89

サーボ方式の測定精度については W. Runge が次のような考察を行っている。まず図 81(b) を参照すれば容易に理解されるように、送信局方向から Δ の角度だけ外れたループ位置における受信電波は垂直空中線からの出力 V_S を搬送波とし、 $V_0 \sin \Delta$ の振幅を有する切替周波数の変調波で変調された波にほかならない。ここに V_0 は §29. におけると同じく最大感度方向におけるループ信号出力電圧（実効値）である。したがって受信機内での周波数スペクトルは図 89 に示すように搬送周波数成分とその両側に切替周波数分だけ離れてそれぞれ $\frac{1}{2} V_0 \sin \Delta$ なる振幅の側帯波周波数成分とからなっている（簡単のため高調波成分は無視してある）。さて最も普通のサーボ式方探ではこの 2 個の側帯波はサーボモータ駆動用とし

る。

て直流に変換されるのであるが、その場合当然この近傍の雑音スペクトル成分も同時に変換を受け、これはそれぞれの（雑音）周波数と側帯波振動の周波数との差に等しい周波数の交流電圧となって指針の指示位置を混乱させる。またその際指示計器が t_m 秒の惰性をもっているとすれば、関与する雑音成分としては各側帯波振動の両側にはば $\pm \frac{1}{t_m}$ サイクルの帯域だけを問題にすればよく、その外側にある雑音スペクトル成分は指示の緩慢な応動のために平均化されてしまうと見なせよう。したがって雑音を含む場合の指示角度の偏差 Δ は大略

$$2 \times \frac{1}{2} V_0 \sin \Delta = \sqrt{2} V_{Nm} \tag{154}$$

なる関係によって定められると考えることができる。ここに V_{Nm} は $\frac{2}{t_m}$ はサイクル幅に含まれる雑音電圧（RMS 値）で、左辺にかかる因子 2 は両側帯波振動の算術的合成を意味し、右辺の因子 $\sqrt{2}$ は両雑音帯域の RMS 合成を意味している、一方受信機の通過帯域幅を B 、同帯域内雑音電圧を V_N とすれば、前の (146) 式と同様の関係式

$$\frac{V_{Nm}}{V_N} \cong \sqrt{\frac{2}{t_m B}} \tag{155}$$

が成立しているから、上の両式から

$$V_0 \sin \frac{\Delta}{V_N} \cong \frac{2}{\sqrt{t_m B}}$$

$$\therefore \Delta \cong \frac{3.62}{\left(\frac{V_0}{V_N}\right) \sqrt{t_m B}} \text{ (度)} \tag{156}$$

なる結果が得られる（ただし t_m は秒単位、 B は kc 単位）。上式によりたとえばメータ指針の応動が 2 秒、通過帯域幅が 2.5kc のサーボ式方探の S/N 比が 3 の場合における測定偏差は 0.54° と計算され、この値は前の可聴式方探の場合とほぼ同じオーダーであることが注目される。

§36. サervo方式—実例

本節では現在までに実用化されている 2, 3 のサーボ方式の実例について概略説明しよう。

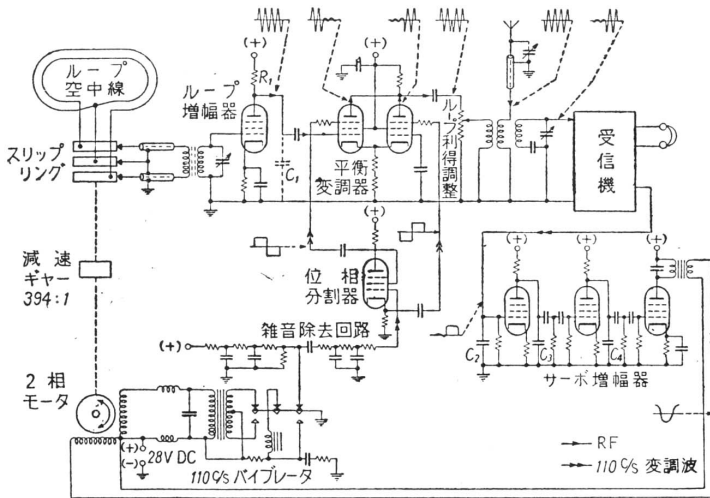


図 90 マルコニー会社製航空機用方探 AD.7092 形概略系統図

図 90 はマルコニー会社製航空機用中波方探 AD.7092 形の基本接続図で、各段階における波形をも示してある。まずループ空中線に誘起された電圧は増幅器を経て平衡変調器の一方の側の真空管に直接、また他方の側の真空管には饋還作用を通じて逆位相で供給される。ループ増幅器は平衡変調器からループへの反作用を防ぐために挿入したもので、ある程度の増幅を行うと共に高抵抗 R_1 、および陽極-アース間漂遊容量 C_1 によってカージオイド特性を得るために必要な 90° 位相推移（第 2 章 §18.）をも与える。一方変調波としては 28V.DC 駆動によるバイブレータからの 110c/s 波が

接点ブレーク雑音を除去された後位相分割されて平衡変調管のそれぞれの格子に加えられ、以下平衡変調されたループ出力に垂直空中線出力が合成されて受信機に至る。2 相モータはバイブレータからの直接の出力と受信機検波出力をさらに 3 段増幅した後の 110c/s 出力とによって回転するが、この場合後者においてはコンデンサ C_2, C_3, C_4 によって構成される低域通過濾波器が音声周波その他のリップル電圧を除去すると同時に、モータ駆動に必要な 90° 位相推移をも与えるようになっている。このように

してループ空中線の回転角度が最小感度方向を通過する際にはサーボ増幅器出力の位相は反転し、したがってモータの回転方向は反対となって所期のサーボ機構が形成される。

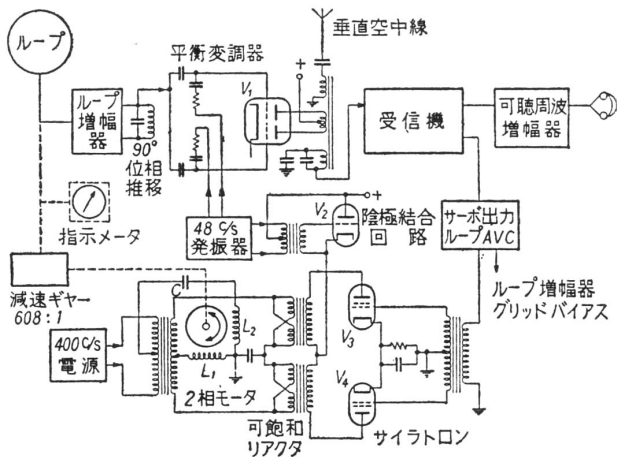


図 91 Bendix Aircraft Corp. 製航空機用方探 AN/ARN-7 形概略系統図

V_2 で電力増幅され、可飽和リアクタの1次側コイルを経て、 V_3, V_4 の陽極に加わる。その結果もしループが最小感度方向から外れていれば一方のサイラトロンは陽極電位と格子電位とが同相のために放電し、リアクタを可飽和状態に導くのに対して、他方のサイラトロンの両電位は互に逆相であるために静止しているから、各リアクタと2相モータ駆動用コイル L_1, L_2 とによって作られる橋絡回路の平衡が破れ、 L_1 には 400c/s の電流が流れる。なおリアクタの2次側コイルは通常の状態では 400c/s 波に対して十分高いインピーダンスを呈しており、飽和されるとこれが低下するのである。2相モータの他方の駆動用コイル L_2 に流れる電流は 400c/s 電源出力変成器の中心タップから供給されるが、その際コンデンサ C を通して必要な 90° 位相推移を受ける。ループ空中線の偏倚方向が反対になればサイラトロンの on-off も入れ替り、それに伴ってコイル L_1 内電流の位相が反転し、モータ回転を逆向きにする事は図から明らかであろう。

次に図 91 に示すのは Bendix Aircraft Corp. 製航空機用中波方探 AN/ARN-7 形の概略系統図で、上例と同様であるが、モータ駆動回路に push-pull サイラトロンと可飽和リアクタとの組み合わせを使っている点に特徴がある。まずループ空中線電圧はループ増幅器 V_1 の陽極負荷同調回路（その共振周波数は使用周波数帯より低くとってあるので容量性リアクタンスをもつ）で必要な 90° 位相推移を受け、 48c/s 波で平衡変調された後に垂直空中線電圧と合成されて受信機に入る。合成信号はここで増幅・検波され、さらに低域通過濾波器により余分の変調波を除去されてサイラトロン V_3, V_4 の格子に push-pull に加えられる。一方これと同時に 48c/s 発振器出力の一部は cathode follower 管

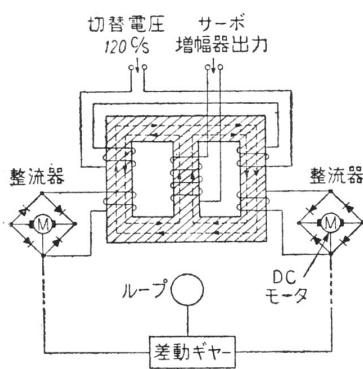


図 92 イギリス航空隊試作 ADF のサーボ回路

最後に図 92 に示すのはイギリス航空隊の戦後試作 ADF に使用されたサーボ回路の例で、図示のようにサーボ増幅器出力電流は3枝変圧器の中央枝コイルに、また発振器からの直接の出力電流 (120c/s 波) は直列結合の形で両側枝コイルに饋電されている。また破線はこれらの各コイル電流によって鉄心内に発生する磁束の瞬時状況の一例を示すもので、両側枝にいま1対巻かれた2次側コイルには、それぞれ両磁束の和および差に相当する起電力が誘起され、これらはブリッジ整流器で整流されたのちループ回転用差動ギヤに連結した1対の永久磁石式 DC モータを駆動する。これによりもしループが丁度最小感度方向に位置していれば両モータは等しい速度で回転し、差動ギヤは平衡状態にあるが、ループがいずれかの側に偏よっていけば一方のモータは加速されるのに反して他方のモータは減速されるから、差動ギヤは両者の速度差に比例する速度で回転するわけである。なおこの方式は少なくとも最小感度位置の近傍ではループの回転速度が偏倚角度に比例することとなるので過度の swing (§28.) は阻止され、ループ（したがってメータ指針）の位置が比較的短時間で安定する点に特色がある。

[C] 回転変調方式

§37. 概要

回転変調方式は回転ループ（ゴニオメータ）方式 (spinning loop or goniometer type) と呼ばれ、その名称の示すようにループ空中線（実際には軽さの点からいってゴニオメータ搜索コイル）が全 360° 方位を常に連続回転している点に著しい特徴がある。

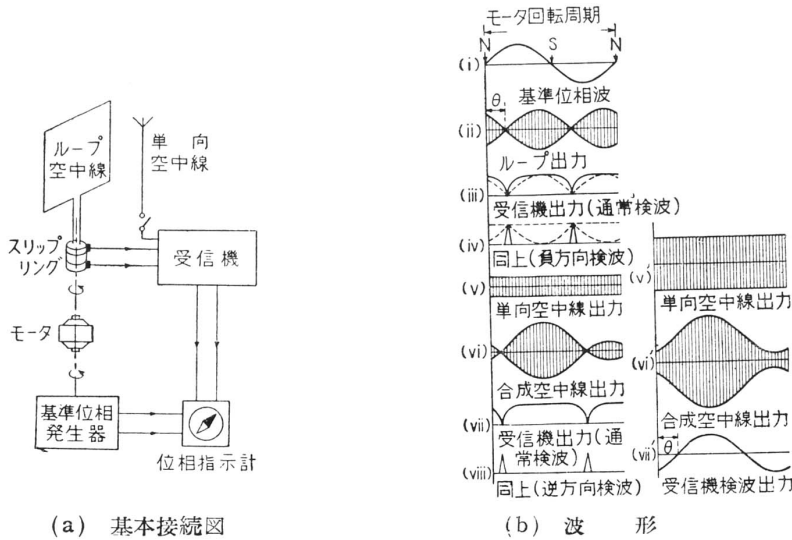


図 93 回転変調方式原理図

に示すように、たとえばループ面が N 方向に対して垂直となる瞬間に丁度 0° 位相をもつようにあらかじめ調整してある。したがってこの基準位相波とループ出力の回転変調波位相とを比較すれば消音方向 θ ないし $\theta + \pi$ を知るができるわけである。(b) 図 (iii) はループ出力が受信機で増幅・検波された後の波形を示すものであるが、測定を精密にするために通常増幅特性を非直線性に保ち、図の実線部分に示されているように最小感度点の切れこみをなるべく尖鋭にする。また同図 (iv) に示すように検波を負方向に行い、同じく非直線増幅特性によって最小感度点を強調した後一定電圧水準以下を遮断し、パルス波形として用いることも多い。なお位相指示計の構造については §39. 以下に述べる。

単向決定の場合の各波形は (v)–(viii) に示す通りである。すなわち単向空中線出力を常にループ出力よりも小さくおさえておけば、両空中線出力の合成からも矢張り 2 個の零感度点が得られるが、これらは元の最小感度点から若干移動し、しかもその向きは両者互に反対であるからこれをもって 180° 不確定の判別の根拠とする。またこれとは反対に単向空中線の出力をループ出力よりも常に大きくとる方法もある。その場合の波形は (v)'–(vii)' に示す通りで、2 個の低周波正弦波形、すなわち受信機検波出力 (vii)' と基準位相波 (i) との位相を比較すれば方向測定と単向決定とが同時に行える。

なお (b) 図は基準位相波ならびに受信機出力をすべて低周波（検波波形）として描いてあるが、エネルギー伝送の効率、位相指示計の特性などを考慮して必要な場合には、これらの波形で一定の中間周波数の搬送波を変調したものを使用する。その他ループ空中線もしくはゴニオメータのモータ駆動による機械的回転の代わりに、電氣的にこれと等価な動作を行わせる方式も考案されているが、これについては §41. において述べよう。

以上の回転変調方式は最初 1927 年 H. Busignies によつて考案・実用化され、相前後して Braillard, R. B. Goldschmidt, J. Marique, R. Hardy その他により種々の形式の方位指示装置が発表されたもので、その特徴としては到来電波の方向が同調操作だけで直ちに読みとれるということのほか、ブラウン管指示方式を採用することによって応動が早く、断続電波、方位変動の多い悪質電波などを含むいかなる種類の電波でも同等に測定でき、また螢光面影像の形状から電波の形式、強度なども同時にある程度推定できるなどの利点をもっているが、その反面次節に述べるように本方式には固有の誤差が付随することも設計上、もしくは応用上注意しておかねばならない。また方探感度の点では概して §31. の可視消音—1 チャンネル方式に若干劣り、§34. のサーボ方式よりは若干優るといった程度のものである。本方式は戦後わが国およびアメリカにおいて陸上用短波方探、船舶用中・短波方探として広く実用化されており、また空港用超短波方探としての利用面も開けつつある。

図 93 はこの方式の基本原理を示すもので、まずループ空中線はモータ駆動により一定速度（通常の中・短波方探では数 c/s ～数十 c/s ）をもって回転させられているから、8 字形指向特性に基きその出力は (b) 図 (ii) のようにモータ回転周波数で平衡変調された波形となる。すなわち到来電波に対してループ空中線が有する 2 個の最小感度方向に対応して 1 回転ごとに 2 個の消音点が現われるのである。ところでモータはループ回転と同期的に基準位相発生器（たとえば交流発電機など）をも駆動しており、しかもこれの出力は (b) 図 (i)

§38. 固有誤差

回転変調方式にはすでに J. Marique が指摘したように受信機の通過帯域幅と関連して以下のような固有誤差が必然的に付随してくる。まずループの回転周波数を f_M 、受信周波数ないし中間周波数を f とすれば、ループ出力は

$$e_0 \cos 2\pi f_M \cdot \cos 2\pi f t = \frac{1}{2} e_0 [\cos 2\pi(f + f_M)t + \cos 2\pi(f - f_M)t] \quad (157)$$

で表わされ、 $f + f_M$ 、 $f - f_M$ なる 2 個の周波数成分の合成にほかならない。

ところでよく知られているように一定の通過帯域幅の受信機を通過する波は一般に各周波数成分によってそれぞれ異なった増幅ならびに位相推移を受け、たとえば最も簡単な例として単一同調回路増幅器の典型的な特性を示すと図 94 のようである。したがっていま $f + f_M$ 、 $f - f_M$ 両成分の増幅度をそれぞれ A_1 、 A_2 、位相推移をそれぞれ φ_1 、 φ_2 とすれば、(157) 式のループ出力は受信機内で

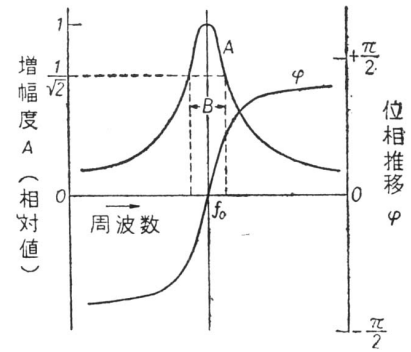


図 94 単一同調回路増幅器の増幅特性

$$\frac{1}{2} e_0 \{ A_1 \cos [2\pi(f + f_M)t + \varphi_1] + A_2 \cos [2\pi(f - f_M)t + \varphi_2] \} \quad (158)$$

なる形の波に変換され、これの検波波形は簡単な計算の結果

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} e_0 \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(2\pi f_M t + \varphi_1 + \varphi_2)} \\ & = \frac{1}{2} e_0 \sqrt{(A_1 + A_2)^2 \cos^2 \left\{ 2\pi f_M t + \frac{1}{2}(\varphi_1 - \varphi_2) \right\} + (A_1 - A_2)^2 + \sin \left\{ 2\pi f_M t + \frac{1}{2}(\varphi_1 - \varphi_2) \right\}} \end{aligned} \quad (159)$$

と求められる。上式を見るとまず第 1 にこれは最大振幅が $\frac{1}{2} e_0(A_1 + A_2)$ 、最小振幅が $\frac{1}{2} e_0|A_1 - A_2|$ の波形であって、両増幅度が等しくない限り（したがって多くの場合受信機と同調を正しくとらない限り）最小感度点は完全な消音とならないことがわかる。第 2 に最小感度点の位置は $\cos \left\{ 2\pi f_M t + \frac{1}{2}(\varphi_1 - \varphi_2) \right\} = 0$ によって定められるから、もとの (157) 式左辺と比べて見ると明らかなように $\frac{1}{2}(\varphi_1 - \varphi_2)$ だけの位相のずれ、つまり誤差が生じている。この場合もしこの $\frac{1}{2}(\varphi_1 - \varphi_2)$ が一定の値としてあらかじめ測定によってわかっているものであれば、これは方位指示目盛盤をそれに相当する分だけ回転しておくなどの措置によって較正することもできよう。しかし具合の悪いことに位相推移特性は図 94 にも見られるように同調点付近において周波数変化が一般にいちじるしく、このことは受信機と同調がわずかに狂っただけでも相当程度の誤差を生む可能性を与える。

さてわれわれはこの種の誤差の程度を推定するために直接結合形単一同調回路増幅器を例にとって簡単な考察を加えて見よう。同増幅器の同調回路共振周波数 f_0 近傍における増幅特性は大体

$$Ae^{j\varphi} = \frac{-A_0}{1 + \delta + jQ_0\delta(2 + \delta)(1 + \delta)} \quad (160)$$

によって与えられる。ここに A_0 は f_0 における増幅度、 Q は増幅器特性に関与する実効 Q 、また $\delta = \frac{f - f_0}{f_0}$ である。上式により f_0 近傍の位相推移は

$$\varphi = \tan^{-1}(Q_e\delta(2 + \delta)) \cong 2Q_e\delta \quad (161)$$

と概算され、一方 3db 帯域幅は

$$B = \frac{f_0}{Q_e} \quad (162)$$

と求められるから、この両式を組み合わせると結局

$$\varphi = \frac{2(f - f_0)}{B} \quad (163)$$

の結果が得られる。(163)式により2つの周波数成分 $f + f_M$, $f - f_M$ に対する位相推移の差は $\frac{4f_M}{B}$, したがってこの場合生じる誤差は

$$\varepsilon = \frac{2f_M}{B} \quad (\text{rad}) \quad (164)$$

となる. たとえばループを 50 回/秒の割合で連続回転し, 受信機の 3db 通過帯域幅を 2.5kc とすれば, 生じる誤差は 2.3 と計算される.

上の (164) 式によれば回転変調方式の固有誤差を減らすためには受信機の通過帯域幅をなるべく広くし, またモータ回転はなるべくおそくすることが必要であることがわかる. しかしこれらの要請は前者については受信機の実用性能を劣化させるという点で, また後者については位相指示計の応動を困難にするという点で (たとえばブラウン管映像のちらつきなど) 無制限には取り入れることのできないものである.

§39. 位相直接指示方式

回転変調方式に使用される位相指示装置としては初期のころより光学的指示, オシログラフ指示など種々変化に富んだ方法が考案されている. これらはいずれも案として興味深く, また以前には船舶用, 空電測定用などに 2, 3 実用化されたこともあったが, 微弱電波, 混信電波などに対して方探感度が低下したり, 誤まった指示を与えたりし易いのでその後あまり発展せず, 現在ではもっぱらブラウン管指示方式が利用されている. 図 95 に掲げたのは其のうちの若干の例である.

回転変調方式におけるブラウン管位相指示には図 95(a)(b) のように大抵の場合円形角度目盛が使用されるのであるが, まず同図 (a) には線形角度目盛による方式の一例としてマルコニー会社製陸上用短波アドコック方探 DFG24 形に適用された原理を示す. 図中トリガパルス発生器はゴニオメータ搜索コイル端子が N および S の方位を通過するごとに電磁石スイッチの働きでパルス波を発生するようになっており, このパルスでトリガされた鋸歯状波は時間軸としてブラウン管水平偏向板に加えられる. 一方垂直偏向板には受信機からの IF 出力が加えられ, 螢光面上に図示のような図形が描かれる. なおこの場合の時間軸はゴニオメータ回転角度の $0^\circ - 180^\circ$ および $180^\circ - 360^\circ$ を重畳して表わしているため, それに伴って 2 個の最小感度点も重なって 1 個所に現われる. もちろんトリガパルスをたとえば N だけにして時間軸上に全 360° 回転角を表わすことも可能であるが, その場合には目盛が半分になり縮尺されるから測定精度もそれだけ悪くなるであろう.

次に図 95(b) には加速変調を用いるという点で特色のある方式を示す. これはモータ駆動による 2 相交流 (N 方向から始まる正弦波形と E 方向から始まる正弦波形) 発生器出力をブラウン管の両偏向板に加えることによって螢光面上に無信号の状態では常に一定半径の円形影像 (図中破線) が描かれるようにしておき, 一方受信機 IF 出力は電子ビームの加速用電極に加える方法である. すなわち同電極の対陰極電位が増減するに伴って電子の飛行速度, したがって電子ビーム軌道の彎曲の度合いが小さくなったり大きくなったりするか

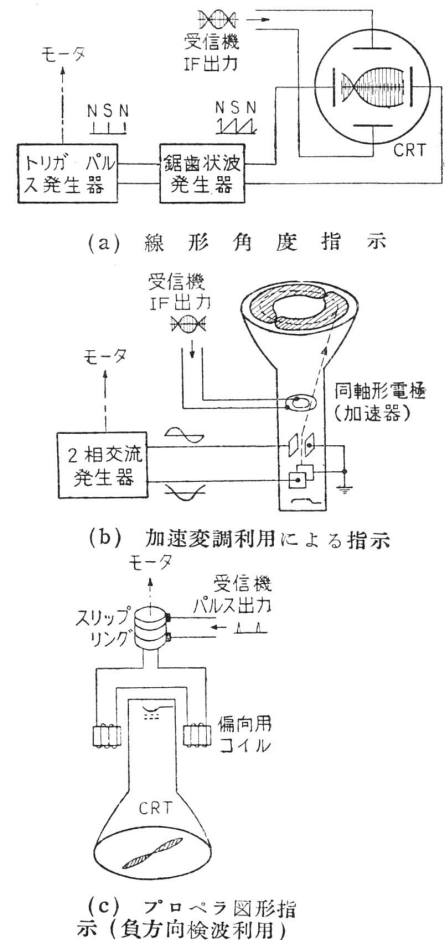


図 95 回転変調方式における各種ブラウン管位相指示装置

ら、螢光面上には元の円形影像を中心として半径方向に振幅変調された形の図形が描かれ、この切れこみ点方向にカーソル線を合わせて目盛を読むわけである。本方式は1939年 J. Marique によって発案され、わが国でも戦後大洋無線株式会社製船舶用中波方探 TD-A 形に適用された (§33. の電磁切替装置を利用する電氣的回転方式 (§41.))。

図 95(c) は負方向の検波を利用する例で、回転変調方式としては最も代表的な位相指示法である。これはモータ駆動でブラウン管の偏向用コイルをループ空中線（もしくはゴニオメータ）と同期回転させるもので、同コイルに受信機からの負方向検波によるパルス出力が加わると、その瞬間だけ管内電子ビームは偏向されて、螢光面上には図示のような方位指示プロペラ図形が描かれる。本方式の実施例はたとえば戦後のアメリカの半固定式陸上用短波方探 SCR-502 形などに見られる。なお以上の諸例における単向指示についてはいずれも説明を省いてあるが、これは §37. での説明ないし次例から容易に推量できるであろう。

上述の負方向検波、プロペラ図形指示の方式は電磁偏向の代りに静電偏向を利用して原理的に全く同様に実現される。ただこの場合は偏向板をモータによって直接回転することが困難であるから、適当な装置によって回転と等価な動作を行わせるように工夫する必要がある。図 96(a) は光電製作所製船舶用中波方探 KS-262 形の概略系統図で、図中ゴニオメータと同期回転する 2 相交流発生器が同装置に相当する。2 相交流発生器は本方式に利用する場合には resolver とも呼ばれ、通常ゴニオメータと類似の構造を有し（本例では図示のように両者共環状ゴニオメータ構造 (§26.d)）となっている、ただ動作方向だけが逆になる。またこれを使用する際には回転、固定両コイル間の結合インピーダンスを増すために受信機出力波形を一定の中間周波数（いまの場合 20kc 波）で励振するのが普通である。同装置の動作概要を説明すると、まず回転コイルに一定周波数 (20kc) の連続波が供給されたとすれば、直交する両固定

コイルには結合係数の変化に伴いモータ回転周波数 (15c/s) で平衡変調された電圧が誘起され、しかもそれぞれの変調波は互に 90° だけ位相のずれた 2 相交流波であるからブラウン管には円形の影像（破線）が描かれる（この場合 20kc 搬送波により同円形の内部も電子ビーム走査されて輝やいている）。ところが回転コイル入力パルス波であればその瞬間以外の 2 相交流発生器出力は零であるから、電子ビームは前と同じくプロペラ形影像を作る。単向決定の際には前の図 93(b)(viii) に従って消音パルス位置がずれ、しかもこの両パルスはモータ回転角度に関し 180° の差を保ってはいないので、そのままでは 20kc 搬送波形の正負変化に伴って一般に 4 本のプロペラ翼が現われるはずである。したがって 20kc 波を別個にブラウン管輝度制御格子に加えて、たとえば負側の波形に対応するプロペラ翼を消去するようにする。この時のブラウン管影像は図 96(b) の通りで、折れた形のプロペラ翼がもとの DF 影像の左側に現われるか、右側に現われるかにより 180° 不確定が判別される。

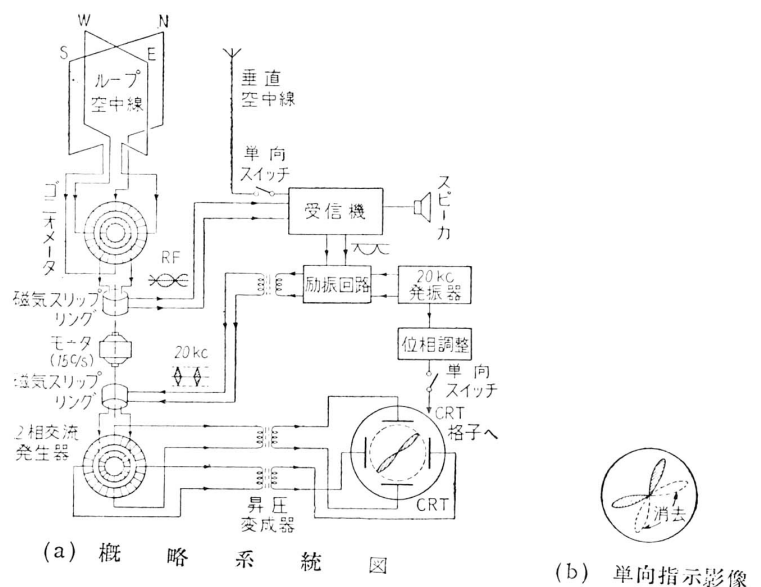


図 96 回転変調方式:静電偏向によるプロペラ図形指示 [株式会社光電製作所製船舶用中波方探 KS-262 形]

§40. 位相—振幅変換方式

前節に掲げた諸装置はいずれも回転変調波の位相を直接指示するものであるが、この位相を一旦 $\cos \theta$, $\sin \theta$ に比例する直流電圧に変換してから指示器に加える方法もある。ただしこの場合には受信機出力波形を必ず図 93(b)(vii)' の形にすることが必要である。

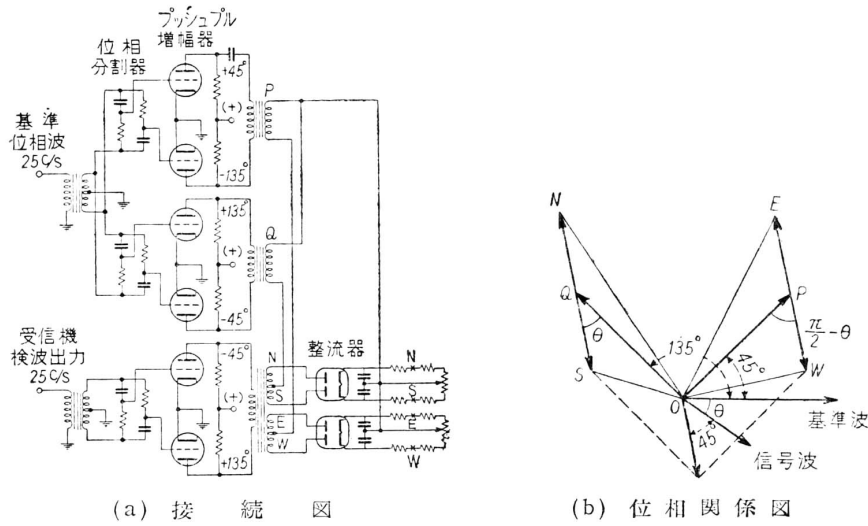


図 97 位相-振幅変換回路 [1] [マルコニー会社製 VHF 方探 AD200 形]

図 97(a) はマルコニー会社製アドコック空中線式 VHF 方探 AD200 形に使用されている位相-振幅変換回路で、まず基準位相波は RC 位相分割回路、push-pull 増幅器を経て位相を 45° ならびに 135° 進ませられる。一方回転ゴニオメータおよび単向空中線からの合成信号検波出力も同じく 45° 分の位相推移を受け、これと基準波出力とは結合インピーダンスを通じて和ないし差の形で合成されたのち 4 個の 2 極管でそれぞれ整流されるから、結局図 97(b) に示すような 4 個の直流電圧 \overline{ON} , \overline{OS} , \overline{OE} , \overline{OW} が得られる。最後に整流管出力はそれぞれ cathode follower 管に供給され、これが直交コイルと永久磁石とからなる指示メータを働かせるための低インピーダンス源となるのであるが、以下に見るように基準波出力の振幅が信号波出力の振幅に比べて非常に大きければ各直流電圧の差 $\overline{ON} - \overline{OS}$, $\overline{OE} - \overline{OW}$ は、ほぼ $\cos \theta$, $\sin \theta$ に比例している。

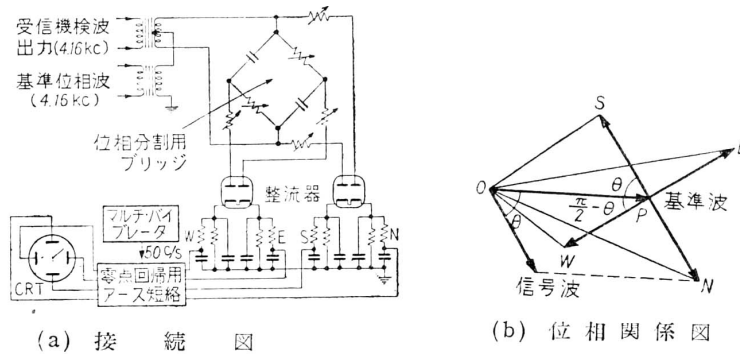


図 98 位相-振幅変調回路 [II]

上例は基準位相波を互に位相の 90° 異なった 2 個の波に分割してこれに信号波をベクトル的に加える方法であるが、反対に信号波の方を 90° 位相差に分割してもよい。図 98(a) はその例で、これは後述 (§42.) の回転切替方式 VHF 方探に関連して使用された。図において 4.16kc 基準位相波は 4 個の 2 極整流管に同位相で一様に加わっており、また信号波は和および差の形で基準波に合成される一方、位相分割用ブリッジ回路に push-pull に加わることによって互に 90° 位相の異なった 2 つの成分に分けられる。したがってこれらの電圧の位相関係は図 98(b) に示す通りとなり、前の場合と同じ結果が得られる。なおいまの場合はブラウン管指示を用いているので直流電圧のままでは影像が点としてしか現われず、測定に不便なために、マルチバイブレータ (50c/s) 駆動により偏向電圧を周期的にアース短絡することによって影像を螢光面中心点からの放射線状にしている (たとえば図 112 の回路参照)。

さて以上のような位相-振幅変換方式は明らかに単向をも同時に指示するという利点をもつが、他面基準波電圧が信号波電圧に比して十分大きくない限り一定の8分円誤差 (§22. 参照) を起させることに注意しておこう。このことは図 97(b) ないし図 98(b) のベクトル関係図から容易に算定することができる。すなわちいま基準波電圧の振幅を A_r 、信号波電圧の振幅を A_s とすると、同図により測定方位 θ' は

$$\begin{aligned} \tan \theta' &= \frac{\overline{OE} - \overline{OW}}{\overline{ON} - \overline{OS}} \\ &= \frac{\sqrt{A_r^2 + A_s^2 + 2A_r A_s \sin \theta} - \sqrt{A_r^2 + A_s^2 - 2A_r A_s \sin \theta}}{\sqrt{A_r^2 + A_s^2 + 2A_r A_s \cos \theta} - \sqrt{A_r^2 + A_s^2 - 2A_r A_s \cos \theta}} \end{aligned} \quad (165)$$

によって定められる。上式右辺の分母、分子は $A \ll A_r$ のときにはそれぞれ $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ にほぼ比例し、したがって誤差はほとんど存在しないのであるが、一般の場合には $\frac{A_s}{A_r}$ のべき級数として

$$\varepsilon = \theta' - \theta = -\frac{1}{8} \left(\frac{A_s}{A_r} \right)^2 \sin 4\theta + \frac{1}{128} \left(\frac{A_s}{A_r} \right)^2 (10 \sin 4\theta + \sin 8\theta) + \dots \quad (166)$$

と展開されるような誤差 ε が存在する。上式は明らかに BT 方式誤差におけると類似の 8 分円誤差を表わしており、しかも誤差の符号は両者互に正反対である点も注目される (§22.(84) 式参照)。また上式により $\theta = 22.5^\circ$ 方向での誤差 (最大誤差) を求めて見ると

$$\varepsilon \approx -7.162 \left(\frac{A_s}{A_r} \right)^2 + 4.48 \left(\frac{A_s}{A_r} \right)^4 \quad (\text{度}) \quad (167)$$

となり、たとえば信号波と基準波との振幅比 $\frac{A_s}{A_r}$ が 0.5 のときには約 1.5° の誤差が生じることがわかる。なお (165) 式は A_s と A_r とに関して対称形であるから (166)(167) の各式はいずれも $\frac{A_s}{A_r}$ の代りにその逆数 $\frac{A_r}{A_s}$ とおいてもそのまま成立している。つまり誤差が最もはなはだしいのは $A_s = A_r$ のときで、信号波に比べて基準波が逆に非常に小さければやはり誤差を免がれることができるわけであるが、この場合には元の信号波入力から指示器駆動用実効整流出力 (差の直流電圧) への変換能率が多分に悪くなるので実用的ではない。

§41. 電氣的回転方式

回転変調方式においては空中線もしくはゴニオメータを必ずしもモータ駆動によって機械的に回転する必要はなく、電氣的にこれと等価な動作を行わせることもできる。すなわち互に 90° 位相の異なった 2 相低周波交流 $\cos 2\pi f_M t$ 、 $\sin 2\pi f_M t$ を作り、これをもって NS ならびに EW ループの誘起電圧 $e_0 \cos \theta \cdot \exp(j\omega t)$ 、 $e_0 \sin \theta \cdot \exp(j\omega t)$ をそれぞれ平衡変調し、結果を合成すれば

$$e_0 \cos 2\pi f_M t \cdot \cos \theta \cdot \exp(j\omega t) + e_0 \sin 2\pi f_M t \cdot \sin \theta \cdot \exp(j\omega t) = e_0 \cos(2\pi f_M t - \theta) \cdot \exp(j\omega t) \quad (168)$$

となる。これは丁度ループを f_M なる周波数で回転したのと全く同じ出力波形にはかならないから、前と同様その検波波形 $\cos(2\pi f_M t - \theta)$ と元の低周波 $\cos 2\pi f_M t$ (ないし $\sin 2\pi f_M T$) との位相を比較すればよい。

図 99 にはこの原理の適用例として Servo Corp. of America 製陸上移動用短波方探 AN/CRD-2 形の概略系統図を掲げる。これはアドコック空中線系を使用しており、4 本の空中線の基部にそれぞれ 1 個ずつ平衡変調器が取り付けられているが、N と S ないし E と W の空中線に対する変調用低周波の位相は互に反対であるから N-S、E-W 差電圧に対して平衡変調を施すのと本質的にはなんら変りはない。このように平衡変調器を 4 個使用したのは受信感度の上昇のためと単向用空中線省略の目的によるものである。すなわち単向決定用無指向性電圧は各空中線誘起電圧の和として同一結合インピーダンスの出力に現われ

るようになっており (§23. の終り参照), カーゴイド合成に必要な 90° 位相推移 (§18.) は微分回路によって与えられる. 以下ブラウン管指示器に至るまでの動作原理については前の図 96 の場合と平行的に考察すれば明らかであろう.

図 100 は本装置に使用されている空中線入力回路を示すものであって, ポテンショメータ R_1 は両変調管 T_1, T_2 (6AC7) の利得を平衡させ, 可変抵抗 R_2 は全変調器の動作水準を調整する, またコンデンサ C は単向決定用回路の真空管 T_3 (6AC7) の出力キャパシタンスとの不平衡効果を補償するためのものである.

その他多重アドコック空中線系においては各空中線の循環的切替操作によって得られる不連続な信号列をもって連続回転による効果を疑似させる方法も考えられるが, この種の適用例は次節に述べる.

§42. 位相変調方式

回転変調方式の特異な例として本節に示す位相変調方式は次のような基本原理に基くものである. いま 1 本の垂直受信空中線を大地上の一定の閉路 (たとえば円) に沿って周回させながら受信すると, 出力はこの周回の繰返し周波数で位相変調された波となるはずである. すなわち N 方向から測って θ なる角度の方向から到来する電波がたとえば直径 s の水平円周上を角周波数 p をもって周回する垂直空中線に, 誘起する起電力は

$$e = e_0 \sin \left\{ \omega t + \frac{\pi s}{\lambda} \cos(pt - \theta) \right\} \tag{169}$$

で表わされる. ここに時刻 t は空中線素子が N 方向にある瞬間を基準にとってある. したがってこれを RF, IF 増幅したのち位相弁別器*に加えて復調すれば前と同じく $\cos(pt - \theta)$ なる波形が得られ, 基準波 $\cos pt$ (ないし $\sin pt$) との比較において到来方位 θ を指示することができるわけである. またその場合 (169) 式中の位相の総変化量 $\pm \frac{\pi s}{\lambda}$ はどれだけ大きくても構わないから, この方式によるときは最早通常のアドコック方式のように空中線間隔 s を 1 波長以下に制限する必要もなく (§12. §22.), それによって S/N 比が高められるほか, 後述するように site error (§58.) も著しく改善される. 本方式は戦後イギリスにおいて C. W. Earp, R. M. Goderey 等によって考案・研究されたもので, 具体的な適用に当ってはさらに以下のような重要な考慮が払われる.

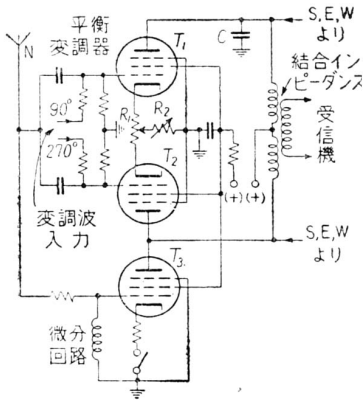


図 100 空中線入力回路

まず第 1 に空中線を実際に周回運動させることはあまり実用的でないから多重アドコック空中線系を用い, 各空中線素子を一定繰返し周波数をもって循環的に逐次切替えてゆく方法が採用される. この時の空中線系の出力は位相が不連続的に変化するような等強度パルスの連続系列であるが, これを位相弁別器によって振幅変調波に変換すれば階段波形のパルス系列が得られ, その中の基本波成分 (繰返し周波数成分) だけを濾波すれば所期の低周波信号が得られる.

第 2 に受信信号系列の位相変化ないし飛躍があまり大きすぎると, これに対する位相弁別器の応動特性に完全な直線性を保たせることが困難となり, 高調波ひずみによる誤差が発生するので, これを軽減するために位相圧縮の手段が講じられる. これはある瞬間の受信信号に対しこれと一定時間だけ遅延して受信された他の信号 (たとえば相隣る 2

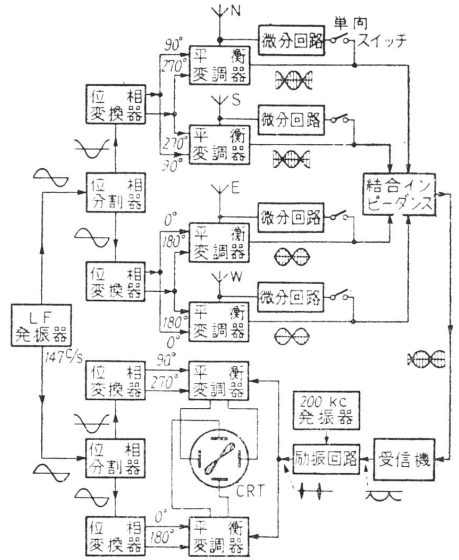


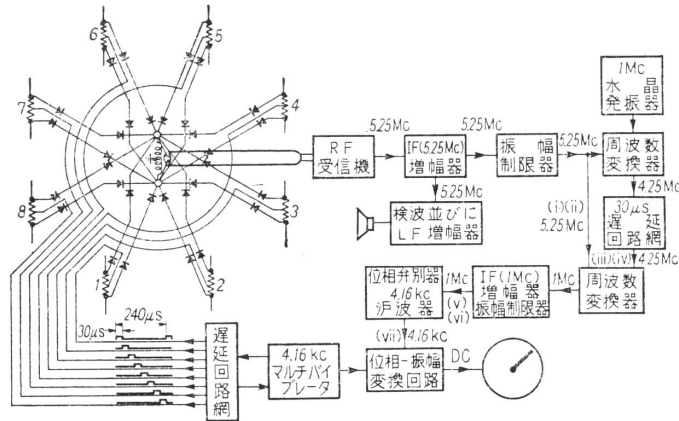
図 99 電子膏式回転変調方式 [Servo Corp. of America 製陸上用短波方深 AN/CRD-2 形]

*通常の位相弁別器の動作は位相の絶対値を測定するものでなく, 位相変化の微係数ないし差分係数 ((170) 式参照) しか与えないが, その場合に生じる位相推移の量は一定であるから容易に較正できる.

個のパルス信号) を適当な遅延回路を通じて合成し、両波の位相の差に等しい位相変調波を作れば、つまり位相の循環式差分測定 (cyclical differential measurement of phase) によって、達成される。すなわち遅延時間を 2Δ とすれば位相変調部分は

$$\frac{\pi s}{\lambda} \cos \{p(t - \Delta) - \theta\} - \frac{\pi s}{\lambda} \cos \{p(t + \Delta) - \theta\} = \frac{2\pi s}{\lambda} \sin p\Delta \cdot \sin(pt - \theta) \quad (170)$$

と変換され、元の場合に比べて $2 \sin p\Delta = 2 \frac{D}{s}$ 倍 (ただし D は遅延時間 2Δ に相当する空中線周回弧の弦の長さ) に圧縮されることになり、必要に応じてこの種の変換を2重3重に施すこともできる。なおこの位相圧縮と同時に元の位相特性 $\cos(pt - \theta)$ は $\sin(pt - \theta)$ に変換され、 90° 位相推移を受ける。



(a) 概略系統図

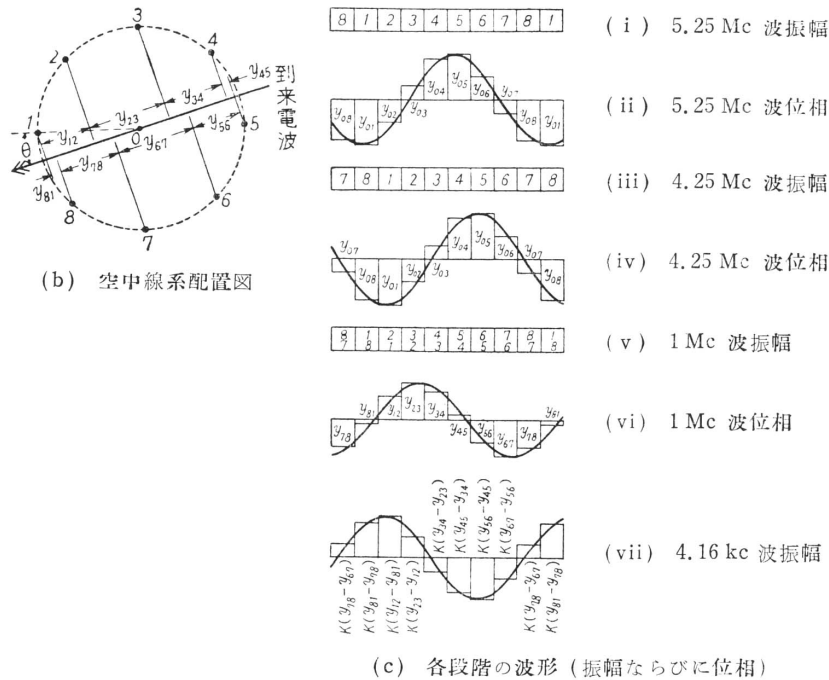


図 101 位相の循環式差分測定原理に基づく方探方式 [Standard Telephones and Cables Ltd. 試作 VHF 方探]

図 101 は上記 Earp ならびに Goderey によって試作された 30~125Mc 用 VHF 方探の概略原理系統図を示す。まず直径 3m の円周上に等間隔に配列された 8 本のダイポール空中線はそれぞれ 4 個ずつの鉱石検波器を通じて饋電ケーブルに結合される。このように鉱石検波器を空中線基部のところと水平饋電線部分の終端のところとの 2 個所に 1 対ずつ、計 4 個も使用したのは休止期間中の空中線-饋電線導体を少しでも細かく切り離しておき、擾乱再輻射の量をなるべく少くするためである。4.16kc マルチバイブレータ駆動による励振パルスは遅延回路網によって順次 $30\mu s$ ずつおくらされてそれぞれの空中線素子に付属する鉱石検波器を導通状態に導き、これによって空中線の循環的切替えが実現される。以下受信機

を経て指示器に至る諸段階での信号波系列の振幅ならびに位相の状況は (b)(c) 図に示す通りで、図中 y_{01} , y_{12} などは到来電波に関し空中線系の中心点 0 から空中線素子 1 までの位相変化、空中線素子 1 から空中線素子 2 までの位相変化などを表わすものである。受信機からの 5.25Mc 中間周波パルス系列は振幅制限を受けたのち 1Mc 水晶発振器出力によって 4.25Mc パルス系列に変換され、さらに 1 パルス分、すなわち $30\mu s$ だけ遅延されて元の 5.25Mc パルス系列と加え合わされる。その結果生じる 1Mc ビートはいま一度振幅を揃えられて位相弁別器に加えられるが、その際の位相の状況は (c) 図 (vi) に示す通りで元の 5.25Mc ならびに 4.25Mc パルス系列の位相 (ii)(iv) の平均から丁度 90° だけおけている。最終段の位相弁別器は階段状位相変化に比例した振幅を与え、各パルスの持続時間は弁別器の諸定数によって定まる (図の (vii) はこれが $30\mu s$ の場合を示す)。また (vii) は最初の受信から見て総計 145° の位相のおくれを伴っていることが見られるが、この遅延量は前にも述べた通り一定で較正し得るものである。位相弁別器からの 4.16kc 低周波出力は濾波器によって整形されたのちマルチプライブレータからの基準位相波と比較される。なおここで使用されている位相比較回路についてはすでに図 98 で説明してある。

[1] 振幅比較方式

振幅比較方式というのは BT 方式 (第 3 章) において NS, EW 各ループ空中線を同じ増幅度でもって増幅し、両者の比をブラウン管その他の適当な指示器の上に表わそうとする方式であるが、以下まず最も基本的な 2 チャンネル方式から説明し、ついでこれを 1 チャンネル方式に変換するための種々の考案について述べる。

§43. 2 チャンネル方式—概要

この方式は 1926 年イギリスの Radio Research Board において R. A. Watson-Watt ならびに J. F. Herd が空電の到来方位測定用として適用したのが最初で、通常 **Watson-Watt 方式** として知られており、また **2 チャンネルブラウン管方式 (twin-channel CRT system)** という名称も一般にこの方式のことを指している。原理は非常に簡明で、図 102(a) に示すように NS, EW 両ループ空中線の誘起電圧を利得ならびに位相推移特性の揃ったそれぞれ別個の受信機を通じて増幅したのち、その中間周波出力をブラウン管の垂直、水平両偏向板電極に加え、蛍光面上に到来電波の方位角度をもって傾斜した直線影像を描かせるものである。その際容易にわかるように、もし両利得が異なっていれば方位指示に誤まりが生じ (4 分円誤差)、またもし両位相推移特性が異なっていれば (b) 図の (i) に示すように影像は一般に楕円状となり、極端な場合 (180° 位相差) には NS ないし EW 方向に関して対称な方向に指示される (破線)。その他両受信機の Q 特性が異なっていると、たとえ同調周波数のところで利得ならびに位相推移特性が等しくても、変調電波や同調の不完全な信号に対しては誤まった指示を与える可能性がある。したがってこの方式では両通信路のあらゆる伝送特性を精密に合致させることが要求されるが、これを広帯域にわたり、また長時日にわたって維持することは實際上非常に困難な仕事で、大抵の場合各測定の度毎に適宜な試験発振器による回路の事前調整が必要とされる。またその場合でも現在の商用方探では技術的な困難さの上からこの種の不平衡誤差が悪条件の下では $2^\circ \sim 3^\circ$ に達するのを避けることができない。

本方式による実用方探には単向決定を省略したままで使用するものも多いが、もしこれを行うのであれば通常は輝度変調方式に従う。すなわち単向空中線に誘起される電圧も NS, EW 両ループ増幅回路と

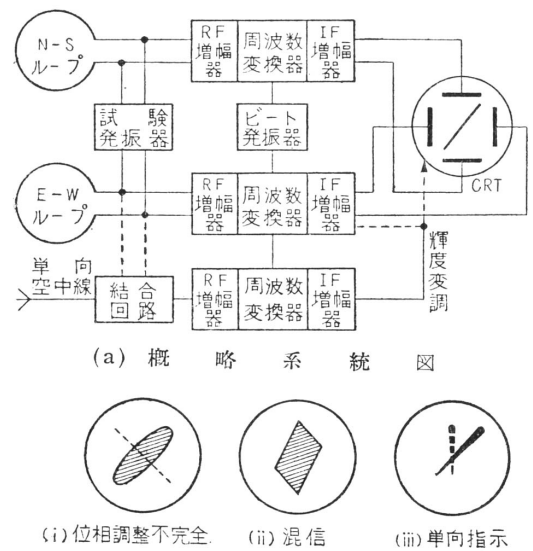


図 102 Watson-Watt 方式

同じ特性（特に位相特性）の通信路を通じて増幅し、その出力をブラウン管の輝度制御用格子電圧として加えることにより図 102(b) の (iii) に実線で示すような単向指示影像を得るのである。なおこの場合の単向空中線入力に対しては所要の 90° 位相推移のほか、適当な結合回路を通じて入力回路と同じ $L-C-R$ 特性、したがって同じ Q 特性をもつようにインピーダンス変換しておくことも必要である。この単向決定方式は必然的に 3 チャンネル分を要求するものであるが、もし方向測定と単向決定とを別個に行っても差支えないのであれば、単向空中線付属の受信増幅器を省略することもできる。すなわち (a) 図内の破線で示すように EW ループを切り離してその代りに単向空中線入力回路を結合し、その増幅された出力を輝度変調に使用すれば (b) 図 (iii) に破線で示すようなブラウン管影像が得られ、到来方位に関して北側象限内か ($|\theta| < 90^\circ$) 南側象限内か ($|\theta| > 90^\circ$) の判別ができる。同様にして NS 受信増幅器の方に結合することにより東側か ($0^\circ < \theta < 180^\circ$) 西側か ($180^\circ < \theta < 360^\circ$) の判別が行えるから、これらの操作の中のいずれか、もしくは両者を適用すればよい。

以上のように Watson-Watt 方式は 2 チャンネル分、ないし単向指示をも同時に行おうとすれば 3 チャンネル分の受信増幅器を必要とし、しかも各通信路の特性を等しくするためにかなり厄介な調整を必要とするという欠点をもっており、混信電波などに対する分解性能も可聴方式はもちろん、可視消音方式、回転変調方式などよりもさらに若干落ちる。その反面この方式は通過帯域内にある異なった周波数の 2 個の電波を同時に指示することができる点（図 102(b) (ii)）、影像の形状から到来電波の形式、強度その他の付随特性をも推定し得る点などの長所をも備えているが、しかし本方式の最も注目すべき特徴としてはきわめて短時間しか持続しないような瞬時電波でも、たとえばブラウン管螢光面の残像性、写真撮影などを利用することによって、その方位を測定することができるという点を挙げなければならない。これはいままでに見てきた諸方式ならびに、この後に述べる諸方式には欠けている 1 つの大きな魅力であって、可聴方式やメータ指示方式はもちろんのこと、その他のいかなるブラウン管直視式方探においても受信機通過帯域幅の許容限度、変調波との混同、固有誤差の発生などの見地から空中線の切替周波数ないし回転周波数を一定限度以上には高められないために、受信電波の到来から方位指示にいたるまでには若干の時間を要するのである（たとえば 50c/s の切替周波数を使用すれば少くとも $1/50$ 秒程度以上）。したがって空電（主として長波領域）の到来方位測定用としては従来から本方式が不可欠のものとなっており、そのほか中波帯については戦後ロラン電波（パルス幅数十 μs 、パルス間隔数十 ms ）が世界各地にかなり普及されるに至ったことと関連して、また短波帯については電波監視能力の向上などの目的をもって、最近では中波・短波帯用としての適用分野も開拓されつつある。

§44. 2 チャンネル方式—測定精度

本方式は雑音の存在しない理想的な場合にはブラウン管螢光面上に直線影像を指示するはずであるが、実際には信号電圧と雑音電圧とが重畳される結果、図 103 に示すように影像はある程度の幅をもち、しかも通常その尖端部分では電子ビーム走査速度が零となるために輝度が最大となって影像幅も若干広がっている。方位の読み取りはカーソル線をできるだけこの影像に平行になるように合わせることによって行われ、前の可聴消音方式においての最小感度幅と同様、今の場合も影像幅として図示のような $\beta = 2\alpha$ を定義すれば、測定値の標準偏差 σ は (149) 式と同じく

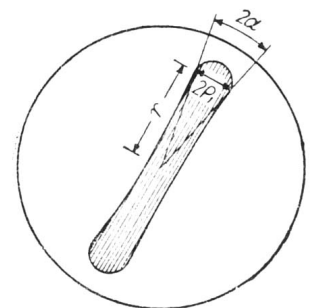


図 103 Watson - Watt 方式

$$\sigma = K\beta \tag{171}$$

によって与えられる。ここに比例係数 K は実験的に定められ、ほぼ $\frac{1}{35} \sim \frac{1}{50}$ に等しい（ただし σ 、 β は度単位）。

つぎにわれわれは上の σ を受信機出力の S/N 比との関連において考察して見よう。いまの場合 S/N 比は信号によるビーム偏向の実効値、すなわち影像長軸半径 r の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍と雑音によるビーム偏向の実効

値 ρ との比をもって表わすことができる. すなわち

$$\frac{V_0}{V_N} = \frac{r}{\sqrt{2}\rho} \tag{172}$$

なる関係が成立している. ところで上式中の ρ の値は S. de Walden, J. C. Swallow によれば影像尖端のふくらみ部分の半径 ρ_1 を尺度として測ることができ, 実測結果によると静止ビーム・スポットの輝度が一定な限り $\frac{\rho_1}{\rho}$ も一定であり, 特に輝度がある程度以上になるとその値はほぼ 2 に等しくなる. したがってこのことと, $\frac{\rho_1}{r} = \sin \alpha \cong \alpha = \frac{1}{2}\beta$ (rad) なる関係ならびに (172) 式を (171) 式に代入すれば

$$\sigma = \frac{K'}{V_0} \tag{173}$$

が得られ, 定数 K' の値はたとえば前の K の値を $\frac{1}{40}$ にとれば 4.05 と概算される. 上式により S/N 比が 3 の場合の測定値の標準偏差を求めると 1.34° となるが, これは可聴方式に比べて若干大きい. すなわち Watson-Watt 方式の測定精度は可聴方式に比べると概して落ちるといえよう.

(173) 式は更に前の可聴消音方式においてこれに対応する式 (150) と比べて見ると, 受信機の通過帯域幅 B に関係する因子を含んでいない点が注目される. 通常 V_N は \sqrt{B} にほぼ比例するから (前章 §27.(125) 式), このことは可聴方式における σ が \sqrt{B} にほぼ無関係であるのに対して Watson-Watt 方式においては \sqrt{B} にほぼ比例する (つまり受信機の通過帯域幅を狭くするほど精度が向上する) ことを意味している. これを物理的に見ると可聴方式においては B の値をどんなに狭くとも最終的には雑音スペクトルの大部分が耳の選択濾波特性 $B_e (\ll B)$ によって除去され, その他たとえばサーボ方式においても ((156) 式参照) 計器の緩慢な応動に基く雑音擾乱の平均化が行われたのに対し, 本方式その他のブラウン管指示方式においてはそのような機構が存在しないのである. したがって Watson-Watt 方式においても理論的には受信機通過帯域幅 B を狭めることによって可聴方式と同程度もしくはそれ以上に精度を高めることもできるのであるが, しかしそのためには (150), (173) 両式から $B \leq \left(\frac{2.52}{4.05}\right)^2 = 0.39\text{kc}$ でなければならず, このような狭い帯域幅の方探は現在までのところ作られてはいない.

§45. 2チャンネル方式—実例

本節では Watson-Watt 方探の実例 2 つについて説明する. 図 104 は第 2 次大戦中イギリス海軍が大西洋における対ドイツ潜水艦作戦用として開発した船舶用短波 (1~24Mc) 方探・FH-4 形の概略系統図である. まず空中線系は NS, EW 各ループおよびその中央部に取り付けられた単向空中線からなり, そのほかに両主ループと 45° の方位傾度をもつように配置された試験用小形ループが付加されている. 単向空中線は 90° 位相調整用の直列高抵抗 R_1 を含み (第 2 章 §18.(i)), 変成器 T_1 を通じて饋電ケーブルに対しループ空中線と同じ入力インピーダンス特性を呈するように変換される. また各饋電ケーブルの受信端のところに並列に挿入してある抵抗 R_3 (300 Ω) は空中線-饋電線系の共振周波数近傍で特に目立ってくるチャンネル相互間の不平衡効果を軽減するためのものである (前章 §27. の終り参照). 一方試験用小形ループは試験発振器によって励振され, NS, EW 両ループに等しい試験電圧を誘起すると同時に, 抵抗 R_2 の両端電圧が単向用の試験電圧として利用できるようになっている. 抵抗 R_4 は上の R_3 と同様饋電ケーブル回路の共振に基く電圧変動を軽減する. 両受信増幅器は RF 増幅

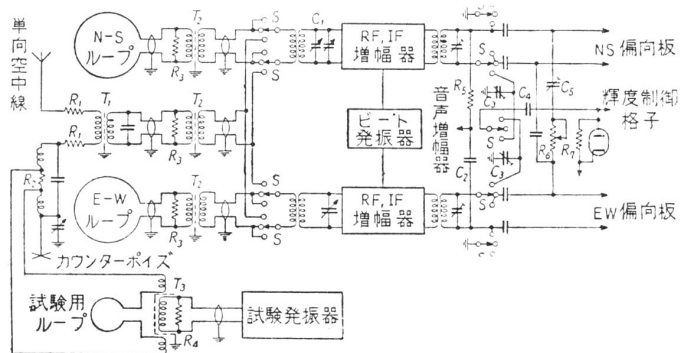


図 104 イギリス海軍試作船舶用短波方探 FH-4 形概略系統図

1段, 周波数変換段, IF (450kc) 増幅3段からなり, その両出力はブラウン管指示用としてのほか, それぞれ R_5 および C_5 を通じて合成されて音声増幅器, スピーカにも供給される. なお R_5 と C_5 は中間周波数に対し等しいインピーダンスを呈するように選んであり, 両ループからの信号を 90° 位相差の関係に導くから, その結果電波到来方向にほぼ無関係な合成出力が得られるのである. また可変抵抗 R_6 ならびにコンデンサ C_5 は IF 出力回路の配線ならびにブラウン管内でわずかではあるが両通信路相互間に結合が生じるのでこれを中和させる.

単向決定を行うには各スイッチ S を上下することによって EW 通信路もしくは NS 通信路を単向用通信路に変換し, その出力電圧をコンデンサ C_4 を通じて輝度制御格子に加える. その場合グリッド・リークと並列に結合された2極管は通常の直流分再生器 (DC restorer) として働くもので, これを流れる電流の作る自己バイアスにより輝度制御格子に加わる電圧の正ピークは常に所定の値に保たれる. トリマ・コンデンサ C_3 は偏向板回路がそれと異なるキャパシタンスを有する輝度制御格子回路に切替えられたことによって生じる離調を補償するためのものである. 前にも述べたように Watson-Watt 方式においては両通信路が同じ伝送特性をもつようにはあらかじめ各段階毎に綿密な調整をしておかねばならないが, 各測定の間毎にも必ずその直前に試験ループによって平衡性を確かめておく必要がある. 本方探におけるこの種の随時調整は NS ループ入力回路内の小トリマ・コンデンサ C_1 ($\pm 2\text{pF}$ 可変) による位相調整と最終段 IF 増幅管の陰極バイアス電圧の変化 (ポテンシオメータ) による利得調整とからなっている.

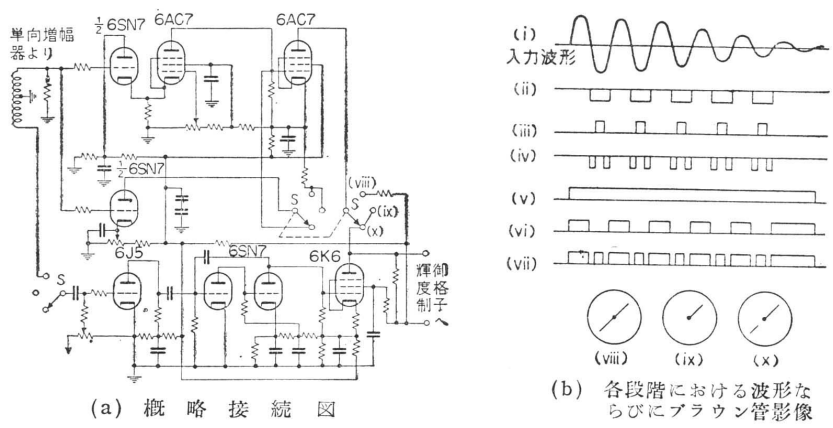


図 105 輝度変調回路 [名古屋大学空電研究所使用空電方位測定機]

つぎに図 105(a) に示すのは名古屋大学空電研究所で製作され, 現在使用されている空電方位測定機 (測定周波数 10kc) の中の輝度変調回路部分で, 各段階における波形およびブラウン管指示影像是同図 (b) に示す通りである. 本方探は方向測定と同時に単向決定もできるように単向増幅路を別個にもつので都合 3 チャンネル分を保有しており, また各通信路における増幅に関しては相互間の平衡調整の容易さという観点からスーパーヘテロダイン方式でなくストレート方式によっているが, 最も特徴とするところはつぎに説明する通り輝度変調回路に特別な考慮を払うことによって (b) 図 (x) に示すような影象を得ている点である. すなわち直線影象の一方の側の全部を消去することなく, 先端部分を一部のこしておくことによって読み取りを容易にし, したがって精度を高めるようにしてある. その機構を説明すると, 入力波形 (単向増幅器出力, (b) 図 (i)) はまず (a) 図上段の $1/2$ 6SN7 と 6AC7 の陰極結合による矩形波発生回路によって半波整流されて矩形波 (ii) に変換され, 一方中段の $1/2$ 6SN7 からは一定のバイアスを加えることによっていま 1 個の cut-off 水準の異なった矩形波 (iii) を得る. (ii) と (iii) とは極性が反対となっているのでこれをそのまま陽極回路で合成すれば (iv) の波形となり, 第 2 の 6AC7 管はこの波形をさらに改善する. (v) は (i) の空電入力に同期して一定時間持続する矩形波電圧で, (a) 図最下段の 6SN7 単安定形マルチバイブレータの出力波形の上縁を 6K6 でさらに完全に平坦化することによって得られ, これだけをそのまま輝度制御格子に加える時は (viii) に示すような両方向性受信影象が得られる. つぎに (vi) は (v) と (ii) の陽極結合によって得られる波形であって (ix) に示すような通常の単向受信影象を与え, 最後に (vii) は (v) と (iv) の合成であり (x) の影象に対応する. またこれら 3 種の形の受信は (a) 図内の連動スイッチによってそれぞれ切り替えられるようになっている.

§46. 1チャンネル—切替方式

前の諸節に述べてきた2チャンネル電圧比較方式は図106に示すように空中線接続の切替操作により1チャンネル方式に変換することもできる。すなわちNSループ、EWループならびに単向の各空中線電圧もしくはそれらの適当な組合せ電圧を一定の周期で順次切り替えると共に受信機出力側でもこれと同期的に切替器を働かせ、さらに必要な場合には遅延回路を通してそれぞれのパルス電圧の時間位置をそろえ、方位指示計に加えるのである。以下現在までに考案されている若干のこの種の方式について述べよう。

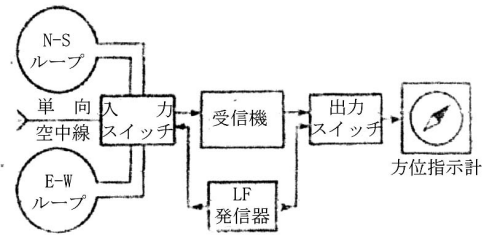


図106 1チャンネル—切替方式原理図

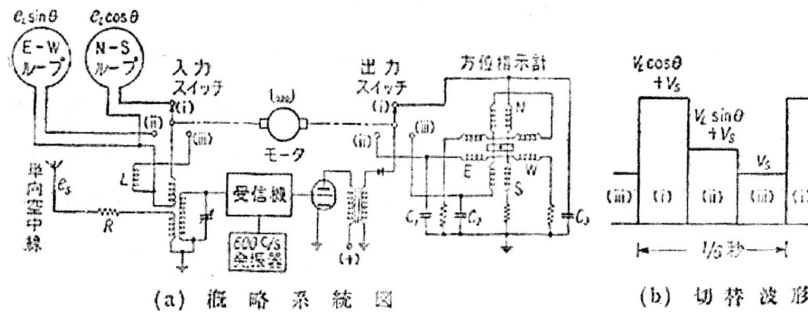


図107 1チャンネル切替方式航空機用中波方探〔C. C. Pine〕

まず図107に示すのはC. C. Pineによって試作実験された航空機用中波(200~1800kc)方探の概略系統図で、この場合の切替操作は回転速度6回/秒の電動機により

$$\left. \begin{array}{l} \text{(i) NSループと単向空中線} : V_L \cos \theta + V_S \\ \text{(ii) EWループと単向空中線} : V_L \sin \theta + V_S \\ \text{(iii) 単向空中線のみ} : V_S \end{array} \right\} \quad (174)$$

の3段階にわたって行われる。この場合 V_L と V_S とはもちろん同位相であり、また以下に見るように常に $|V_S| > |V_L|$ でなければならない。図の入力回路において R は 90° 位相推移用の抵抗 (§18.(1))、 L は単向空中線のみ接続のときに結合され、入力負荷の平衡を保つための疑似ループ・コイルである。入力電圧パルス系列は受信機内でRF、IF増幅ならびに検波されたのち入力スイッチと同期回転の出力スイッチで再び切り替えられてそれぞれ別個の伝送路に振り分けられ、最後に出力回路中の大容量コンデンサ C_1, C_2, C_3 によってパルス波形から直流波形に変換される。方位指示計は2個ずつの直交界磁コイルと回転磁針とからなり、前者は図示のような接続方法によって(i)と(iii)との差ならびに(ii)と(iii)との差、したがって $\cos \theta$ ならびに $\sin \theta$ にそれぞれ比例する直交磁界を与える。なお受信機内でのIF増幅の際600c/sで変調してあるのは連続波受信の場合の方位指示計の起動を容易にするためで、もし上記 C_1, C_2, C_3 の各値がわずかのリップル電圧を与えるようになっているのであればこれはなくても構わない。

つぎに図108に示すのはJ. R. Steinhoffの試作になる同じく航空機用中波(200~1700kc)方探で、これは繰返し周期50回/秒の電子管スイッチを用いてNSEW各ループ空中線電圧を順次切り替え、これに単向空中線電圧を合成することによって

$$\left. \begin{array}{l} \text{(i) Nループと単向空中線} : V_L \cos \theta + V_S \\ \text{(ii) Sループと単向空中線} : -V_L \cos \theta + V_S \\ \text{(iii) Eループと単向空中線} : V_L \sin \theta + V_S \\ \text{(iv) Wループと単向空中線} : -V_L \sin \theta + V_S \end{array} \right\} \quad (175)$$

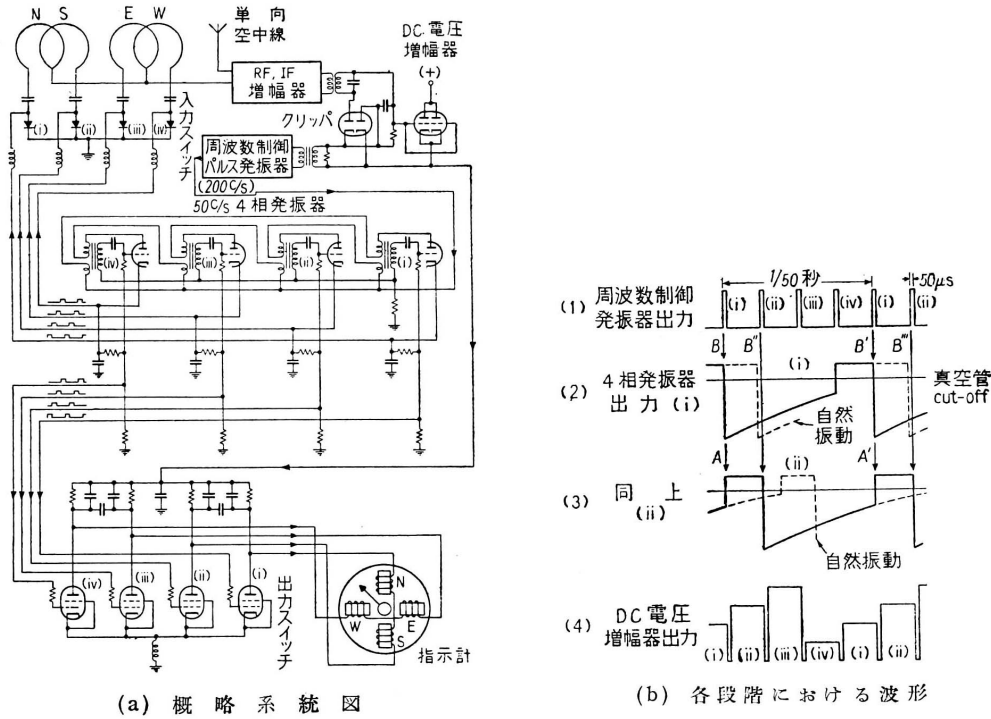


図 108 1 チャンネル—切替方式航空機用中波方探航空機用中波方探 [J. R. Steinhoff]

なるパルス系列を作り (ただし $|V_S| > |V_L|$) , 増幅・検波ののち (i) と (ii) との差, (iii) と (iv) との差としてそれぞれ $\cos \theta$, $\sin \theta$ に比例する出力を得る方式である. 切替回路の核心部は図示のように4個の3極管 (2個の 12AU7) をそれぞれブロッキング発振器として用いたものからなり, 各段は前段に誘導結合されていて1段が動作を止めれば直ちに次段が働く (図 108(b) の矢印 A, A') . またこの4相発振器は各真空管の特性の不揃いに基く出力パルス幅, その他の相違をなくするためにさらに別個の 200c/s トリガ・パルス発振器による尖鋭なパルス (持続時間 $50\mu\text{s}$) で制御されている. すなわちブロッキング発振器による自然のままのパルス幅はこのトリガ・パルスによって丁度 $1/200$ 秒のところ切り取られる (矢印 B, B', B'', B''') . 入力スイッチ操作は §42. 図 101 に例示したものと同原理で, これらの4相パルス電流がグループ空中線回路内に直列に挿入された各ゲルマニウム2極管の中の1個を流れることによって行われ, その際のこりの3個はわずかな逆電圧が加えてあるためほとんど開放状態にある. 他方出力スイッチは単一のインダクタンスへ共通に陰極結合された4個のサイラトロン (2D12) からなり, 1個のサイラトロンを流れる電流がこのインダクタンス上端に作る電位は残りの3個のサイラトロンを抑制するのに十分なバイアスを提供するようになっている. また動作中のサイラトロンは上記 200c/s パルス発振器出力が (クリッパ 12AL5 で正の部分除去された後) DC 電圧増幅管 SC39F の格子に瞬間的な負のパルスを与え, 増幅器出力 (したがってサイラトロン陽極電位) を完全に零に落すことによって休止させられ, これと同時に次段のサイラトロンは4相発振器出力パルスによってその格子バイアスが低下するので動作状態に導かれる. 方位指示計は4個の直交界磁コイルと円筒状銅板で囲まれた永久磁針とからなり, 同銅板に誘起される渦流は指針の機械的振動を減衰させる. また DC 電圧増幅器負荷抵抗に並列の4個のコンデンサならびに界磁コイルに並列の2個のコンデンサは界磁コイルを流れるパルス電流に適当な減衰を与えることによって指針の hunting を防止する.

そのほか最近わが国の国際電信電話株式会社で試作された陸上用短波 (3~18Mc) アドコック方探 KS306B 形も原理的には上と同種のもので, この場合 (175) 式に相当する各空中線出力は N, S, E, W 各垂直空中線の誘起電圧 e_N, e_S, e_E, e_W とこれらを一定位相 ϕ だけおくらせて得られる $e'_S, e'_N, e'_E,$

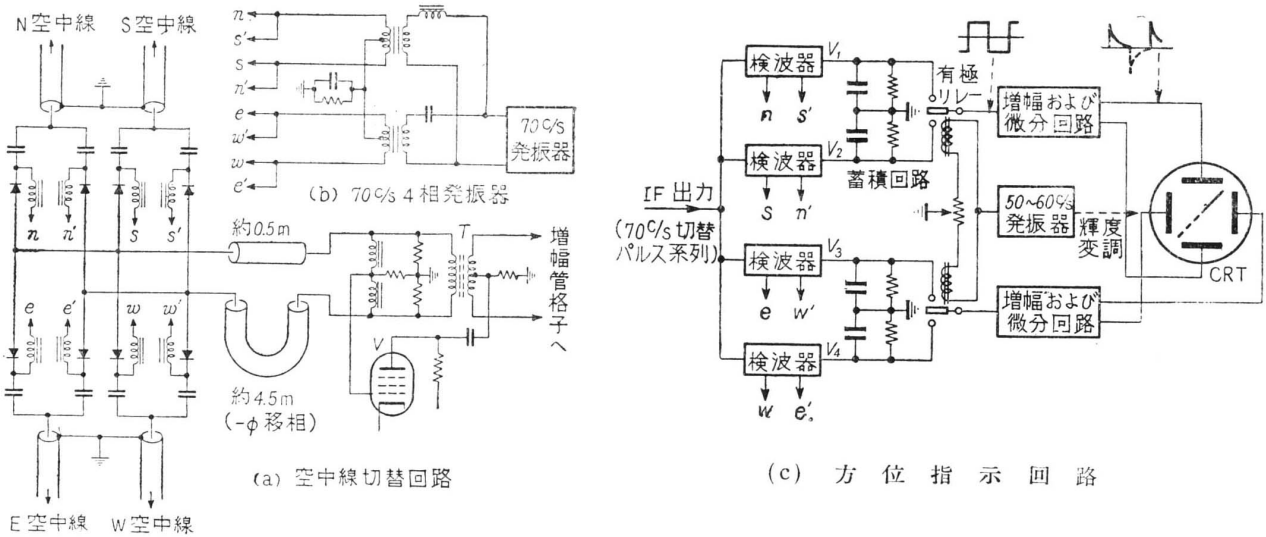


図 109 1チャンネル—切替方式陸上用短波アドコック方探 KS306B 形〔電波管理局福岡監視所使用〕

e'_W との差から得られる. すなわち $e_n - e'_S$ 組については

$$\begin{aligned}
 e_{N-S} &= h_e E_0 \exp \left\{ j \left(\omega t + \frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \right) \right\} - h_e E_0 \exp \left\{ j \left(\omega t - \frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta - \phi \right) \right\} \\
 &= 2j h_e E_0 \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta + \frac{\phi}{2} \right) \cdot \exp \left\{ j \left(\omega t - \frac{1}{2} \phi \right) \right\}
 \end{aligned}$$

(ただし s : 空中線間隔, h_e : 各空中線素子の実効高, E_0 : 到来波電界強度) を作り, これを増幅・検波すれば

$$V_1 = A |e_N - e'_S| = 2A h_e E_0 \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta + \frac{\phi}{2} \right) \tag{175'}$$

が得られ, 同様に他の 3 対の組からは

$$\left. \begin{aligned}
 V_2 &= A |e_S - e'_N| = 2A h_e E_0 \sin \left(-\frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta + \frac{\phi}{2} \right) \\
 V_3 &= A |e_E - e'_W| = 2A h_e E_0 \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta + \frac{\phi}{2} \right) \\
 V_4 &= A |e_W - e'_E| = 2A h_e E_0 \sin \left(-\frac{\pi s}{\lambda} \sin \theta + \frac{\phi}{2} \right)
 \end{aligned} \right\} \tag{175''}$$

が得られる. 容易に見られるように上の V_1, V_2, V_3, V_4 パルス系列は $\frac{\pi s}{\lambda}, \frac{\phi}{2}$ が小さいときには (175) 式に帰着するのであって, いまの場合 \sin 因子の存在は BT 方式誤差 (§22.) と関連するのである. 図 109(a)(b) はこの方探に使用されている空中線切替回路で, 前例図 108 におけると同様の原理に従って各空中線素子は 70c/s 4 相発振器駆動による 4 対 8 個の各ゲルマニウム 2 極管スイッチをもって ns', sn', ew', we' の順に次々と切り替えられる. 次に各対の電圧のうちの前者は約 0.5m 長のケーブル, 後部約 4.5m 長のケーブルを通るので, その結果ケーブル出力端で後者は前者に対して一定の位相のおくれ ϕ を付与され, 変成器 T の 2 次側に両者の差電圧が生じる. なお真空管 V は各パルス間の切れ目に当る瞬間ごとに初段真空管格子に負バイアスを与えることによってその切れ目の波形を純化する. (c) 図は方位指示部の概略を示すもので, 各パルス系列は 4 相発振器出力を用いて周期的に元の 4 種類に分離検波され, V_1, V_2, V_3, V_4 なる直流電圧として時定数 1 秒もしくは 10 秒の各 RC 蓄積回路に蓄わえられる (つまり毎秒 70 回の方位測定を 1 秒もしくは 10 秒間にわたって平均した結果が蓄積される) 最後に各蓄積電圧の差 $V_1 - V_2, V_3 - V_4$ が 50~60c/s 周期で働くそれぞれの有極リレーを通じて矩形波として取り出され, 微分回路を経て鋸歯状波に変換されたのち, ブラウン管偏向板に加えられる. その際波形の

半周期分（図中破線で示す）はリレー駆動の50~60c/s発振器からの基準波による輝度変調で消去されるので、螢光面上には単向指示の半直線影像が現われる。

最後に、K. Schesinger 等が色彩テレビ送信局における搬送波の瞬時位相測定用として考案し、あわせてその原理の方探への適用可能性にも触れているベクトル・スコープ装置はつぎのような方式である。いま各空中線に対して

$$\left. \begin{array}{l} \text{(i) NS ループの IF 増幅出力} : V_L \cos \theta \cos 2\pi f_m t \\ \text{(ii) EW ループの IF 増幅出力} : V_L \sin \theta \cos 2\pi f_m t \\ \text{(iii) 単向空中線の IF 増幅出力} : V_S \cos 2\pi f_m t \end{array} \right\} \quad (176)$$

なる3段切替えを行い、たとえば(ii)を中間周波数に関して90°位相推移させて $V_L \sin \theta \sin 2\pi f_m T$ を作り、一方(i)パルスを(ii)パルスの位置まで遅延させてこれと合成すれば $V_L \cos(2\pi f_m t - \theta)$ が得られる。したがってこの合成パルスをさらに(iii)パルスの位置まで遅延させれば両者の比較において位相角 θ を指示することができるわけで、この最後の段階は[C]項の回転変調方式に帰着する。

§47. 1チャンネル—変調方式

振幅比較方式を1チャンネルで実現するためのいま1つの方法として変調方式がある*。たとえば前節図107の方式においては3種類の空中線出力(174)式を相異なる低周波成分 f_1, f_2, f_3 でそれぞれ変調し、その合成を単一の受信機で増幅検波ののち濾波器にかけて再び元の3成分に選りわけ、その中の f_1, f_2 成分を f_3 成分に変換すると同時に前と同様(i)と(iii)との差、(ii)と(iii)との差を作るといった方法も考えられている(C. F. A. Wagstaffe)。

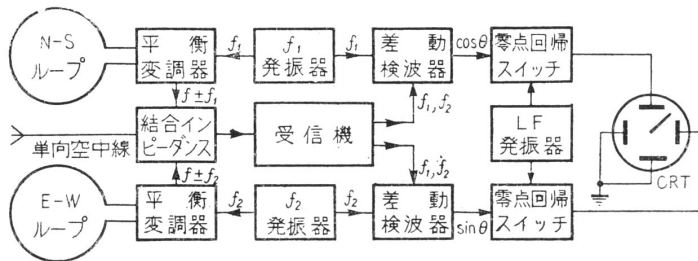


図110 1チャンネル—変調方式 [C. W. Earp]

図110はC. W. Earpの考案による方式で、変調周波数が2個ですむために上記より幾分簡単になる。すなわちNS, EW各ループ空中線電圧をそれぞれ異なった低周波成分 f_1, f_2 で平衡変調し、単向空中線電圧と合成すれば、1チャンネル変調方式は1940年頃から考案試作されているもので、切替方式が概して第2次大戦後に各国で試作されているのに比べると歴史的に

やや先行している。受信機入力波形は

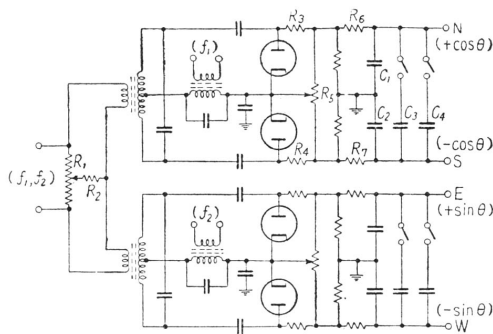


図111 差動検波回路接続図

$$V_s + B_L(\cos \theta \cdot \cos 2\pi f_1 t + \sin \theta \cdot \cos 2\pi f_2 t) \quad (177)$$

となるから(ただし $|V_S| > |V_L|$ とする)、これを増幅検波することによって

$$K_0(\cos \theta \cdot \cos(2\pi f_1 t + \alpha_1) + \sin \theta \cdot \cos(2\pi f_2 t + \alpha_2)) \quad (178)$$

の形の出力が得られる。ここに K_0 は定数、 α_1, α_2 は受信機通過の際に受ける位相推移である。したがってこの出力と α_1, α_2 に相当する位相調整を施した後の f_1, f_2 両基準発振器出力とから符号をも含めてそれぞれ $\cos \theta$ ないし $\sin \theta$

に比例する直流電圧を取り出すことができる。

図111は上述の最後の段階の操作を行う差動検波器(differential detector)の一例で、イギリス海軍試作の航空母艦用超短波(100~150Mc帯)アドコック空中線方探FV5形に使用されたものである。まず

*1チャンネル変調方式は1940年頃から考案試作されているもので、切替方式が概して第2次大戦後に各国で試作されているのに比べると歴史的にやや先行している。

低周波増幅回路からの入力 (178) 式は同調形入力変成器を通じて $f_1(5\text{Mc})$, $f_2(6\text{Mc})$ 両基準発信器出力 $K_1 \cos(2\pi f_1 t + \alpha_1)$, $K_2 \cos(2\pi f_2 t + \alpha_2)$ とそれぞれ push-pull に組み合わせられ, 両 2 極管対によって零周波数ビート $K_1 \pm K_0 \cos \theta, K_2 \pm K_0 \sin \theta$ が検波される. 図中 R_1, R_2 は NS, EW 相互間の不平衡を調整し, R_3, R_4, R_5 などは各検波 2 極管対の出力平衡調整用として用いられる. $R_0 C_1, R_1 C_2$ などは低域濾波回路で, f_1 と f_2 との差周波数その他のリップル電圧を完全に除去するが, これはまた時定数が 0.03 秒 (3db 減衰に対する帯域幅 10c/s) となっているので 0.1 秒程度の非常に短い持続時間の瞬時電波に対しても十分な応動を与えるようになっている. しかし通常はコンデンサ C_3 を付加し, 時定数を 0.3 秒程度 (3db 減衰帯域幅 1c/s) とすることによって受信 S/N 比を改善し, さらに微弱電波の場合には C_4 を付加して時定数 1 秒 (3db 減衰帯域幅 0.3c/s) の緩慢な応動を与えるようにする.

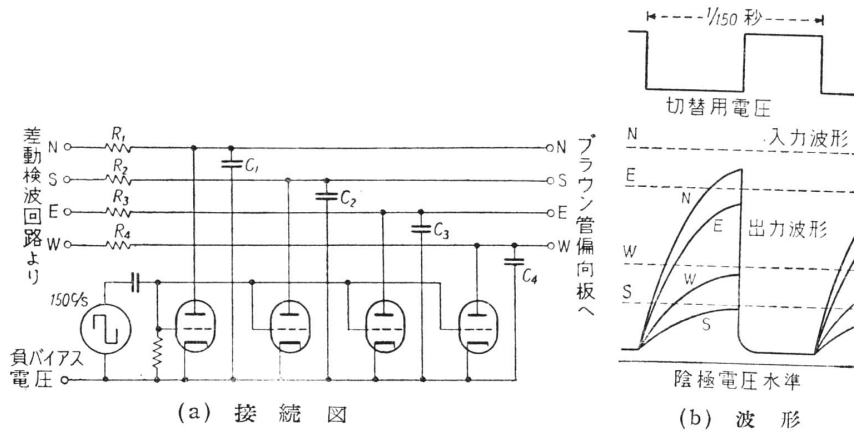


図 112 直流-三角波変換回路

最後にこのようにして得られた $\cos \theta, \sin \theta$ に比例する直流電圧はそのままブラウン管に加えたのでは点影像しか指示しないから, 測定を容易にするために螢光面中心点からの放射線状影像を作るような適当な電圧波形に変換しなければならない. 図 112 はそのための回路の一例で (第 111 図の回路の延長), ブラウン管偏向板への各入力は 150c/s の矩形波電圧によって同期的

に働く電子管スイッチを通じて周期的に共通の端子へ短絡される. 各コンデンサ C_1, C_2, C_3, C_4 は短絡の瞬間に低抵抗を通じて急速に放電し, つぎに各真空管が遮断されると高低抗 R_1, R_2, R_3, R_4 を通じてゆるやかに充電され始めるから, その結果同図 (b) に示すような各波形が得られることになり, 充電時定数 $R_2 C_1, R_2 C_2$ などがすべて等しい限り真空管特性にかかわらず影像は直線状となる.

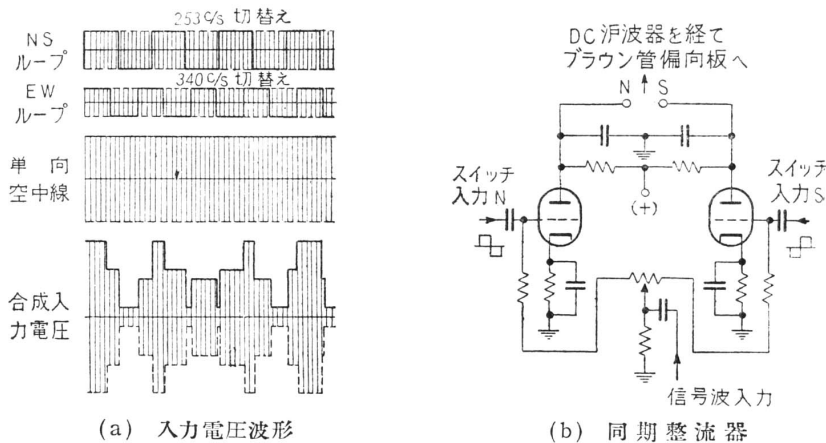


図 113 1 チャンネル—パルス変調方式

1 チャンネル変調方式において使用される変調波は必ずしも正弦波でなくて構わない. たとえば L. J. Giacometto, S. Stiber がアメリカ陸軍通信隊で試作した携帯用短波 (1.5M~1.8Mc) 方探は NS, EW 各ループ空中線電圧をそれぞれ異なる発振周波数 (253c/s, 340c/s) のマルチバイブレータ駆動によって反転切替えるもので, この操作は矩形波による平衡変調にほかならない. 切替えられた両ループ電圧は上と同じく単向

空中線電圧と合成されて図 113(a) に示すような複雑な階段波形となり, 受信機で増幅・検波される. 同図 (b) はこの合成信号波を元の NS, EW 両成分に分解するための同期整流器で前例における差動検波器 (図 111) に対応する. この回路は平衡変調器として働いている 1 対の 3 極管からなるもので, 両格子には受信機検波出力が並列に (同位相で), また切替用として一方の周波数のマルチバイブレータ出力が push-pull に (反対位相で) 加わっており, 各 3 極管は切替周期の on 期間中は A 級増幅器として働き, off 期間中は遮断される. 陽極回路の充電時定数は切替周波数に比べて大きくとってあるのでその出力は大部分が直流成分からなっているが, 残りの交流成分をも完全に除去するためにこの陽極出力はさらに 3 段の RC 濾波器を通してからブラウン管偏向板に加えられる. このようにして両陽極間には入力

信号内に含まれる両切替周波数成分の中の一方に比例する電位差が得られ、他方の成分は平滑化の結果無効とたるのである。

以上述べたように1チャンネル切替えないし変調方式は直接単向をも指示するほか、Watson-Watt方式に比べて受信機部品が節約されること、チャンネル相互間の厄介な平衡調整が不必要なことなどの利点もっている。しかしこれらの方式でも入力ならびに出力段における2ないし多チャンネル化は避けることができないものであり、この部分での平衡調整にはかなりの綿密さと工夫とを必要とする。また単向空中線電圧合成の際の90°位相調整の不完全は本方式の場合8分円誤差発生の原因となり、さらに回転変調方式においてと同種類の増幅特性不均一に基く誤差も存在する (§38.)。そのほか入力切替えの際に発生する雑音によるS/N比の劣化、出力整流回路における高調波除去不完全による指示影像のひずみなども考慮しなくてはならない問題で、現在の段階では本方式はまだ広く実用化されるまでには至っていない。

§48. 電子管サーボ方式

ここに掲げる電子管サーボ方式というのは著者の考案によるもので、§34.の機械的サーボ方式と同じ原理に立脚している。図114においてわれわれはまず低周波発振器 (cos pt) から適当な変換回路を通じて $A \cos \alpha \cdot \cos pt$, $A \sin \alpha \cdot \cos pt$ ($A > 0$ かつ α はいまのところ任意)なる2個の一般に振幅(符号を含む)の異なった波を取り出し、これをブラウン管の垂直・水平

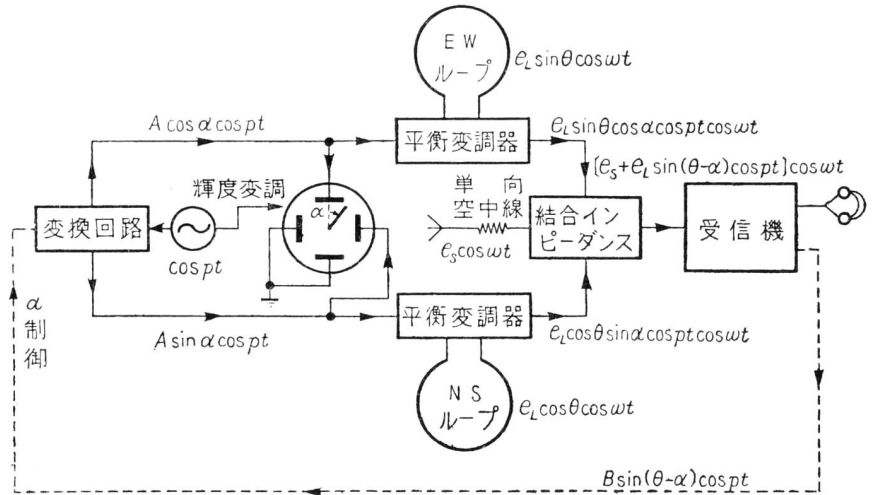


図 114 電子管サーボ方式

両偏向板用ならびにEW, NS両ループ空中線誘起電圧の平衡変調用として並列に加える。その場合前者については基準波出力 cos ptの一部を輝度変調用如果使用すれば螢光面影像是 α 方向の単向指示を与えることができる。またこの部分はメータ指示とすることもできる。一方図中にも付記してある通り平衡変調された各ループ電圧は単向空中線電圧と合成されて

$$e_S \cos \omega t + e_L \sin \theta \cos \alpha \cos pt \cos \omega t - e_L \cos \theta \sin \alpha \cos pt \cos \omega t = (e_S + e_L \sin(\theta - \alpha) \cos pt) \cos \omega t \quad (179)$$

を作り ($|e_S| > |e_L|$), これを受信機にて増幅・検波すれば $B \sin(\theta - \alpha) \cos pt$ ($B > 0$) が得られる。ところで変換回路はこの受信機出力によって制御され、しかも $\sin(\theta - \alpha) > 0$ のときには常に α が増大する方向に、また $\sin(\theta - \alpha) < 0$ の時には常に α が減少する方向に駆動されるようになっている。このようにすれば同回路は $\sin(\theta - \alpha) = 0$, すなわち $\alpha = \theta$ もしくは $\alpha = \theta \pm \pi$ のときのみ平衡状態にあり、しかもこのうち前者は安定平衡状態、後者は不安定平衡状態に相当するから、前の§34.サーボ方式の場合と同様に方位指示は $\alpha = \theta$ の位置で安定するであろう。

図115(a)は本方式に用いることのできる α 制御発振器の一例で、図中各段階に付記してある波形表式は振幅定数 (> 0)を省略してある。この回路系は要するに1個の発振器とそれによって駆動される2個の発振器とからなるもので、まず図の中央の低周波発振器出力 cos pt およびその90°位相推移による出力 sin pt はそれぞれ(極性をも含めた)直流電圧 cos α , sin α で平衡変調されて cos α cos pt, sin α sin pt なる波形の電圧を作る。ここに cos α , sin α は今の段階では回路雑音などによる at random な微小電圧とする。両平衡変調出力から適当な変成器結合 T_1 を通じて得られる差電圧および和電圧

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha \cos pt - \sin \alpha \sin pt &\rightarrow \cos(pt + \alpha) \\ \cos \alpha \cos pt + \sin \alpha \sin pt &\rightarrow \cos(pt - \alpha) \end{aligned} \right\} \quad (180)$$

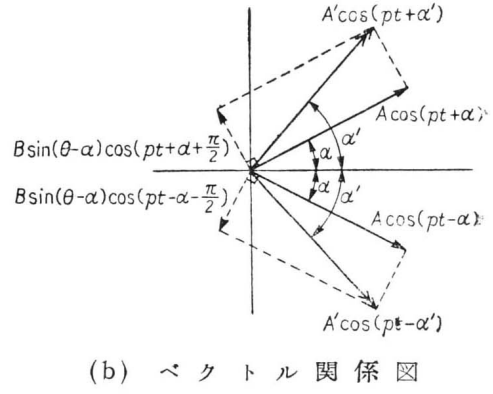
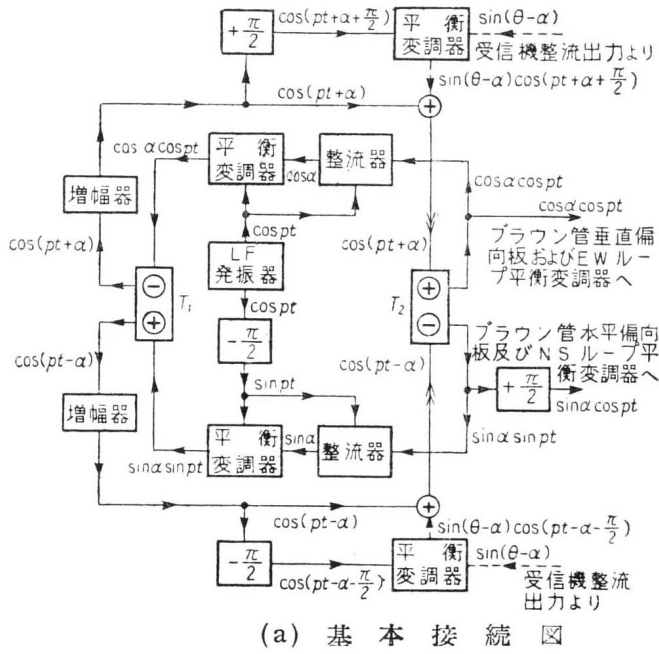


図 115 α 制御発振器

は増幅されたのち再び同様な変成器結合 T_2 を経て元の $\cos \alpha \cos pt$, $\sin \alpha \sin pt$ に分解され、整流器により（極性をも含めて） $\cos \alpha$, $\sin \alpha$ なる直流出力に変換される。この場合増幅器の増幅度が十分大きい限り最初の微小直流電圧 $\cos \alpha$, $\sin \alpha$ が増幅されて再び同じ場所に現われてくることになり、以下同一循環回路を一周するごとにこれらは次第に build-up してゆき、増幅管の g_m 特性が飽和状態に達する前の一定の点において安定な持続振動が得られるであろう。このようにして図 115(a) 内の上下 2 個の閉回路系は任意の（符号をも含めた）振幅比 $\cos \alpha : \sin \alpha$ をもつ同期振動回路を形成する。さて各増幅器出力の一部はそれぞれ $+90^\circ$, -90° だけ位相推移されていま 1 対の平衡変調器に加えられ、ここで受信機からの（極性をも含めた）整流出力 $\sin(\theta - \alpha)$ で平衡変調されたのち元の $\cos(pt + \alpha)$, $\cos(pt - \alpha)$ と加え合わされる。この関係は (b) 図に示す通りで、最初の位相角 α が α' に変換されて変成器結合 T_2 に入る結果、両同期振動回路の振幅比も $\cos \alpha' : \sin \alpha'$ となることがわかる。また α' は $\sin(\theta - \alpha)$ の符号の正負に従って α より大、もしくは小となることも (b) 図から明らかであろう。したがってこの回路系は前に述べたような α 制御を行う発振回路であり、 $\cos \alpha \cos pt$ と $\sin \alpha \sin pt$ とのうち後者を 90° 位相移推せれば、必要なブラウン管指示用両偏向電圧および両ループ起電力の平衡変調用電圧が得られる。

第5章 方探誤差の諸問題

無線方位測定機はその名称の示す通り一定の測定装置にほかならないから、他の測定装置と同じく究極的には種々の原因に基いて生じてくる誤差の程度が問題となることは論をまたない。しかし方探は通常の測定器と異なっていかに機器そのものが優秀であっても、以下に述べるような各種の不可避的な要因によって正確な測定を阻まれるばかりか、場合によっては測定不能の状態すら起り得るのである。

§49. 誤差の分類

まず本節においては本章全体を予備的に概観する意味で方探誤差全体について簡単に考察しておこう。方探誤差は測定者の熟練度、疲労度、性癖などに基因するいわゆる個人誤差 (personal error) を除けば大体つぎの3種類に分けることができる。

- (i) 機器誤差 (instrumental error)
- (ii) 近接物体擾乱誤差 (disturbance error)
- (iii) 電波伝播誤差 (propagational error)

まず**機器誤差**についてはすでにいままでの各章節を通じて種々触れてきたところで、ループ空中線系においては空中線効果 (§8.)、変位電流効果 (§10.) などが主なものであり、BT 方式を採用すればさらに方式誤差、NS、EW 両系 (空中線、饋電線、ゴニオメータ、指示器など) の非対称性に基く4分円誤差、ゴニオメータの8分円結合誤差などが生じ (第3章)、その他各種方位指示方式のそれぞれに応じた特有の誤差も発生する (第4章)。これらの誤差はいずれも完全には消去できないにしても最小限度に抑制しておかねばならないことはもちろんであって、現在の実用方探としては全体としての機器誤差の総計がほぼ $\pm 1^\circ$ 以内 (BT 方式誤差などの較正可能なものを除く) であることが要求されている。したがって機器の製作に当っては各段階ごとに注意深い調整を行うと共に必要に応じて適当な補正回路をも挿入し、また饋電線以下受信機、指示器に至る回路内のコイル、結合導線その他外部からの信号波を pick-up しやすい回路素子に対しては十分な遮蔽を行い、いわゆる **pick-up 効果**も防止しておかなくてはならない。

つぎの**近接物体擾乱誤差**というのはその名称の示すように方探設置場所の近傍に存在する種々の物体によって到来電波が擾乱を受けるために生じる誤差であって、船舶、航空機などに搭載する方探については特に著しく現われる。たとえば船舶用方探であれば船体それ自体が大きな擾乱物体で、そのほか煙突、マスト、リギング、ステー、通信用主ならびに副空中線その他あらゆる船体上構造物が誤差の原因となり、このことは航空機用方探においても同様である。したがってこれらの方探にあってはその取付位置のいかんが測定性能に重大な影響を与え、しかも類似の構造をもつ船舶 (もしくは航空機) 上ではほぼ同様な位置に方探を設置した場合でも擾乱誤差の状態が全く異なることさえ珍しくない。また設置場所をかなり自由に選ぶことのできる陸上用方探にしても、広大な領域にわたって均一かつ平坦な土地といった理想条件は望めないのが普通であるから、付近にある丘陵、樹木、建物、高架ないし埋没の電力・電話線などによる擾乱の影響は避けられない。以上のように近接物体擾乱誤差はいかなる場合にも多かれ少かれ必然的に付随してくるのであって、その中の若干のものに対してはある程度の回路的補正措置を講じることができるとはいえ、ほとんどは指示誤差として現われてくる。したがって方探を設置もしくは移動する際には必ずこの種の誤差を綿密に調べておき、その資料に基いて方位読取値を事後較正することが必要である (次節)。

最後に**電波伝播誤差**というのは送信局から方探位置に至る電波の伝播が電離層や大地、海水などの影響を受けて自由空間内での簡単な平面波伝播とは異なった複雑な状況を呈するために起るもので、すでに第2章 §11., §13. などにおいて述べた偏波効果はその最も代表的な例である。この形に属する誤差としてはそのほかにも電離層反射の際の電波の横ずれ現象や陸と海との境界線に沿っての電磁界擾乱に基

く海岸線効果などがあり (§59.)、また送信源位置があまり近すぎるために電波が理想的な平面波として受信されない結果生じる近接効果のような現象もある (次節)。このような電波伝播誤差の多くは一般に同一方探であっても測定場所や測定時刻、季節などによってその程度が区々であり、ごくおおまかな定性的傾向しか予測できないのが普通である。したがってたとえばループ空中線の代りにアドコック空中線を使用することにより偏波誤差の改善をはかるといった方策もあるにせよ、測定者はできるだけこの種の誤差を避けるように測定時刻や場所を選択すると共に、やむを得ぬ不利な条件の下では何度も測定を繰り返して平均値をとることによりその影響を幾分でも緩和するよう心掛け、また測定値の信頼度に関しても正しい認識をもっていなければならない。

本章の以下の諸節は主として近接擾乱物体誤差ならびに電波伝播誤差に関する諸現象の説明に当てられる。

§50. 誤差曲線ないし補正曲線の作製

一定の場所に方探を設置する場合にはその使用に先立って必ず近接擾乱物体による擾乱誤差の程度を確かめておかななくてはならないが、このための最も基本的な方法は**送信機の持ち回り試験**である。これは携帯用発振器から一定の周波数 (垂直偏波) を発射しながら方探局のまわりを一周し、目測による送信源真方位 θ と方探読取り方位 θ' との間の相関関係を調べる方法である*。その場合近接物体擾乱は周波数によって種々の異なった状況を示すのが普通であるから、測定試験はできるだけ多くの周波数について行われることが望ましい。また実用の場合に測定される電波はいずれもきわめて遠距離から到来するので、これに対応して送信機もなるべく方探局から遠い距離において移動させるようにする。すなわち送信機-方探間の距離があまり近すぎると、1つには実用の場合に重大な誤差原因となるような遠くの擾乱物体が持ち回り円周外にあって試験データの中に全然影響してこないか、ないしは著しく異なった影響の仕方に入って来るといった事態が生じ、いま1つには送信空中線から発射される電波が完全な平面波としては受信されなくなる。後者は**近接効果** (proximity effect) と呼ばれるもので、電波の波長程度もしくはそれ以下の近距離受信においては輻射電磁界が複雑な波面を形成していることのほか、送信空中線として傾斜空中線や逆L形空中線を使用する場合には水平電界成分が十分減衰しない前に方探空中線系に pick-up されることによる影響 (1種の偏波効果) も含まれる。

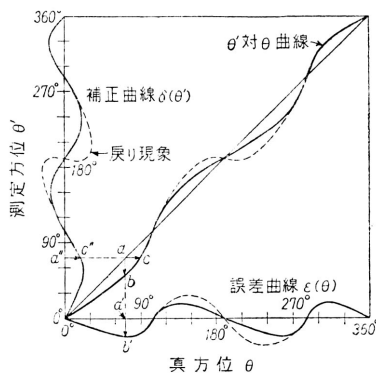


図 116 誤差曲線と補正曲線

送信機の持ち回り試験はその他の点においてもできるだけ実際測定の状態に合致させなくてはならない。たとえば船舶用方探の場合の持ち回り試験は小電力の送信機を積んだいわゆる**発振艇**を用いて適宜の港湾内もしくはその近傍海域で行われるのであるが、本来ならば妨害物のない大洋の真中で行うことが望ましく、また陸地に近いところで行う場合でも海岸線効果 (§59.d) その他の好ましくない擾乱をできるだけ避けるように配慮することが必要である。また航空機用方探の測定試験は空中で行うのが理想的とはいえ、実際上困難なために普通は地上で行われるのであるが、その場合空中線系が機体の下側に取り付けてあるような方探にあっては機体と大地とによる電波擾乱の影響がはなはだしいので実用の場合とはかなり食い違ってしまうことが多い。

船舶用もしくは航空機用方探においてはいま1つの試験方法として船体もしくは機体をゆるやかに360°回転させ、コンパス目盛と対照しながらあらかじめ方位の知れている送信局を受信測定するやり方もある。地上方探局においては周囲の擾乱物体もろとも方探系を回転するというわけにはゆかないが、それでも各方位にわたりできるだけ多くの既知送信局を選び出して受信測定し、そのデータを集積しておくことは非常に有用である。

*通常陸上局においては θ は北を 0° として東、南、西の順の方向に測られ、船舶ないし航空機用方探の場合には船首ないし機首方向を 0° として右舷、船尾、左舷の順の方向に測られる

そのほか近接物体の配置状況が変化した場合や、またたとえ表面的に変化はなくとも電氣的性質が変化しているような場合（たとえば船体の老朽化）には改めて試験をし直さなければならないことはもちろんである。

さて以上のようにして行われた試験の結果は誤差曲線 (error curve) と補正曲線 (correction curve) もしくは較正曲線 (calibration curve) との2通りに表わされる。図 116 はこの両曲線の構成関係を示したもので、真方位 θ を横軸に、測定方位 θ' を縦軸にとって θ' 対 θ 曲線を描くとき、これを横軸上に投影したもの ($ab \rightarrow a'b'$) が誤差曲線であり、一方縦軸上に投影したもの ($ac \rightarrow a''c''$) は補正曲線となる。このことを数式的に表わせば測定方位と真方位との差を真方位の関数として表わしたものを、すなわち

$$\theta' - \theta = \varepsilon(\theta) \tag{181}$$

が誤差曲線であり、反対に真方位と測定方位との差を測定方位の関数として表わしたものを、すなわち

$$\theta - \theta' = \delta(\theta) \tag{182}$$

が補正曲線となる。またこれらの定義から明らかなように誤差曲線は各真方位 θ に対して方探が何度の誤差を受けるかを示すものであり、一方補正曲線は方探の読取値 θ' に何度の補正値を加えた（もしくは減じた）ならば真方位が得られるかを示すものであって、前者は擾乱誤差（機器誤差を含む）の物理的解釈ないし理論的吟味に適し、後者は方探の運用面において有用である。

誤差曲線と補正曲線とは誤差の程度が非常に小さい限りほぼ同じ形状のものであるが、ただ両者の符号が反対となることは注意を要する。すなわち $|\varepsilon| \ll 1$ （したがって $|\delta| \ll 1$ ）のとき、

$$\varepsilon(\theta) \cong -\delta(\theta') \tag{183}$$

が成立している。しかし一般の場合には両者は異なった形状をもつのであって、その最も極端な例をもどり現象の中に見ることができる。これはある方位について試験発振器の方位角度が増す（減る）にもかかわらず方探指示角度は反対に減る（増す）といった状態が生じる現象で、その原因は図 116 内に破線で示したように、補正曲線の方に関しては状況により1個の測定値 θ' に対して2個以上の真方位 θ が対応することも起り得る点にある。これに反し誤差曲線についていえば、1個の真方位に対する測定方位はただ1つしかないから $\varepsilon(\theta)$ は常に θ の1価関数であって、このような状態が起り得ないことは明らかである。もどり現象の生じる方位の近傍での方探の機能は全く失われる。

§51. 誤差曲線の分析

誤差曲線 $\varepsilon(\theta)$ は明らかに 2π を周期とする θ の関数であるから、これをフーリエ分解して

$$\varepsilon(\theta) = A_1 + A_1 \sin(\theta + \alpha_1) + A_2 \sin(2\theta + \alpha_2) + A_3 \sin(3\theta + \alpha_3) + A_4 \sin(4\theta + \alpha_4) + \dots \tag{184}$$

のように書き表わすことができる。ここに $A_1, A_2, \dots; \alpha_1, \alpha_2, \dots$ は誤差曲線 $\varepsilon(\theta)$ の形によって定まる定数である。つまりいかなる誤差曲線 $\varepsilon(\theta)$ も簡単な形をした $A_0, A_1 \sin(\theta + \alpha_1)$ などの各成分の合成と考えることができるのであって、このうち A_1 は一定誤差成分、 $A_1 \sin(\theta + \alpha_1)$ は半円誤差成分もしくは2分円誤差成分、 $A_2 \sin(2\theta + \alpha_2)$ は4分円誤差成分、 $A_3 \sin(3\theta + \alpha_3)$ は6分円誤差成分、 $A_4 \sin(4\theta + \alpha_4)$ は8分円誤差成分、一般に $A_n \sin(n\theta + \alpha_n)$ は $2n$ 分円誤差成分と呼ばれる（これらの中の若干についてはすでに第3章 BT 方式とゴニオメータその他の章節において学んだところである）。またこれらの名称は補正曲線についてもあてはまる。

図 117 は船舶上に装備された方探の誤差曲線ないし補正曲線について上述の各分円誤差を例示したもので、(a)(b)(c) の各図は航海訓練所練習船日本丸、(d)(e) の両図は海上保安庁巡視船しきねにおける結果から採った。まず (a) 図は典型的な半円誤差を示す。半円誤差の生じる原因としては前にゴニオメータ搜索コイルの回転軸の偏心を指摘したことがあるが (§24.(i))、このように大きな誤差値を与えるのは次節以下に述べるように付近にあるなんらかの垂直導体による共振再輻射擾乱が関係しているものと解釈される。つぎに (b) 図は4分円誤差の例で、曲線が全体として右方にやや下っているのは若干の半円誤差成分が含まれていることを意味している。4分円誤差の生じる原因としては空中線系、饋電線系、

ゴニオメータ系，指示器などの非対称性のほか，船体（もしくは機体）による擾乱，閉回路導体の再輻射擾乱，上記半円誤差に付随して現われる高調波成分などがある．(c) 図は同程度の大きさの半円誤差と4分円誤差とが共に現われる場合の例である．(d) 図は6分円誤差の例で，半円誤差成分も若干含んでいるために曲線は右方に高くなっている．6分円誤差の発生原因としては現在までのところ半円誤差に付随して現われる高調波以外に考えられておらず，同図のようにこの誤差成分が著しく強調されているような実例は割合少いようである．最後に(e) 図は4分円誤差の上はかなり目立つ程度に8分円誤差が重畳されている例である．8分円誤差としては前にBT方式誤差，ゴニオメータの結合誤差などを述べたが，近接物体擾乱においても4分円誤差に付随する高調波成分とか，陸上用方探における測定小屋（方形）の壁の影響などとして多かれ少なかれ現われてくる．なお10分円以上の高調波成分誤差になるとその物理的意味が稀薄になるかあるいは偶発的な性格のものも多いので，誤差曲線の中に成分として多少含まれていても取り立てて吟味の対象にされるようなことは少い．以上のほかに今1つしばしば無視できない要素として一定誤差成分があり，たとえば(a) 図の半円誤差は詳細に観察して見ると約5°の一定誤差成分（破線で示す）を含んでいることがわかる．この種の誤差の原因としてはゴニオメータないし方位目盛盤の取付け角度位置の狂いといったものを除けば船体表面に誘起される擾乱渦電流や逆L形空中線の水平導体部分による擾乱再輻射の影響が一応は考えられているが，あまり詳しいことはわかっていない．

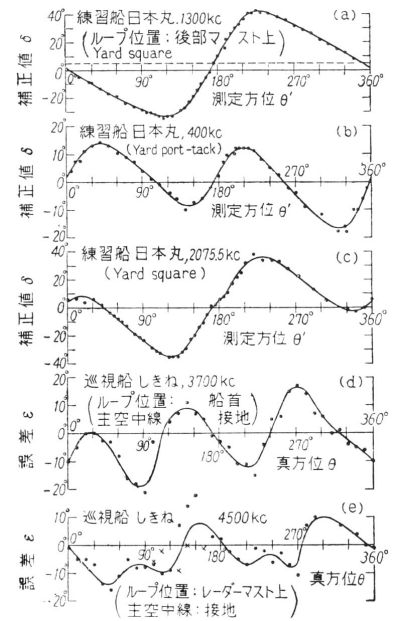


図 117 各分円誤差の実例

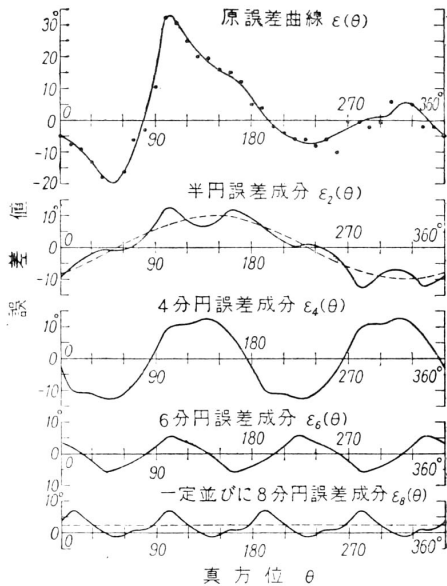


図 118 誤差曲線の分析〔巡視船しきね，3700kc，主空中線 off〕

誤差曲線ないし補正曲線の中には図 117 に示した諸例のように一目で大体の構成を推量できるようなものも数多くあるが，概して測定周波数が高くなるほど，また周囲に擾乱物体が多くあるほど曲線の形状は複雑となり，各分円誤差成分の様子は把握しにくくなってくる．したがって以下にわれわれは一般に任意の誤差曲線 $\epsilon(\theta)$ の形状が与えられている場合，これを各分円誤差成分に分解する方法を示そう．

まず曲線 $\epsilon(\theta)$ ，すなわち(184)式を180°だけ左方へずらせた曲線

$$\epsilon(\theta + \pi) = A_0 - A_1 \sin(\theta + \alpha_1) + A_2 \sin(2\theta + \alpha_2) - A_3 \sin(3\theta + \alpha_3) + A_4 \sin(4\theta + \alpha_4) - \dots \quad (185)$$

を作り，これと元の曲線 $\epsilon(\theta)$ との和および差の半分をとれば，

$$\begin{aligned} \epsilon_+(\theta) &= \frac{1}{2} \{ \epsilon(\theta) + \epsilon(\theta + \pi) \} \\ &= A_0 + A_2 \sin(2\theta + \alpha_2) + A_4 \sin(2\theta + \alpha_4) + \dots \end{aligned} \quad (186)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_-(\theta) &= \frac{1}{2} \{ \epsilon(\theta) - \epsilon(\theta + \pi) \} \\ &= A_1 \sin(\theta + \alpha_1) + A_3 \sin(\theta + \alpha_3) + A_5 \sin(\theta + \alpha_5) \dots \end{aligned} \quad (187)$$

が得られる．すなわちこの操作によって一定，4分円，8分円などの誤差と半円，6分円などの誤差とが分離されたわけである．つぎに $\epsilon_+(\theta)$ をさらに90°だけ左方へずらせた曲線 $\epsilon_+(\theta + \frac{\pi}{2})$ を作って上と

同様の操作を行えば、

$$\varepsilon_3(\theta) = \frac{1}{2} \left[\varepsilon_+(\theta) + \varepsilon_+ \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \right] = A_0 + A_4 \sin(4\theta + \alpha_4) + A_8 \sin(8\theta + \alpha_8) + \dots \quad (188)$$

$$\varepsilon_4(\theta) = \frac{1}{2} \left[\varepsilon_+(\theta) - \varepsilon_+ \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \right] = A_2 \sin(2\theta + \alpha_2) + A_6 \sin(6\theta + \alpha_6) + A_{10} \sin(10\theta + \alpha_{10}) + \dots \quad (189)$$

となり、 $\varepsilon_8(\theta)$ は主として一定誤差成分と 8 分円誤差成分からなり、 $\varepsilon_4(\theta)$ は主として 4 分円誤差成分からなっていることがわかる。他方 $\varepsilon_-(\theta)$ からはこれを左方へ 60° 、 120° ずらせた曲線と組み合わせて

$$\begin{aligned} \varepsilon_2(\theta) &= \frac{1}{3} \left[2\varepsilon_-(\theta) + \varepsilon_- \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) - \varepsilon_- \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ &= A_1 \sin(\theta + \alpha_1) + A_5 \sin(5\theta + \alpha_5) + A_7 \sin(7\theta + \alpha_7) + \dots \end{aligned} \quad (190)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_6(\theta) &= \frac{1}{3} \left[\varepsilon_-(\theta) - \varepsilon_- \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) + \varepsilon_- \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ &= A_3 \sin(3\theta + \alpha_3) + A_9 \sin(9\theta + \alpha_9) + A_{15} \sin(15\theta + \alpha_{15}) + \dots \end{aligned} \quad (191)$$

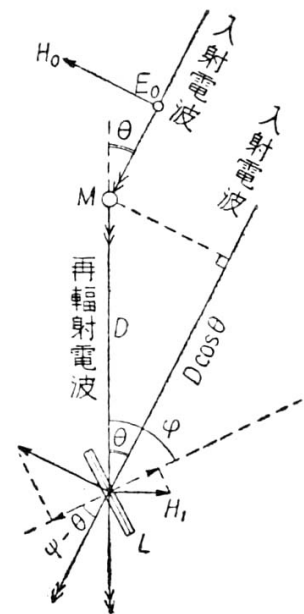
を作れば、主として半円誤差成分からなっている $\varepsilon_2(\theta)$ 曲線および主として 6 分円誤差成分からなっている $\varepsilon_6(\theta)$ 曲線が得られたことになる。

図 118 は上の方法による誤差曲線分析の一例で、その結果によれば原曲線は約 $+2.5^\circ$ の一定誤差、約 10° の半円誤差、約 12.5° の 4 分円誤差、約 5.5° の 6 分円誤差、約 4.5° の 8 分円誤差、約 3° の 10 分円誤差などの合成にほかならないことがわかる。

§52. 垂直導体による擾乱 1 (誤差の一般表示式)

本節ならびに次節では近接物体擾乱の最も簡単な例として垂直導体が方位測定に及ぼす影響について考察する。このような構造のものとしては船舶用方探の場合、煙突、マスト、ステー、リギング、ワイヤ・ロープ、送受信空中線引込みなど多数が存在しており、また陸上用方探においても、なんらかの塔状建造物（付近にある空中線塔その他）が考えられる。

図 119 において M は垂直導体、 L は方探ループとし、電波は LM 方向から時計回りに測って θ の角度から到来するものとする。この場合ループ位置においては到来電波によって 1 次磁界 $H_0 \exp(j\omega t)$ のほかに垂直導体 M による擾乱磁界 $H_1 \exp(j\omega t)$ が重畳して現われる。明らかに擾乱磁界 H_1 はつぎの段階を経て形成される。すなわちまず M 点には L 点よりも $k_0 D \cos \theta$ だけ位相の進んだ磁界 $H_0 \exp\{j(\omega t + k_0 D \cos \theta)\}$ をもつ電波が到来し、これが垂直導体を励振する。ここに $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ で、 D は LM 間の距離である。つぎにこの励振電流は四方に向けて一様に擾乱電磁界を再輻射する。したがって M 点における単位磁界強度によって L 点に発生する擾乱磁界を、 $A \exp(j\beta)$ とすれば、 H_1 は



$$H_1 \exp(j\omega t) = A \exp\{j(K_0 D \cos \theta + \beta)\} \cdot H_0 \exp(j\omega t) \quad (192) \quad \text{図 119 垂直導体による擾乱}$$

と表わすことができる。なお A 、 β は λ 、 D ならびに垂直導体の構造（長さ、太さ、導電率、接地の有無など）によって定まる定数であり（次節参照）、電波の波長 λ に比べて導体の太さが非常に小さい限り電波到来方向 θ に無関係であるとみなして構わない。

さて上のように 2 つの磁界が共存しているとき、その合成磁界の任意の φ 方向成分（図 119 参照）はつぎのように求められる。

$$-H_0 \exp(j\omega t) \cdot \cos(90^\circ - \varphi + \theta) + H_1 \exp(j\omega t) \cdot \cos(90^\circ - \varphi) = \left[\sin(\varphi - \theta) + A \exp(j\beta) \sin \varphi \right] H \exp(j\omega t) \quad (193)$$

ただし

$$\beta' = k_0 D \cos \theta + \beta \quad (194)$$

ところで φ 方向に垂直な面内にあるループに誘起される電圧 e は上の (193) 式の t に関する微係数に比例するのであるから、定数係数を省けば

$$\begin{aligned} e &\propto \sqrt{\{\sin(\varphi - \theta) - A \cos \beta' \cdot \sin \varphi\}^2 + \{A \sin \beta' \cdot \sin \varphi\}^2} \\ &= \sqrt{\sin^2(\varphi - \theta) - 2A \cos \beta' \cdot \sin \varphi \cdot \sin(\varphi - \theta) + A^2 \sin^2 \varphi} \end{aligned} \quad (195)$$

なる比例関係が成立しているはずである。したがってループの最小感度方向 θ' はこの式に基づいて $\frac{\partial |e|}{\partial \varphi} = 0$ の φ に関する根として計算することができ、結果は

$$\tan 2\theta' = \frac{\sin 2\theta - 2A \cos \beta' \cdot \sin \theta}{\cos 2\theta - 2A \cos \beta' \cdot \cos \theta + A^2} \quad (196)$$

もしくは誤差 $\varepsilon = \theta' - \theta$ について求めれば

$$\tan 2\varepsilon = \frac{2A \cos \beta' \cdot \sin \theta - A^2 \sin 2\theta}{1 - 2A \cos \beta' \cdot \cos \theta + A^2 \cos 2\theta} \quad (197)$$

となる。すなわち垂直擾乱導体が近くにある場合の方探ループの最小感度方向は一般にその真値から外れて (197) 式で与えられるような誤差 ε を与えるのであって、特に導体の存在する方向 ($\theta = 0^\circ$) およびその正反対方向 ($\theta = 180^\circ$) についてのみ常に $\varepsilon = 0^\circ$ である。(196) ないし (197) 式に対し C. Crampton その他はつぎのような興味ある図式表示を与えている。すなわち公式

$$\tan^{-1} \frac{y}{x} = I_m \left[\ln(x + jy) \right] \quad (198)$$

(ただし $I_m[\]$ は虚数部分を意味する) をたとえば (196) 式に適用すると

$$\begin{aligned} 2\theta' &= I_m \left[\ln \left(A^2 - 2A \cos \beta' \cdot e^{j\theta} + e^{2j\theta} \right) \right] \\ &= I_m \left[\ln \left\{ (A - e^{j\theta} \cdot e^{j\beta'}) (A - e^{j\theta} \cdot e^{-j\beta'}) \right\} \right] \\ &= I_m \left[\ln \left\{ A - e^{j(\theta+\beta')} \right\} \right] + I_m \left[\ln \left\{ A - e^{j(\theta-\beta')} \right\} \right] \\ &= \tan^{-1} \frac{\sin(\theta + \beta')}{\cos(\theta + \beta') - A} + \tan^{-1} \frac{\sin(\theta - \beta')}{\cos(\theta - \beta') - A} \end{aligned} \quad (199)$$

なる関係式が得られ、同様に (197) 式から ε に対して

$$2\varepsilon = \tan^{-1} \frac{A \sin(\theta + \beta')}{1 - A \cos(\theta + \beta')} + \tan^{-1} \frac{A \sin(\theta - \beta')}{1 - A \cos(\theta - \beta')} \quad (200)$$

が成立する。(199)(200) の両式からわれわれは容易に **図 120** に示すような図式対応関係を推論することができる。たとえば θ 方向における誤差 ε を得るには単位長の線分 Oa を引き、これとそれぞれ $\theta + \beta'$ 、 $\theta - \beta'$ の角度をもつ A なる長さの線分 Ob 、 Oc を描けば、角 bac の半分が求める結果となる。

擾乱電磁界が入射電磁界に比して小さいとき、上の誤差表示式はつぎのように展開される。

$$\varepsilon(\theta) = A \cos \beta' \cdot \sin \theta + \frac{1}{2} A^2 \cos 2\beta' \cdot \sin 2\theta + \frac{1}{3} A^3 \sin 3\beta' \sin 3\theta + \dots \quad (201)$$

上式中 β' は (194) 式により一般に θ の関数であるが、特に $D \ll \lambda$ のときにはほぼ定数 ($\beta' \cong \beta$) と見なしてよいから、この場合垂直導体の擾乱誤差 ε は大体において $A \cos \beta'$ の半円誤差、 $\frac{1}{2} A^2 \cos 2\beta'$ の四分円誤差、 $\frac{1}{3} A^3 \sin 3\beta'$ の六分円誤差などからなっていることがわかる。

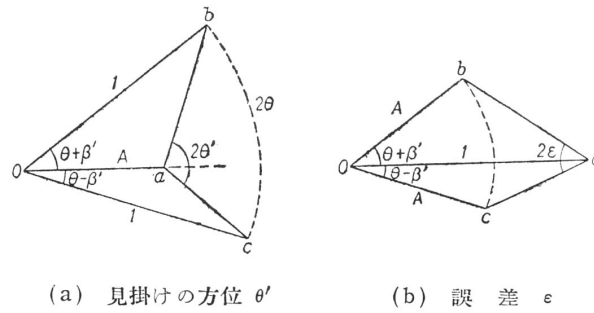


図 120 (199)(200) 式の図式表示

垂直導体による擾乱は方位測定に誤差を生ぜしめるだけでなくその消音点をも不明瞭にする。これは擾乱電磁界内の 90° 位相差成分，すなわち (193) 式 [] 内の $A \sin \beta' \sin \varphi$ 成分に基くもので，(195) 式中の φ の値を (196) 式による θ' で置換して計算して見ればわかるように，消音比は

$$\left| \frac{e_{\max}}{e_{\min}} \right| = \sqrt{\frac{1 - 2A \cos \beta' \cdot \cos \theta + A^2 - \sqrt{(1 - 2A \cos \beta' \cdot \cos \theta + A^2)^2 - 4A^2 \sin^2 \beta' \cdot \sin^2 \theta}}{1 - 2A \cos \beta' \cdot \cos \theta + A^2 + \sqrt{(1 - 2A \cos \beta' \cdot \cos \theta + A^2)^2 - 4A^2 \sin^2 \beta' \cdot \sin^2 \theta}}} \quad (202)$$

もしくは A が非常に小さいときには

$$\left| \frac{e_{\min}}{e_{\max}} \right| \cong A |\sin \beta' \cdot \sin \theta| \quad (203)$$

で与えられる。上式によれば $\theta = 0, \pm\pi$ のときには完全な消音が得られるが，その他の方向においては多かれ少かれ消音ぼけの生じることがわかる。

§53. 垂直導体による擾乱 II (誤差特性)

前節に与えた誤差の一般表示式 (197)(200) ないし (201) を具体的に適用するためには擾乱再輻射磁界の比例因子 $Ae^{j\theta}$ が知れていなければならないが，これを理論的に厳密に求めるのは非常に厄介な問題で，たとえば擾乱導体が一樣な有限円筒とか回転楕円体とかいった理想的な形状をしている場合についてさえ現在までのところでは全然解かれていない。したがって本節に示す擾乱誤差特性は定性的な解釈ないし誤差の概略のオーダと傾向に止まる。

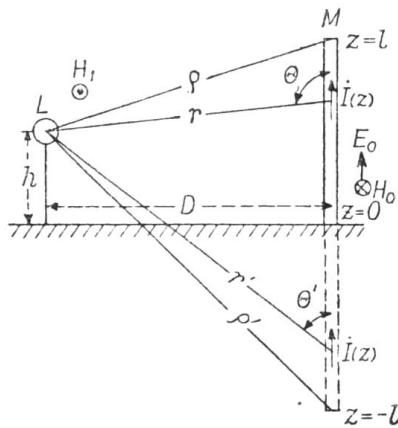


図 121

まず到来電波の波長が擾乱導体の長さ，ループまでの距離などに比べて非常に大きい場合，つまり近接非共振導体による擾乱について述べよう。このとき導体はほぼ容量回路とみなすことができ，一方誘起電圧は電波の電磁界と同位相であるから，導体内を流れる電流 \dot{I} は入射磁界に対して 90° だけ位相が進んでいる。ところでよく知られているヘルツ・ダイポール輻射の式に従えば電流素子 $\dot{I}dz$ によって作られる輻射磁界は

$$d\dot{H}_1 = \frac{\sin \theta}{4\pi r} \left(\frac{1}{r} + jk_0 \right) \exp(-jk_0 r) \dot{I} dz \quad (204)$$

で与えられ，その方向は電流方向と右ねじの関係にある (各記号の意味については図 121 参照)。上式において十分長い波長に対する近似 $k_0 r \ll 1$, $\exp(-jk_0 r) \cong 1$ を適用すればわかるように今の場合

擾乱磁界は導体内電流とほぼ同位相となり，結局

$$\beta \cong 90^\circ \quad (205)$$

とみなすことができる．その他 $k_0D \ll 1$ により $\beta' \cong \beta$ となることおよび擾乱磁界振幅相対値 A はそれほど大きくないことを考慮すれば，(201) 式により

$$\varepsilon(\theta) \cong -\frac{1}{2}A^2 \sin 2\theta \tag{206}$$

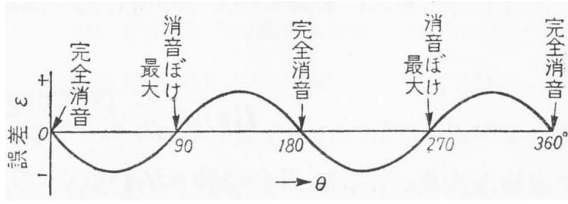


図 122 近接非共振導体の擾乱特性

つまり誤差は4分円形となることが結論される．他方これと同時に (203) 式により、 $A|\sin \theta|$ と半円形に変化する消音ぼけが現われ、誤差が A^2 のオーダーであることと見比べると実際にはむしろこの消音ぼけの方が重要なことがわかる．図 122 はこれらの状況を示したもので、図中 θ は擾乱導体の方向 0° としてこれから右回りに測った方位角度である．

なお上の諸式中擾乱磁界の振幅相対値 A に関しては、R. T. P. Whipple の回転楕円体近似による準静電的取扱いによれば、直径 d 、高さ l の非共振接地導体に対してほぼ

$$A \cong \frac{\pi D}{\lambda} \frac{1}{\ln \frac{l}{d} - 1} \left(\frac{\xi}{\xi^2 - 1} - \frac{1}{2} \ln \frac{\xi + 1}{\xi - 1} \right) \tag{207}$$

ただし

$$\xi = \frac{\rho + \rho'}{2} l \tag{208}$$

と与えられる (図 121 参照)．

周波数が次第に高くなると導体内に誘起される電流の位相は到来電波の電磁界と同位相に近づき、その振幅も増大する．また (194) 式の β' 表式内における $k_0D \cos \theta$ 、(204) 式の磁界表式内における k_0r などの影響も一般に無視できなくなるために誤差曲線は複雑となり、半円、4分円、6分円などの各成分がそれぞれの場合に応じた割合をもって含まれてくる．容易に想像されるように擾乱の影響が最も深刻となるのは導体が到来電波の波長に対して共振条件付近にある場合である．このような場合には擾乱磁界の方が入射電波の磁界より大きい ($A > 1$) こともしばしば生じ、その結果誤差がはなはだしく増大することはもちろん、消音が極度に不鮮明となって測定不能に陥ったり、単向空中線誘起電圧の位相が反転して誤まった単向指示を与えたりする．

直径が非常に小さく、かつ下端を接地された垂直導体が共振条件にある場合の概略の $Ae^{j\beta}$ 表式は概略つぎのように求められる．まず共振条件は導体の高さを l とすると

$$l \cong \frac{1}{4}(2n + 1)\lambda \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \tag{209}$$

によって定められ、またこのときの導体内の電流分布は通常の中線理論に基き

$$I(z) \cong \frac{E_0}{R_r} \frac{(-1)^n \cos k_0z}{k_0} \tag{210}$$

で表わされる．ここに $E_0 (= 120\pi H_0)$ は入射電波の電界強度、 z は地表面から測った導体に沿う高さ、 R_r は腹部電流値に対する輻射抵抗である (表 6 参照)．擾乱輻射磁界は上式を (204) 式に代入し、全導体に沿う積分を行うことによって得られる．その際大地による鏡像をも考慮に入れ $\{I(-z) = I(x)\}$ 、積分範囲を $z = -l$ から $z = l$ までとり (図 121 参照) ，

$$\begin{aligned} \frac{\sin \Theta}{4\pi r} \left(\frac{1}{r} + jk_0 \right) \exp(-jk_0r) &= \frac{D}{4\pi r^2} \left(\frac{1}{r} + jk_0 \right) \exp(-jk_0r) \\ &= \frac{j}{4\pi k_0D} \left(\frac{d^2}{dz^2} \exp(-jk_0r) + k_0^2 \exp(-jk_0r) \right) \end{aligned} \tag{211}$$

n	$R_r(\Omega)$
0	36.6
1	52.7
2	60.4

なる変換を行ったのち部分積分を適用すれば、結果は

$$\begin{aligned}
 A \exp(j\beta) &= \frac{30j}{R_r} \frac{1}{k_0 D} \left[\exp(-jk_0 \rho) + \exp(-jk_0 \rho') \right] \\
 &= \frac{60}{R_r} \frac{1}{k_0 D} \cos \frac{1}{2} k_0 (\rho - \rho') \cdot \exp \left[-j \frac{1}{2} k_0 (\rho + \rho') + j \frac{\pi}{2} \right]
 \end{aligned}
 \tag{212}$$

となる。

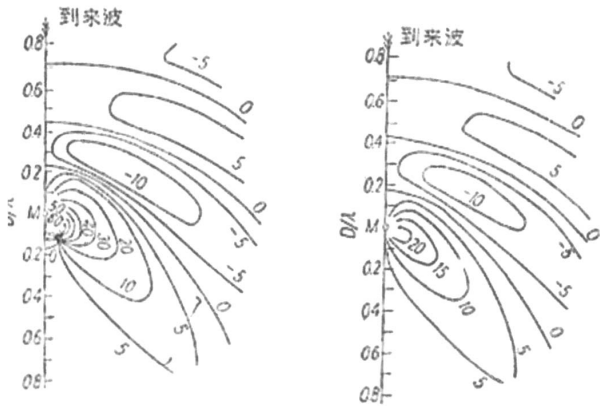


図 123 垂直接地導体 (M) による擾乱誤差分布 [付記数字は誤差 ε を示す]

図 123 は第 1 共振条件 $(\ell = \frac{1}{4} \lambda)$ にある垂直接地導体による擾乱誤差最大値の分布状況の例で、上式による A, β の値を前節の一般式に適用して高原久衛氏により計算された結果である。図示のように誤差は擾乱導体に関する方探の相対的位置によって縞模様に変化し、特にちょうど $A = 1, \beta' = \pi \pm \theta$ となるような場所では (197) 式右辺の分子が共に零で、誤差値は不定となることも注目に値する ((a) 図において擾乱導体斜後方の黒丸位置)。以上は最も単純かつ理想的な場合としての細長い垂直接地導体を取り扱ったものであるが、実際の場合には導体の種々の形状に即して当然擾乱の様もおのずから若干ずつ異なってくる。たとえば煙突のように相当程度の太さをもつ物体による擾乱は比較的広い周波

数にわたって共振条件を保ち (共振の Q の低下)、後述 (§55.) の船体誤差の一部ともみなし得るような性質であるし、また帆桁やステーが附属しているマストとか頂部負荷をもつ空中線 (逆 L 形, T 形) などにおいては共振周波数が低下し、輻射抵抗 R_r の値も減少するので擾乱の影響は一般に大きくなるほか、水平誘起電流部分も生じるために誤差の状況がさらに複雑になる。

垂直導体擾乱による誤差は特に船舶用方探においては種々の条件が重なり合って厄介な性質のものとなり、その原因が果してどの物体にあるのかわからないような場合も珍しくない。したがってこの種の擾乱を防止するためにはその原因となりそうな物体をできる限り方探の周辺から取り除くか、ないしは方探を適当な場所へ移動することが第 1 の対策である (概してマストの頂上といった高い場所ほど擾乱誤差が少い)。つぎに除去不可能な物体については擾乱効果を小さくさせるための手段を種々講じる。たとえばステーその他は絶縁がいし碍子を用いてさしつかえない限り適当な短さにまで細分することによってその共振周波数を高め、方探可能周波数範囲を広げることができるし、同じ理由によって通信用空中線 (特に逆 L 形主空中線) は方位測定の際には必ず接地点から切り離しておかなければならない (空中線全長を ℓ とすれば第 1 共振波長は空中線下端接地のときは 4ℓ に、下端開放のときは 2ℓ に等しい)。しかしこのようにしてもなお後述の船体誤差その他の誤差と共にかんがりの誤差成分は依然として消去できないのが普通であって、究極的には §50. の補正曲線が使用される。

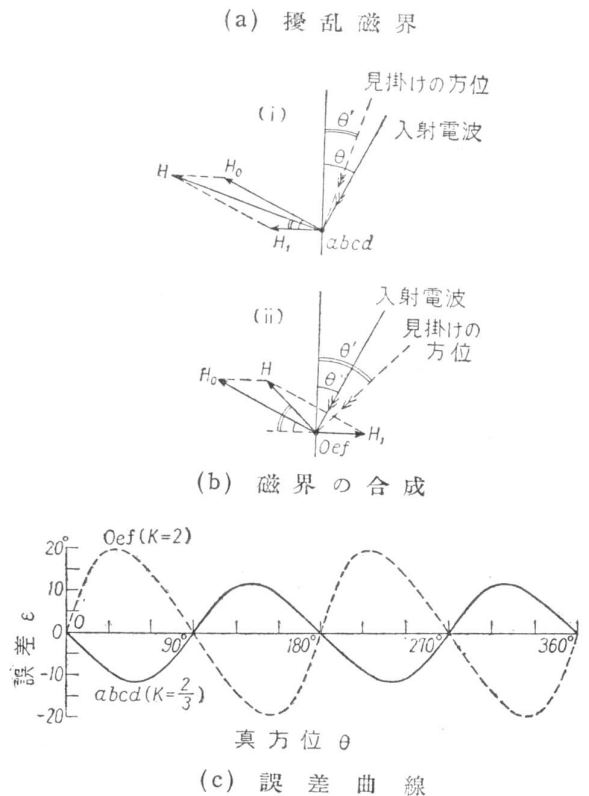


図 124 閉回路導体による擾乱

§54. 閉回路導体による擾乱

本節においては閉回路（ループ）導体による擾乱について考察する．この種の擾乱物体は船舶用方探においてかなりの影響をもつことがしばしばあり，その例としては鳥居形マストとか，通常のマストとステータらびに船体によって作られる閉回路，その他が挙げられよう．また次節に見るように船体自体が1つの閉回路導体と等価な擾乱物体であるとみなすこともできるのである．

一般に閉回路導体は4分円誤差を生ぜしめる．**図 124**はその機構を説明したもので，まず**(a)**図に示すように閉回路導体は垂直面内にあるものとし，磁界強度 H_0 の電波がこの面方向から測って θ の角度の方向から到来するものとしたとき，§4. のループ空中線受信特性の場合と全く同様にして導体内には $H_0 \cos \theta$ に比例する起電力，したがって電流 I が誘起され，この環状電流によってさらに2次磁界

$$H_1 = AH_0 \cos \theta \quad (213)$$

が発生する．ここに A は入射電波の周波数，閉回路導体の形状ならびに電氣的性質，方探ループの相対的位置などに関係する比例係数であり， H_1 の方向ならびに位相関係はつぎの通りになる．すなわち導体内誘起電圧 e は到来電波の電界ないし磁界よりも 90° 位相がおくれており，閉回路導体は1個のインダクタンス回路とみなされるから電流 I は e よりもさらに 90° 位相がおくれる．また擾乱磁界 H_1 は方探ループが擾乱導体の近傍にある限り I とほぼ同位相である（前節(204)式参照）．したがって以上を総合すると擾乱磁界 H_1 は入射磁界 H_0 とほぼ同位相もしくは反対位相となることがわかり，しかも電流 I は1次磁界 H_0 を打ち消すような方向に流れるのであるから（Lenzの法則）， H_0 と H_1 との瞬時方向関係は(a)図内に示す通りとなる．

図 124(b) は両磁界の合成によって測定方位に誤まりが生じる模様を示したものである．いま合成磁界を H ，測定方位を θ' とすれば，この図から明らかなように

$$\left. \begin{aligned} H \sin \theta' &= H_0 \sin \theta \\ H \cos \theta' &= H_0 \cos \theta \pm H_1 \end{aligned} \right\} \quad (214)$$

なる関係が成立しているから，これらの式と(213)式とを組み合わせると

$$\tan \theta' = K \tan \theta \quad (215)$$

ただし

$$K = \frac{1}{1 \pm A} \quad (216)$$

が得られる．上式中 $+$ 符号は方探ループが閉回路導体の外部周辺 ($abcd$ など) に位置する場合， $-$ 符号は軸上周辺 (Oef など) に位置する場合に相当する．(215)式から誤差 ε は

$$\begin{aligned} \varepsilon = \theta' - \theta &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^n \sin 2n\theta \\ &= - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{\pm A}{2 \pm A} \right)^n \sin 2n\theta \end{aligned} \quad (217)$$

と展開することができる*．すなわち閉回路導体による擾乱誤差は主として4分円形であり，これに8分円，12分円などの諸成分が合成されたものであって，導体面の方向 ($\theta = 0^\circ, 180^\circ$) に対しては1次磁界

*§52.(198)式により

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1}(k \tan \theta) = I_m [\ln(\cos \theta + jK \sin \theta)] \\ &= I_m \left[\ln \left\{ \frac{1}{2}(1+k) \exp(j\theta) + \frac{1}{2}(1-K) \exp(-j\theta) \right\} \right] \\ &= I_m \left[\ln \left\{ \frac{1}{2}(1+K) \exp(j\theta) \right\} + \ln \left\{ 1 - \frac{K-1}{K+1} \exp(-2j\theta) \right\} \right] \\ &= \theta + I_m \left[- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^n \exp(-2jn\theta) \right] = \theta + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^n \sin 2n\theta \end{aligned}$$

H_0 と擾乱磁界 H_1 とが同方向もしくは逆方向となるために、また導体面に垂直な方向 ($\theta = 90^\circ, 270^\circ$) に対しては擾乱誘起電圧 e ，したがって H_1 が零となるために、誤差は常に存在しない。図 124(c) は $A = 0.5$ の場合の (215) ないし (217) 式による誤差曲線を示すもので、方探ループが $abce$ などの位置にあるか ($K < 1$) または Oef などの位置にあるか ($k > 1$) に従って誤差曲線の極性は互に反対となることが注目される。

なお以上述べたところは入射電波の波長 λ に比べて擾乱閉回路導体の大きさや方探ループまでの距離が比較的小さいとしてあてはまるものであるが、周波数がさらに高くなってたとえば閉回路がこれに共振するような場合には誤差が増大することはもちろん、誤差曲線の形状もさらに複雑となる。

§55. 船体（機体）による擾乱 I（理論）

船舶用方探もしくは航空機用方探において考慮しなければならない最も重要な近接物体擾乱誤差の 1 つに船体誤差ないし機体誤差と呼ばれるものがある。これはその名称の示すように船体もしくは機体が 1 つの大きな擾乱物体として作用し、到来電波の進行方向を図 125 に示すようにわい曲させる結果生じるもので、一般に船首尾方向および両舷側方向からくる電波に対しては船体（機体）がほぼ対称形になっているために誤差は非常に少く、その中間方向で誤差は最大となるのが普通である。すなわち誤差曲線は大体において 4 分円形となり、しかも通常船首方向を起点として右回りの第 1 ならびに第 3 象限内で $\varepsilon < 0$ ，第 2 および第 4 象限内で $\varepsilon > 0$ となる（例外的にこの反対となるような船舶もある）。これは前節に述べた閉回路導体による擾乱と類似の性質を帯びていることが直ちに了解されよう。したがって船体はしばしば船首尾線 (fore-aft line, FA line) を含む垂直面内の 1 つの仮想的な閉回路（いわゆる船体ループ）でおきかえて考えられ、誤差特性は (215) 式によって特徴づけられる（通常 $K < 1$ ）。なお実際の場合には方探ループの位置が船首尾線から外れていたり、ないしは同線上にあっても船体自身が電氣的に左右非対称であったりするために誤差 0° の方向が $\theta = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ から若干ずれることもしばしば認められるので (ship's field alignment error)，その際は (215) 式の拡張形

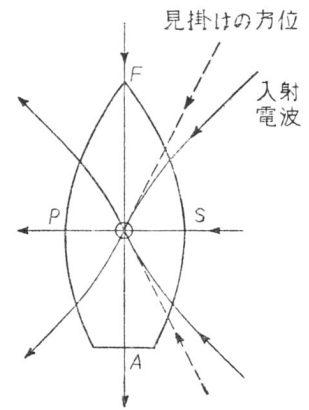


図 125 船体擾乱

$$\tan(\theta' - \theta_0) = K \tan(\theta - \theta_0) \tag{218}$$

が適用される。ここに θ_0' , θ_0 は実測による誤差曲線から定まるある定数で、 $\theta_0' - \theta_0$ は一定誤差成分を与え、 θ_0 は誤差曲線全体が右方へずれる角度である。

船体誤差は当然のことながら概して方探ループを船体から離れた位置におくほど、つまり高い場所に設置するほど少くなる。またこの誤差は波長が船体全長の 4 倍程度以上（實際上 $\lambda \geq 1000\text{m}$ ）の所ではほとんど一定であるが、波長がこれより短くなるにつれて次第に増大する傾向をもっている。

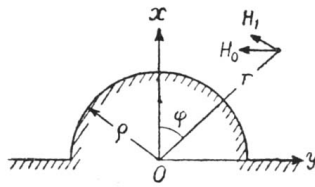
船体誤差の理論的解析としては古くは 1920 年 R. Mesny による無限円筒船体に関する古典的な研究があり、近年 R. T. P. Whipple も準静電的な考え方に基き等角写像法を適用して無限円筒，無限角柱，回転楕円体形などの船体による擾乱を解析している。

ここには一例として最も簡単な無限円筒船体による擾乱の準静電的取扱（低周波特性）について述べよう。まず船体円筒の半径を ρ とし、円筒中心軸を z 軸にとって図 126 に示すような (xyx) ないし $(r\varphi z)$ 座標系を導入する。このとき準静電的取扱においては磁界強度 H の各方向成分は磁気ポテンシャル Ω を用いて

$$H_x = \frac{\partial \Omega}{\partial x}, \quad H_y = \frac{\partial \Omega}{\partial y}, \quad H_z = \frac{\partial \Omega}{\partial z} \tag{219}$$

と表わすことができる。ここに Ω はラプラスの方程式

$$\Delta \Omega \equiv \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Omega}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Omega}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \Omega}{\partial z^2} = 0 \tag{220}$$



の解であり、同時に導体表面上で境界条件

$$H_n = \frac{\partial \Omega}{\partial n} = 0 \tag{221}$$

(n は法線方向) を満たしていなければならない。さていま磁界強度 H_0 の入射電波が z 方向から測って θ の角度の方向より到来するものとすれば、その各方向成分は図によって明らかなように

$$H_{0x} = 0, \quad H_{0y} = -H_0 \cos \theta, \quad H_{0z} = H_0 \sin \theta \tag{222}$$

となり、これに対する磁気ポテンシャル Ω_0 は

$$\begin{aligned} \Omega_0 &= H_0(-y \cos \theta + z \sin \theta) \\ &= H_0(-r \sin \varphi \cos \theta + z \sin \theta) \end{aligned} \tag{223}$$

と求められる。一方擾乱磁気ポテンシャル Ω_1 は $r \rightarrow \infty$ のとき $\Omega_1 \rightarrow 0$ となるべきことを考慮し、また Ω_0 表式内の $\sin \varphi$ 因子と見比べて、(220) 式から

$$\Omega_0 = \frac{B \sin \varphi}{r} \tag{224}$$

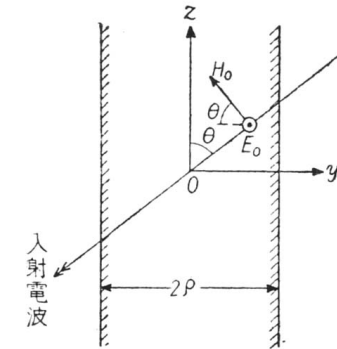


図 126 無限円筒船体による擾乱

の形となることがわかる*ここに B は定数係数で、円筒表面上 ($r = \rho$) における境界条件 $\frac{\partial(\Omega_0 + \Omega_1)}{\partial r} = 0$ から $B = -H_0 \rho^2 \cos \theta$ と定められ、全磁気ポテンシャル表式

$$\Omega = \Omega_0 + \Omega_1 = H_0 \left[- \left(r + \frac{\rho^2}{r} \right) \sin \varphi \cos \theta + z \sin \theta \right] = H_1 \left[- \left(1 + \frac{\rho^2}{x^2 + y^2} \right) \cos \theta + z \sin \theta \right] \tag{225}$$

が得られる。したがって上式ならびに (219) 式により全磁界強度 H の各成分は

$$H_y = -H_0 \left[1 + \frac{(x^2 - y^2)\rho^2}{(x^2 + y^2)^2} \right] \cos \theta, \quad H_z = H_0 \sin \theta \tag{226}$$

と計算され (H_x は関係がないから省略)、見掛けの方向 θ' は

$$\tan \theta' = \frac{\tan \theta}{1 + \frac{(x^2 - y^2)\rho^2}{1 + (x^2 + y^2)^2}} = \frac{\tan \theta}{1 + \frac{\rho^2}{r^2} \cos 2\varphi} \tag{227}$$

の関係によって定まる。(227) 式は明らかに前節 (215) 式と同じ形であり、これによって $\theta = 45^\circ$ 方向における誤差分布を計算してみると図 127 のようになる。

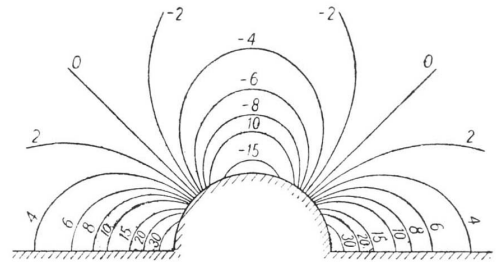


図 127 無限円筒船体による擾乱 [附記数字は $\theta = 45^\circ$ 方向における誤差値]

図 128 は矩形断面船体の場合をも含めた船体中央位置における誤差の高さによる変化を示したもので、ループを高く設置するにつれて誤差の減少する様子が知られる。また吃水高 c が異なれば誤差の様も変化することが認められ、このことは実際面ではたとえば船の積荷を満 載したときと空のときとで誤差値が異なってくる現象、すなわちいわゆる吃水効果 (draght effect) として現われてくる。また図 129 に示したのは船橋近傍における誤差分布の様で、これは船橋を図示のような断面の無限角稜と仮定して上述と類似の計算を行った結果である。この断面はまた船の舷側に対する近似と見なしてもさしつかえないが、その場合には各曲線付記の誤差値はすべて符号を反対にしたものとなる。

§56. 船体 (機体) による擾乱 II (補正方式)

*いま考察している擾乱系は z 軸上に至るところで一様な条件にあるから Ω_1 は z に無関係な関数と考えられ、(220) 式の一般解は $\sum_{n=0}^{\infty} (A_n r^n + B_n r^{-n}) \cos n\varphi$ となる (A_n, B_n は定数係数)。

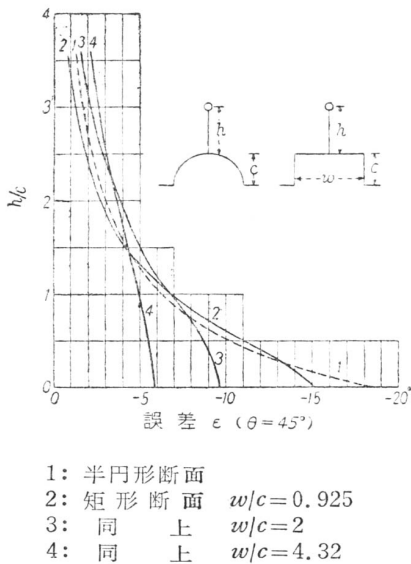


図 128 ループ高による船体誤差の変化

良好な補正効果が得られることが知られている。つぎに図 131 に掲げるのは小形ループによる補正方式で、通常の船体誤差に対しては上例と同じく補助ループ面が船首尾線と平行になるように取り付ける。図示の寸法は戦前ドイツにおいて飛行船搭載用方探に使用された例で、各補助ループの頂点には 5mm の空隙が設けられ、それを可変チョークで結合している。

(ii) 非対称直交ループ方式 BT 方式において直交する両ループ空中線系が電氣的に等しくなければ前にも述べたように 4 分円誤差を生じるが、本方式はこれを逆用したものである。第 1 の方法は一方のループ（通常船首尾方向ループ）の面積を他方のループの面積より小さくすることで、面積比は大形船舶で 0.7~0.9 程度とされている。ただし微細調整としてループ面積を増減することは非常に困難であるから、この方法による補正はおおよその程度でしかなく、より厳密に行うにはつぎのインピーダンス挿入法その他の方策をも併用しなければならない。

第 2 の方法は船首尾方向のループ回路内に適当なインピーダンス素子を挿入することで、これにより誘起電流は他方に比べて少くなる。具体的にはインダクタンスをループ端子（ないし饋電線出力端子）に並列結合する方式が採用されるが、これはループの共振

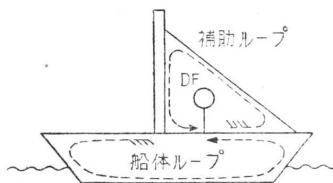


図 130 大形補助ループによる船体誤差の補正

周波数を低くする点で有利であり、またこの場合の結果は受信周波数が高くなるほど増大するから実際の船体誤差の状況とも一致する。もしインダクタンスを直列結合で挿入すれば反対に共振周波数は高くなり、補正効果は受信周波数と共に減少するし、また並列抵抗素子を使うのであれば周波数変化は存在しないであろう。その他並列素子の場合にはたとえ接合点の接触が不完全であっても高々元の誤差が生じるに過ぎないのである。直列素子の場合には 90° の誤差も生じ得ることとなる。しかしループ回路と饋電線、ゴニオメータ回路との間の整合条件をも考慮に入れ、広い周波数範囲にわたって補正を有効に施そうとする場合には並列・直列両インダクタンスの併用（前章 §33. 図 87 参照）、並列インダクタンスと並列コンデンサの並用なども行われる。

船体（機体）誤差はある程度規則的な 4 分円誤差として現われるので通常いかなる船舶用・航空機用方探においても本節に列挙するようななんらかの補正装置が付加されている。しかしこれらの各補正方式は（カム装置を除けば）純粹の 4 分円成分に対してだけしか適用されないし、また使用周波数帯域全体にわたり簡単な調整だけで有効な補正を行うことは困難であるから、補正後といえども残余の誤差部分について §50. の補正曲線使用による測定方位の較正は一般に必要なである。

(i) 補助ループ方式 前の §54. において閉回路導体は一般に 4 分円誤差を与えることを述べたが、本方式はこれを逆用して方探ループの近傍に適当な閉回路導体（ループ）を設置し、それによる擾乱磁界をもって本来の擾乱磁界を相殺しようとするものである。まず図 130 に示すのは大形ループ回路を使用する方式で、W. Wächtler が船舶用方探においてリギングの一部を利用して行った実験研究によると、方探ループをなるべく理想的な 4 分円誤差が現われるような位置に移動したのちこの方式を適用すればかなり

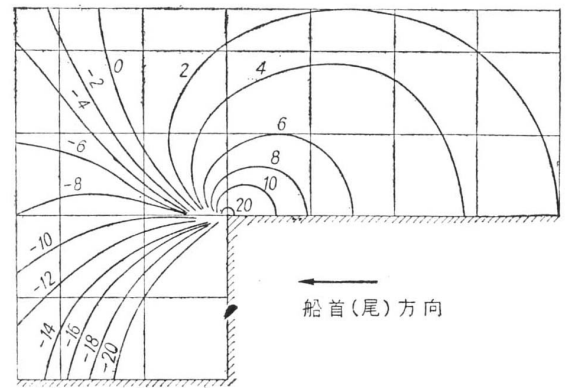


図 129 船橋近傍における誤差分布〔付記数字は $\theta = 45^\circ$ 方向における誤差値〕

§57. 埋没水平導体による擾乱

(iii) 非対称ゴニオメータ方式 この方式は直列結合された2個の搜索コイルとそのおのおのに付属する船首尾方向ないし左右舷方向界磁コイルとからなるいわば2重ゴニオメータを使用するもので、4分円誤差補正は船首尾方向界磁コイルに属する方の搜索コイル巻回数を左右舷方向のよりも少なくすることによって行われる。原理は上の(ii)と同様であるが、いまの場合は両ループ空中線回路として全く同じ特性のものが使えるので整合が容易であり、特に両回路の減衰特性が等しいことから過渡波に対しても消音ぼけを生じることなく誤差補正ができるなどの利点をもっている。

(iv) カム補正装置 これは方位指示計に一定の形状のカム装置を付加してダイヤル指針の回転を一律でなくする方式である。図132はその原理を示したもので(a)図のようにカムが正確な円形であればなんらの誤差補正を伴わないのに対し、(b)図のように楕円形にすれば4分円誤差の補正が行われる。またこの方法はカムの形状を適当に変えさえすれば任意の誤差曲線に対しても適用できる。方位指示装置内での4分円誤差の自動補正としては上記カム方式のほか、たとえばブラウン管指示計においては偏向板電極回路内に適当なポテンシオメータを挿入し、円形でなく楕円形の座標軸影像を作る方法もある。同様のことは直交電磁石と永久磁針を使用する位相指示計その他の場合にもあてはまる。

一般に水平導体は§55.に述べた船体(機体)のような大きな擾乱物体の場合や逆L形、T形空中線における水平導体部分などを除けば垂直偏波の電波によって電流を誘起されることもなく、したがって擾乱誤差にはほとんど無関係と考えられる。しかし大地が完全導体でない限り地表面近くでは水平電界成分が現われ(forward tilt現象、第1章§2.参照)、また地中に浸透する電界成分もあるので、ほかにこれと目ぼしい近接擾乱物体の見当らないような場所に設置される陸上用方探の場合には地表上もしくは地下埋没の各種水平導体(測定室に引き込まれる電力線、電話線その他)がしばしば顕著な擾乱因子として考慮されなければならない。以下はF. Hornerによるこの種の擾乱機構の概略の説明ならびに実験結果である。

一般に比誘電率 χ 、導電率 $\sigma(\text{U/m})$ の地球上を伝播する垂直偏波の電波は進行方向にやや傾むいた方向に電界振動を行い(forward tilt)、地表面上でのその水平成分 E_H は

$$E_H = \frac{\sqrt{\chi - 1 - j60\sigma\lambda}}{\chi - j60\sigma\lambda} \cdot E_V \tag{228}$$

ないし低周波電波に対しては

$$E_H \cong \frac{E_0}{\sqrt{-j60\sigma\lambda}} \tag{229}$$

で与えられる(図133参照)。この水平電界成分は大地内に浸透し、その際もちろん一定の減衰を受けるが、通常問題になる程度の埋没導体の深さでの E_H はほぼ地表面上での E_H に等しいと考えてさしつかえない。

つぎにこの電界 E_H が長さ l の水平導体の内部に誘起する電流分布を概算してみよう。通常の空中線理論に基き導体に沿う方向の電界成分を E とすれば、導体内に誘起される電流分布 $\dot{I}(x)$ および電圧分

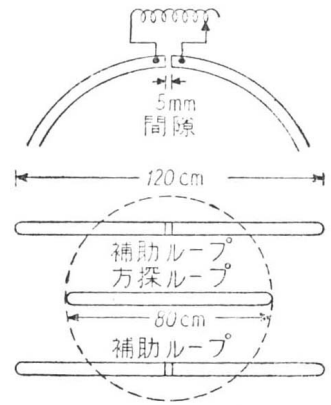


図131 小形補助ループによる船体誤差の補正

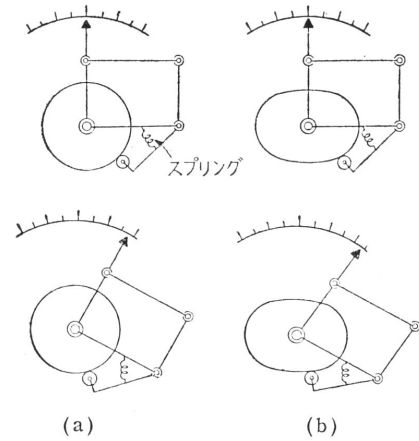


図132 カム補正装置

布 $\dot{V}(x)$ の間にはつぎの関係が成立している.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI}{dx} + (j\omega C_0 + G_0)\dot{V} &= 0 \\ \frac{d\dot{V}}{dx} + (j\omega L_0 + R_0)\dot{I} - E \cdot \exp(j\omega t) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (230)$$

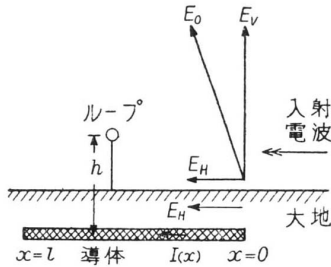


図 133 埋没導体による擾乱

ここに x は終端点から導体に沿って測った長さ, L_0, C_0, R_0, G_0 は導体を一様伝送線路とみなしたときの各分布回路定数である. 上式から \dot{V} を消去して波動方程式

$$\frac{d^2 I}{dx^2} - \Gamma^2 I + \frac{\Gamma}{Z_0} E = 0 \quad (231)$$

を導き (Γ, Z_0 は導体の伝播定数ならびに特性インピーダンス, 第3章 §27.(138) 式参照), その一般解表示式

$$I = A \exp(\Gamma x) + B \exp(-\Gamma x) + \frac{E}{Z_0 \Gamma} \quad (232)$$

において定数係数 A, B を境界条件 ($I = 0 : x = 0, \ell$) によって定め, さらにいまの場合 $E = E_H \cos \theta$ (θ は導体方向と電波到来方向とのなす角) となることを考慮すれば, 求める結果の電流分布として

$$I(x) = \frac{E_H \cos \theta}{\Gamma Z_0} \cdot \frac{2 \sinh \frac{1}{2} \Gamma x \cdot \sinh \frac{1}{2} \Gamma (\ell - x)}{\cosh \frac{1}{2} \Gamma \ell} \quad (233)$$

が得られる. 上式中 Γ および Z_0 に関しては, 通常の良い導体において $\omega L_0 \gg R_0$ であり, またこれが地中に埋没していれば $G_0 \gg \omega C_0$ であるから (たとえば以下の実験例では湿潤大地に埋没のケーブルに対して $L_0 = 2\mu\text{H/m}, G_0 = 0.001\text{S/m}, C_0 = 100\text{pF/m}$),

$$\Gamma Z_0 \cong j\omega L_0, \quad \Gamma \cong \sqrt{j\omega L_0 G_0} \quad (234)$$

と簡略化される. また導体が地表上にある場合には $\omega L_0 \gg G_0$ で, よく知られているように $\Gamma \cong j\omega \sqrt{L_0 C_0} = \frac{j\omega}{c} = j \frac{2\pi}{\lambda}$ である (ΓZ_0 は上式と同じ).

(229) 式と (233)(234) 式とからたとえば導体中央点 ($x = \frac{\ell}{2}$) における電流値 I_0 と入射電界 E_0 との比を求めて見ると

$$\frac{I_0}{E_0} \cong \frac{1.19 \times 10^{-6} \sqrt{-j}}{\sqrt{\sigma f L_0}} \left(1 - \operatorname{sech} \frac{1}{2} \Gamma \ell \right) \cdot \cos \theta \quad (235)$$

が得られる. 図 134 は $L_0 = 2\mu\text{H/m}, \sigma = 0.005\text{S/m}$ に対する上式の計算例で (ただし $\theta = 0^\circ$), この場合約 300kc を境として, それよりも高い周波数の所では導体が地表上にあるときの方が地中埋没のときよりも大きい擾乱を与え, それよりも低い周波数のところではその反対となることがわかる.

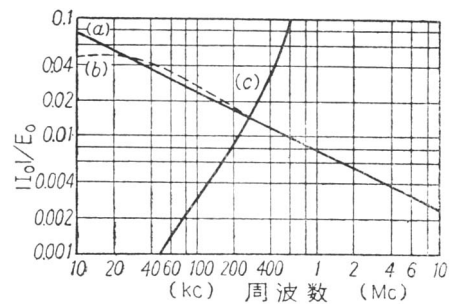


図 134 水平導体の腹部電流値対入射電界比の周波数変化 [a:無限長埋没導体 b:200m 長埋没導体 c:200m 長地表上導体]

図 135 は 200m 長のケーブルを地下 40cm の深さに埋没した場合および地表面上においた場合におけるケーブル中央直上のループによる空電 (10kc) の方位測定結果である. (a) 図内の理論曲線は (235) 式ないし図 134 による腹部電流値 I_0 が無限長ケーブル内を一様に流れているものと仮定して, 低周波近似による擾乱を計算してみた結果で, このとき擾乱磁界 $H_1 = \frac{1}{2} \pi h$ (h :埋没ケーブルからループまでの高さ) と与えられ, 一方 I_0 は $\cos \theta$ 因子を含んでいるので, §54. の閉

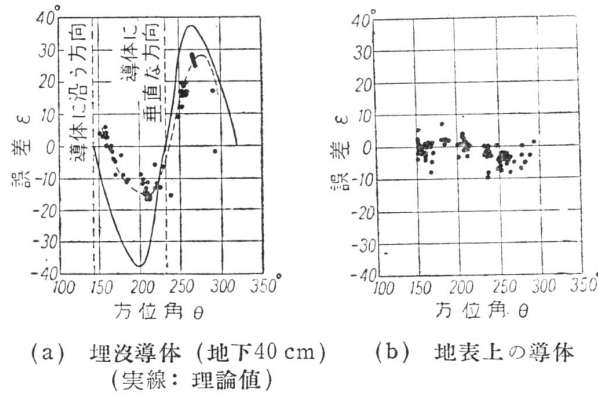


図 135 地下ならびに地表上の水平導体 (200m 長) による擾乱誤差 ($f = 10\text{kc}$)

回路導体擾乱の場合と同じく誤差曲線はほぼ4分円形となる。図にみられるように理論値と実測値は定性的にはよく合っている。また (b) 図をみるとこの周波数においてはケーブルを地表面上に置くことによって誤差が非常に少なくなることがわかるが、これは図 134 からも予想されたところである。

§58. Site Error

陸上用方探においては建物、樹木、埋設導体などによる顕著な擾乱のほか、地面の凹凸、大地組成の不均一性、さらには付近にある棚とか植え込み、雑草などに至る各種の小規模の散乱物体がわずかずつの影響を及ぼし、それらが重畳されて無視できない程度の誤差を与えることが知られている。この種の誤差は **site error** と呼ばれ、その影響範囲は方探位置の周辺数百ないし数千 m の距離にわたる。

site error は at random な微小誤差の集積として統計的に取り扱った方が妥当のようである。すなわちこの種の誤差は季節的にはもちろん、そのときどきによって異なった状況を示すのであって、これを明らかに把握するには少くも数ヶ月間にわたる測定実験が必要とされる。

表 7

周波数	3~5	5~10	10~15
誤差の標準偏差	2°	1°	0.5°

またこの誤差は一般に周波数が低いほど大きく、イギリス国内での測定によれば良好な方探設置場所に対してたとえば表 7 の通りであり、周囲の状況が悪ければこの 2 倍程度にまで達する。

site error の程度は一般に使用する方探空中線系ないし方位測定方式によっても異なるのであって、ここには一例として間隔 s のアドコック空中線系の場合について簡単な考察を試みよう。まず θ なる方位より到来する入射波とそれから角度 φ だけ外れた方向より到来する相対強度 ρ の微小散乱再輻射波とが共存するとき、§12.(51) 式により誘起電圧はつぎの通りになる。

$$A \left[\sin \left\{ \frac{\pi s}{\lambda} \cos \theta \right\} + \rho \sin \left\{ \frac{\pi s}{\lambda} \cos(\theta + \varphi) \right\} \right] \tag{236}$$

ただし A は定数係数であり、また散乱反射波は入射波と同位相と仮定している (このときに誤差値は最大となる)。上式により零感度方向 θ_m は真値 $\pm \frac{\pi}{2}$ から外れて $\theta_m = \pm \frac{\pi}{2} + \epsilon_m$ と表わされ、誤差 ϵ_m は

$$\sin \left\{ \frac{\pi s}{\lambda} \cos \left(\pm \frac{\pi}{2} + \epsilon_m \right) \right\} + \rho \sin \left\{ \frac{\pi s}{\lambda} \cos \left(\pm \frac{\pi}{2} + \varphi + \epsilon_m \right) \right\} \cong \mp \frac{\pi s}{\lambda} \epsilon_m \mp \rho \sin \left\{ \frac{\pi s}{\lambda} \sin \varphi \right\} = 0$$

の根としてほぼ

$$|\epsilon_m| \cong \rho \cdot \frac{\lambda}{\pi s} \left| \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \varphi \right) \right| \tag{237}$$

表 8

方探方式	ε_m (rad)	σ (度単位) [$\sqrt{N}\rho = 0.1$ の時]
アドコック空中線 (i) $s \ll \lambda$ の時 (ii) 任意の s	$\rho \sin \varphi$ $\rho \frac{\lambda}{\pi s} \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \varphi \right)$	4.05 $4.05 \frac{\lambda}{\pi s} \sqrt{1 - J_0 \left(\frac{2\pi s}{\lambda} \right)}$ ($\ell = 0.13 : s = 10\lambda$ の時)
複合ループ空中線 (i) $s \ll \lambda$ の時 (ii) 任意の s	$\frac{1}{2} \rho \sin \varphi$ $\rho \frac{\lambda}{\pi s} \sin \left(\frac{\pi s}{\lambda} \sin \varphi \right) \cos \varphi$	2.03 $2.87 \frac{\lambda}{\pi s} \sqrt{1 - \frac{\lambda}{\pi s} J_1 \left(\frac{2\pi s}{\lambda} \right)}$ ($= 0.090 : s = 10\lambda$ の時)
位相変調方式	$\rho \frac{2\lambda}{\pi s} J_1 \left(\frac{2\pi s}{\lambda} \sin \frac{1}{2} \varphi \right) \cos \frac{1}{2} \varphi$	0.015 : $S = 10\lambda$ の時 (数値積分による)

で与えられることがわかる。いまこのような微小散乱波が at random な φ 方向につき N 個存在し、なお簡単のためにおのおのの振幅 ρ はすべて等しいとすれば、全体としての誤差の標準偏差 σ は

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= N \times \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\varepsilon_m|^2 d\varphi = \frac{N\rho^2\lambda^2}{4\pi^2s^2} \int_0^{2\pi} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi s}{\lambda} \sin \varphi \right) \right] d\varphi \\ &= \frac{N\rho^2\lambda^2}{2\pi^2s^2} \left[1 - J_0 \left(\frac{2\pi s}{\lambda} \right) \right] \\ \therefore \sigma &= \sqrt{N}\rho \cdot \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi s}} \sqrt{1 - J_0 \left(\frac{2\pi s}{\lambda} \right)} \quad (\text{rad}) \end{aligned} \tag{238}$$

と求められ (ただし J_0 :ベッセル関数), 特に $s \ll \lambda$ のときには

$$\sigma \approx \sqrt{N} \cdot \frac{\rho}{\sqrt{2}} \quad (\text{rad}) \tag{239}$$

と簡単化される。表 8 は上のアドコック空中線系のほか共軸形複合ループ空中線 (§19.) 位相変調方式 (§42.) の場合をも含めた $|\varepsilon_m|$ ならびに σ の比較表で、これにより site error は一般に空中線間隔 s を大きくするほど少くなること、低い周波数領域においては概して共軸形複合ループ空中線系が有利であるのに対し、高い周波数領域においては位相変調方式が有利であることなどがわかる。

§59. 電波伝播誤差

本節では電波の伝播自体に基因する誤差のうちの主なもの若干について概略説明しよう。

a) 偏波効果 偏波効果はループ方探に対して致命的な影響を与え、それが理由となつてアドコック方探、複合ループ方探などの諸空中線方式の実用価値が高められていることはすでに第 2 章の諸節を通じて学んだところである。図 136 には偏波効果の代表的な場合としての中波の夜間効果が実際にいかなる様相を呈するかの一例として、大岡茂氏その他によつて行われた連続 24 時間方位測定結果の一部を示す。図にみられるように電離層擾乱に基く方位変動は中波帯においては日没少し前から始まり、夜間きわめて複雑な変化を示しつつ日の出のしばらく後に至つて始めて安定するのが通例である。これはすでに §3., §16. にも述べたように昼間は E 層ないしその下部の D 層の電離がはなはだしいために空間波は

減衰し、地表波だけが受信されるのに対し、夜間になると E 層電離度の減少ないし D 層の消滅と共に空間波が十分な強度をもって受信されることによるものである。図 137 はその他の標識電波 (200~400kc) についての測定結果をも含めて夜間誤差の標準偏差 (15 秒ないし 1 分間隔の測定値に関する誤差の RMS 値) の距離特性を表わしたもので、100km 前後の地点までは地表距離が増すと共に地表波成分の空間波成分に対する相対的割合が減るために誤差は増大する傾向にある。しかしそれ以上遠距離になると標準偏差はほとんど 10° 内外で増減しないようであるが、その理由としては空間波の反射が次第に電離層の浅いところで行われるようになるために擾乱の程度が弱まること、受信点への空間波入射角が次第に 90° に近くなることなどが考えられる。しかしこれらの点を明確にするにはさらに多くの測定データが必要であろう。

b) 横ずれ現象 横ずれ (lateral deviation) というのは電離層内での電離分布の不均一性などのために電波 (特に短波) が送受信点を結ぶ大円圏から外れた伝播通路をたどって受信点まで到達する現象で、方位測定を誤らせる原因となることはもちろんである。実測によればこの横ずれには時々刻々変動を行う短周期のものと、数分から数時間にわたる長周期のものがあるが、前者については数回の測定の平均値をとることによってある程度までは誤差を軽減することができよう。長周期の短波横ずれ現象に関しては図 138 にその距離特性を示した。図はイギリスの National Physical Laboratory において数年間観測した結果の統計で、約 5 分間にわたる方位測定の平均値に対して適用される (したがってより長い時間にわたっての平均をとれば標準偏差はこれより少くなる)。

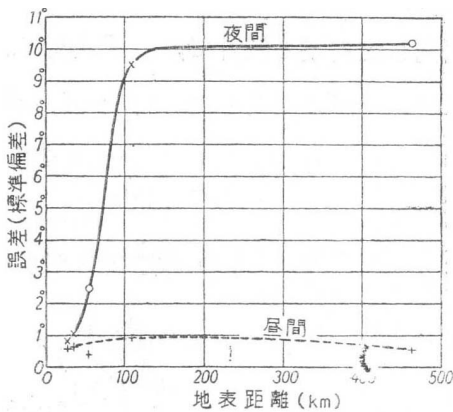


図 137 夜間誤差の距離特性

が低く電離の濃密な昼間部分と層高が高く電離の稀薄な夜間部分とに分たれ、特異な傾斜不連続層として形成されるためであるとされている。

c) Heiligtag 効果 1923 年 T. Heiligtag は大円通路を通る正規の電波のほかにごくわずかでもそれから方位のずれた電波 (たとえば上記の横ずれ電波) がほぼ同程度の強度をもって到来し、相互に干渉するときには 90° に及ぶ誤差も生じ得ることを指摘した。図 140 はこれを説明するもので、いま直接到来波 AB による磁界強度を H_0 、C 点で反射されたのち角度 Δ だけずれた方向から到来する干渉波 ACB の磁界強度を H_1 とすれば、合成磁界は AB に直角な方向成分 $H_0 + H_1 \cos \Delta$ および AB 方向成分 $H_1 \sin \Delta$ からなる。その場合もし直接波と干渉波との間の通路差ならびに C 点での反射条件が丁度両波の位相を反対にするような状況の下にあれば H_0 と $H_1 \cos \Delta$ とがたがいに打ち消し合うこともあり得るわけで、このときの受信点での磁界はほぼ $H_1 \sin \Delta$ 成分だけとなるから測定方位は 90° の誤差をもつに至る。こ

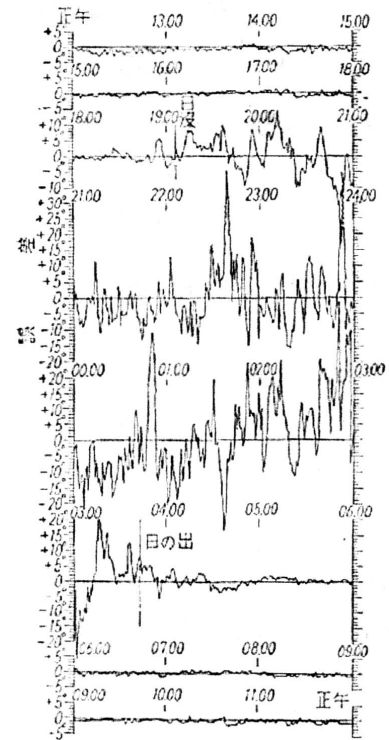


図 136 夜間効果の実例 1954 年 6 月 24 日正午より 25 日正午まで 於唐津港、航海訓練所練習船 北斗丸 測定局:宮古航空電波標準局 210kc(方位 209°, 距離 462km)

つぎに図 139 には横ずれ現象と電離層データとの関連性を示す具体例として糟谷績氏の行った標準電波 (JJY, 4Mc, 東京都武蔵小金井町) の方位測定試験結果の一部を示す。図に見られるように昼間は F 層ないし E 層 (スバラディック E 層) の電離が十分大で、最高利用周波数 (MUF) は 4Mc よりも高くなっており、正規の電離層反射が行われて方位変動は比較的少いのに対し、夜間になると電離が減少して MUF は 4Mc 以下となり、正規の電波は電離層を突き抜けてしまう結果不規則電離雲その他による散乱波だけしか受信されないため方位変動が激しくなる。

そのほか横ずれは特に日の出・日没時における南北線 (日の出・日没線) に沿う伝播通路に対して著しく現われることが古くから知られている。これは電離層がこの線を境界として層高

のような現象は **Heiligtag 効果** と呼ばれ、後に (1926 年) R. L. Smith-Rose, R.H. Barfield が偏波効果に関する Eckersley の理論を確かめる目的をもって行った詳細な実験測定の際にも、アドコック方式によっても除去不可能な誤差のうちの有力な要素として指摘されている。

Heiligtag 効果は最小感度方探であろうと最大感度方探であろうと、およそ電波の波面の進行方向を測定するような方探方式については必ず付随してくるもので、これを回避するためにはロラン、デッカなどのような最近の無線航法方式によらねばならない。

d) **海岸線効果** 電離層と並んで各種の地形・地物も電波の伝播を大きく左右することはよく知られている通りであるが、方探に対して最も顕著な影響を及ぼすものとして古くから知られている現象に **海岸線効果** (coastal effect) ないし **海岸線屈折** (coastal refraction) がある。これは陸地と海との境をなす海岸

線に沿って、もしくはこれを斜めに横切って進む電波の通路が彎曲する現象で、**図 141** に示すような側に誤差 e を生じさせる。またこの種の誤差は一般に電波の波長によっても異なり、たとえば 1927 年イギリスの Orford 方探局で行われた測定によれば、伝播通路と海岸線とのなす角度が 20° 以内という状況の下で波長 $\lambda = 400 \sim 600\text{m}$ に対する誤差は $3^\circ \sim 4^\circ$ 、 λ が 500m から 2600m まで増大するに、伴って誤差は 3.2° から 1.4° まで減少、それ以上の波長では誤差 1° 以内という結果であった。そのほか潮の干満によって測定方位が異なる現象 (tidal effect) もこの海岸線効果と関連していると考えられる。

海岸線効果の生じる原因については一応海上を伝播する電波の方が陸上を伝播する電波よりも速度がやや早いと考えて、光学におけると同様な屈折の法則 (スネルの法則) を適用すれば定性的には説明もつくが、本質的には 2 個の異なった媒質 (陸と海) が隣接して存在するような地球上での地表波伝播理論を確立することによってのみ解決できるのであって、これは電磁波理論における難問の 1 つとして現在なお残されている問題である。

§60. 送信局上空の単向反転現象

戦後の航空機搭載用方探としてはメータ指示による ADF 方式がもっぱら使用されていることは前に述べたが (§34.), これの動作についてつぎのような奇異な現象が知られている。すなわち航空機が送信局上空を通過する際、もし計器が正しい応動を示すものとすれば指針は局の丁度真上の位置で反転すべきであるにもかかわらず、実際上しばしばそれに先立って反転を完了してしまうか、もしくはそれよりおくれ反転を行うことがあり、また時によっては 1 度反転したのちに再び 180° 反転し、さらに 3 度目の反転を行うといった混乱した状況が生じることもある。このような単向指示の誤まりを生じる上空領域は **zone of confusion** もしくは **zone of ambiguity** と呼ばれるが、その原因について最近 H. H. Ward は単向決定用空中線の大地面に対する傾斜を問題にし、理論的・実験的にこれを解明している。

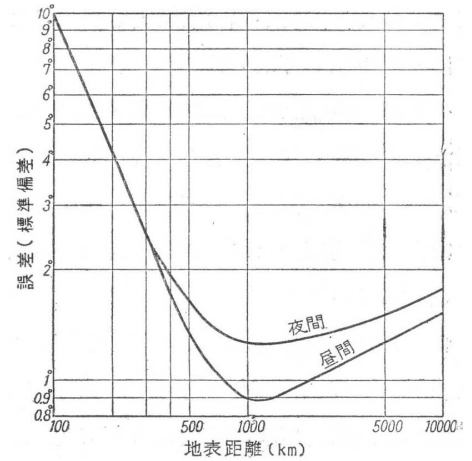


図 138 横ずれによる誤差値の距離特性 [約 5 分間にわたる測定方位の手均值に関する標準偏差]

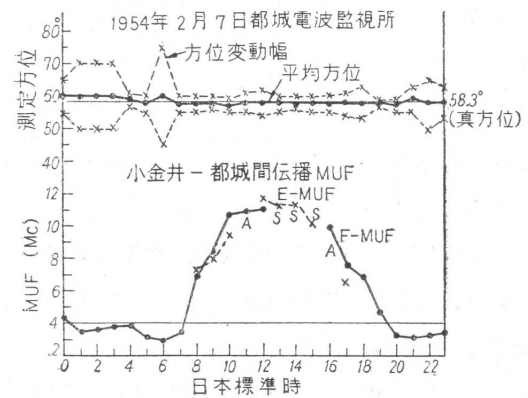


図 139 測定方位の変動と最高利用周波数 (MUF) との関係

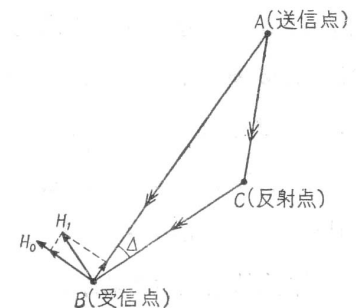


図 140 Heiligtag 効果

あらかじめこの推論の概要を説明しよう。図 142 に示すように航空機の単向決定用空中線が鉛直方向に対して α の角度をもって傾斜しているものとすれば（以下 α の符号は後方に傾むいているときに +，前方のときには - にとるものとする），単向空中線および地上局空中線の受信ないし送信指向特性の零方角線にそれぞれ相当して，単向電圧 e_S は単向空中線の軸方向が送信局を指すような航空機位置 (A 点) ならびに送信局の直上位置 (B) の 2 個所で零となり，またそれに関連して e_S の位相はこの 2 点において反転する．ところが送信局の垂直上空位置においては単向電圧と共にループ電圧 e_L の位相も反転するから，その結果実は ADF 指針は反転しないのであって，一方 A 点においては e_L の位相反転が起

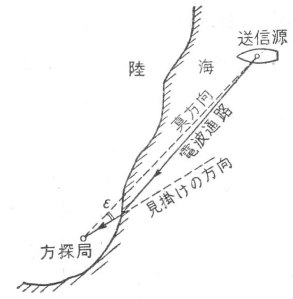


図 141 海岸線効果

ないから指針の反転が認められることとなる．なお図は $\alpha > 0$ の場合を示しているが，もし $\alpha < 0$ であれば同様に指針の反転は航空機が送信局上空を通過した後に見られるであろう．また実際の場合には局が近接しているために送信波が理想的な平面波としては受信されないこと，単向決定に必要な 90° 位相推移操作が完全には行われないうこと，その地の理由が重なって状況はさらに複雑となることが予想される．

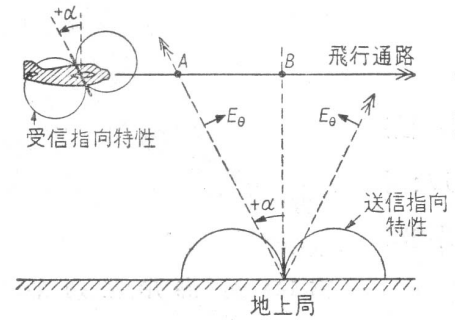


図 142 単向反転現象の原理

以上の事柄を定量的には少し詳しく調べて見るために図 143 に示すような送信局を原点とする (r, θ, φ) 極座標系ならびにそれに関連する諸記号を導入しよう．また送信電波の電磁界としてはよく知られているヘルツ・ダイポール空中線輻射による表式

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \frac{60IH}{r^2} \left(1 - j \frac{1}{k_0 r}\right) \cdot \exp(j\{\omega t - k_0 r\}) \cdot \cos \theta \\ E_\theta &= j \frac{60\pi IH}{\lambda r} \left(1 - j \frac{1}{k_0 r} - \frac{1}{k_0^2 r^2}\right) \cdot \exp(j\{\omega t - k_0 r\}) \cdot \sin \theta \\ H_\varphi &= j \frac{IH}{2\lambda r} \left(1 - j \frac{1}{k_0 r}\right) \cdot \exp(j\{\omega t - k_0 r\}) \cdot \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (240)$$

を採用する．上式中 $K_0 = 2\pi/\lambda$ で， I, H は送信空中線の基部電流値ならびに実効高である．まず傾度 α (符号を含む) の単向空中線を装備した航空機が図 143 のような位置にあるときの単向誘起電圧 e_S とループ誘起電圧 e_L の位相差を求める．単向電圧 e_S は

$$e_S = h_c(E_h \cos \alpha + E_\rho \cos \varphi \cdot \sin \alpha) \quad (241)$$

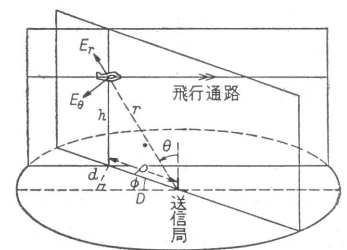


図 143

ただし

$$\left. \begin{aligned} E_h &= E_r \cos \theta - E_\theta \sin \theta \\ E_\rho &= E_r \sin \theta + E_\theta \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (242)$$

によって与えられるが (E_h, E_ρ はそれぞれ受信電界の高さ h 方向成分ならびに水平距離 ρ 方向成分， h_c : 単向空中線の実効高)，(240) 式ならびに (242) 式を (241) 式に代入し，またその際 E_θ 表式中の () 内第 3 項 $\frac{1}{k_0^2 r^2}$ は小さいとして無視することとすれば（この近似はほぼ $r \geq 0.5\lambda$ で妥当），上式はさらに

$$e_S = K \left[j \sin \theta (-\sin \theta \cdot \cos \alpha + \cos \theta \cdot \sin \alpha \cdot \cos \varphi) + \frac{\lambda}{\pi r} \cos \theta (\cos \theta \cdot \cos \alpha + \sin \theta \cdot \sin \alpha \cdot \cos \varphi) \right] \quad (243)$$

ただし

$$K = \frac{60\pi I H h_e}{\lambda r} \left(1 - \frac{1}{k_0 r}\right) \cdot \exp[j(\omega t - k_0 r)] \quad (244)$$

と計算される．一方ループ電圧 e_L は到来電波の磁界 H_φ に比例し，かつこれより 90° 位相がおくれているのであるから (§4.)，(240) 式の第3式により e_L と上式の K 因子とは同位相であり，結局 e_S は e_L よりも

$$\Phi = \tan^{-1} \left\{ \frac{\pi r}{\lambda} \tan \theta \frac{-\tan \theta \cdot \cos \alpha + \sin \alpha \cdot \cos \varphi}{\cos \alpha + \tan \theta \cdot \sin \alpha \cdot \cos \varphi} \right\} \quad (245)$$

だけ位相が進んでいることとなる．上式は近距離電磁界に対する e_S ， e_L 間の位相関係を表わすものであって，もし $r \gg \lambda$ であれば Φ は 90° に近づき，通常のいわゆる 90° 位相差関係に帰着する．

さて単向指示が行われるためにはすでに §18. に述べた通り e_S と e_L とを同位相にそろえるために一方 (たとえば e_S) の位相を 90° だけずらせる必要があるが，いまの場合は一般化してこの位相推移量を γ としよう．このとき出力端における単向電圧とループ電圧との位相差は $\delta \equiv \Phi - \gamma$ と表わされ，単向指示が正しく行われるためには $|\delta| < 90^\circ$ でなくてはならないことから zone of confusion の境界を定める方程式として

$$\delta \equiv \Phi - \gamma = 90^\circ \quad (246)$$

$$\therefore \tan \gamma = -\frac{\lambda}{\pi r} \tan \theta \frac{\cos \alpha + \tan \theta \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha}{-\tan \theta \cdot \cos \alpha + \sin \alpha \cdot \cos \varphi} \quad (247)$$

が得られる．上式は $r = \sqrt{\rho^2 + h^2}$ ， $\tan \theta = \frac{\rho}{h}$ ， $\cos \varphi = \frac{\sqrt{\rho^2 - d^2}}{\rho}$ を代入することによって

$$D \equiv \sqrt{\rho^2 - d^2} = \frac{\pi \rho^2 \sqrt{\rho^2 + h^2} \tan \gamma - \lambda h^2}{h \tan \alpha (\pi \sqrt{\rho^2 + h^2} \tan \gamma + \lambda)} \quad (248)$$

と書き改めることができる．(248) 式は送信局を頂点とし頂角 α の下向き斜円錐もしくはそれに近似の曲面を表わす方程式であって，単向空中線の傾角 α ならびに単向指示用位相推移量 γ の正負による大体の様子は 図 144 に示す通りである．同図中特に注目すべき点としては ADF 指針の反転が 3 回生じる理論的可能性もあること， $\gamma > 90^\circ$ のときには一定高度以上となって初めて単向反転現象が生じること，たとえば単向空中線が大地に対して垂直 ($\alpha = 0$) であってもこの現象は起り得ることなどが挙げられよう．また以上の理論的諸結果は航空機使用による実験結果ともきわめてよく一致することが確かめられている．

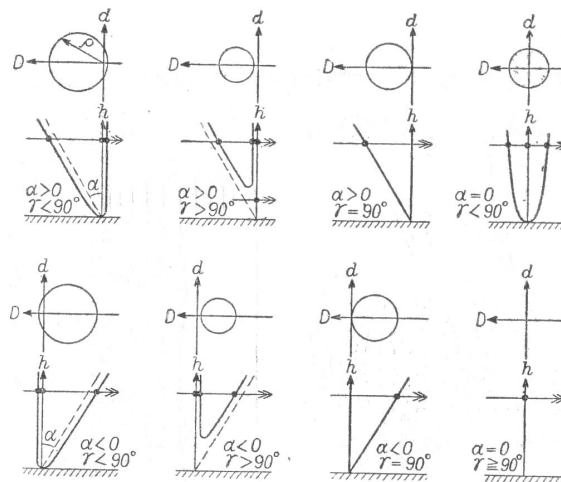


図 144 zone of confusion [黒点は ADF 指針の反転を示す]

第6章 方探測位

§61. マーケータ図と大圏図

地球上の地形を地図 (map) もしくは海図 (chart) 上に表わすには幾通りもの方法があり、いずれもそれぞれ独自の長所と目的とをもっているが、元来球形である地球を平面上に表わすのであるから多かれ少かれわい曲を免がれず、完全なものではない。本節ではそれらのなかで方探測位 (DF fixing) のために最も広く利用されている地図としてマーケータ図と大圏図との2種類につき略述する。

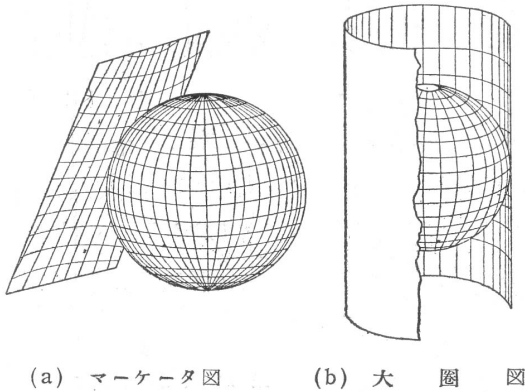


図 145 マーケータ図ならびに大圏図の作成

マーケータ図 (mercator's chart) というのは図 145(a) 示すように地に球の回転軸 (南北極軸) を中心軸とし、赤道円周に接する無限円筒を考え、地球中心からこの面に対し地球表面上の各地形を投影 (project) したのち円筒面を展開したもので、最も普通に見られる地図である。この図はその構成法からいって等経度線 (子午線) ならびに等緯度線が直交する平行線群で表わされる点の特徴で、前者は至るところ等間隔で、また後者は低緯度地帯から高緯度地帯へ行くに従って広い間隔をもって投影される。その結果低緯度地帯では比較的正しい図形が与えられるのに対し高緯度地帯では極端にわい曲が拡大され、特に南北両極は無限遠点となる。

地球上の2地点を結ぶ大円通路はマーケータ図においては一般にある曲線となるが、もしこれが常に直線として表わされるならば方探測位の目的にとって便利であることはいうまでもない。このように工夫された地図ないし海図は一般に **orthodromic chart** と呼ばれ、その代表的な例が大圏図 (gnomonic chart) である。これは図 145(b) に示すように地球表面上の1地点における接平面上に地球中心からの投影を行った結果で、等経度線 (子午線) は直線として表わされるがもはや平行でも等間隔でもなく (ただし基準となる接点が赤道上にある場合には特に平行となる)、一方等緯度線は一定の曲線群となり、しかもマーケータ図と異なって一般に等経度線群と直交しない。またこの図が実際の地形と比較的よく合致するのは基準接点の近傍だけで、それから遠方へゆくほど拡大投影され、その上図 145(b) から明らかなように1回の投影によって描けるのは高々片半球だけであるから、地球表面全体を表わすには少くも2枚 (もしくはそれ以上の) 地図を必要とする。

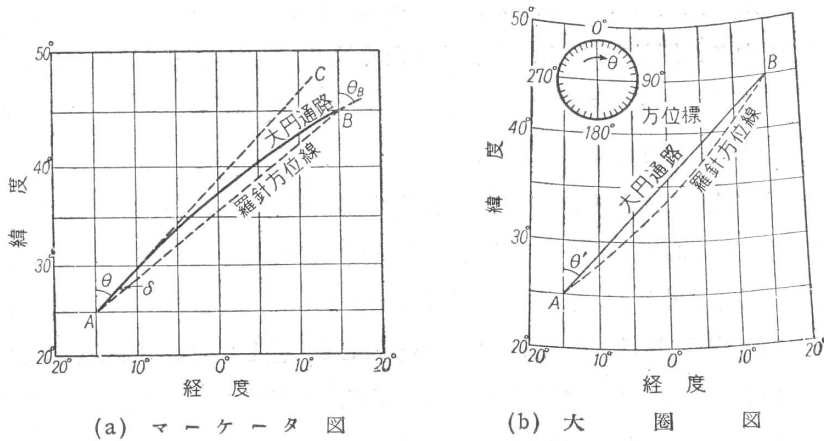


図 146 地図上における大円通路

以下われわれはこれらの地図が方位測定に利用される場合について簡単に考察しよう。方位測定の結果は一般に真北から測った東回りの角度 θ をもって示される (船舶ないし航空機搭載の方探において実際に測定されるのは船首ないし機首方向から測った到来方位角度であるが、これは磁気コンパスなどを用いて求められた針路方向、すなわち船首方位を加算することによって換算される)。一方電波は、通常大円通路に沿って伝

播するから、たとえばマーケータ図上にこれを描くと図 146(a) 内の実線のようなになる。すなわちマーケータ図の場合には大円通路は一般に赤道に対して凹状の曲線として表わされるのであって、方探位置 A から子午線に対して θ の角度の直線 AC を引いただけでは送信局位置 B が求まらない。大円通路曲線

を描くにはいま1つ大圏図を用意してその図上で送受信点を結ぶ直線を引き、同直線上の各点の経緯度を読み取って移しかえる方法が最も直接的である。しかしもし大圏図がなければ補正角 δ を別個に計算式もしくはノモグラムによって求める。いま方探位置 A および送信局位置 B の緯度をそれぞれ ℓ_A, ℓ_B 、経度をそれぞれ λ_A, λ_B とすれば、 δ は

$$\tan \delta = \sin \frac{1}{2}(\ell_B + \ell_A) \cdot \sec \frac{1}{2}(\ell_B - \ell_A) \cdot \tan \frac{1}{2}(\lambda_B - \lambda_A) \quad (249)$$

で与えられ、特に近距離（緯度差ならびに経度差が 20° 以内）においてはさらに

$$\delta = \frac{1}{2(\lambda_B - \lambda_A)} \sin \frac{1}{2}(\ell_B + \ell_A) \quad (250)$$

と近似される。なお近距離においては大円通路曲線をほぼ円弧と見なすことができるから、この場合簡単な幾何学的考察により補正角 δ は方探位置ならびに送信局位置における大円通路接線方向の子午線となす角 θ および θ_B の差の半分に等しいことが確かめられる。この意味で δ は**half convergency**とも呼ばれる。またマーケータ図上における送受信点を結ぶ直線 AB は到るところで子午線を一定角度で切るような線であって、**羅針方位線**(rhumb line)と名付けられる。は AB 間をつなぐ最短通路（つまり大円通路）を表わすものではないが、コンパス指度を常に一定に保ちながら目的地へ航行しようとする目的に適するものである。

つぎに大圏図の場合はあらゆる大円通路が直線として表わされるので上述のような困難はないが、今度は大円通路と子午線との図上角度 θ' が実際の方位角 θ と違ってくるといふ難点が生じる（**図146(b)**参照）。これは大圏図における経緯度線が一般に直交しないということと関連して生じてくるものであって、いま地図作成の際に基準にとった接点位置の緯度ならびに経度をそれぞれ ℓ_0, λ_0 、また方探位置の緯度ならびに経度を ℓ_A, λ_A とすれば、 θ と θ' との間の関係は次式によって定められる。

$$\tan \theta = \tan \frac{\theta'}{a - b \tan \theta'} \quad (251)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} a &= \cos \ell'_0 \cdot \sec \ell_0 \cdot \sec(\lambda_A - \lambda_0) \cdot \cos(\ell_A - \ell'_0) \\ &= \sin \ell'_0 \cdot \operatorname{cosec} \ell_0 \cdot \cos(\ell_A - \ell'_0) \\ b &= \cos \ell'_0 \cdot \tan(\lambda_A - \lambda_0) \cdot \sin(\ell_A - \ell'_0) \\ \tan \ell' &= \sec(\lambda_A - \lambda_0) \cdot \tan \ell_0 \end{aligned} \right\} \quad (252)$$

なお上式を一々計算して補正をするのは手数がかかることでもあるので、通常的大海図は主要な数地点（たとえば無線標識局所在地）につき上式による換算値が方位標として不等間隔分度目盛の形で記入してあり、これから直ちに θ の値を読み取れるようになっている。方位標の付してない一般の地点については数個の方位標から適当な内挿法によってこれを求める。またこの種の補正は方位標をコンパスの目盛円板(compass rose)になぞらえて**rose distortion**とも呼ばれる。

最後に地球上の任意の2地点 A, B 間を結ぶ大円通路距離 D を求める公式を掲げておく。

$$\left. \begin{aligned} \cot \frac{1}{2}(\theta_B - \theta_A) &= \cos \frac{1}{2}(\ell_B - \ell_A) \cdot \cot \frac{1}{2}(\lambda_B - \lambda_A) \cdot \operatorname{cosec} \frac{1}{2}(\ell_B + \ell_A) \\ \cot \frac{1}{2}(\theta_B + \theta_A) &= \sin \frac{1}{2}(\ell_B - \ell_A) \cdot \cot \frac{1}{2}(\lambda_B - \lambda_A) \cdot \sec \frac{1}{2}(\ell_B + \ell_A) \end{aligned} \right\} \quad (253)$$

ただし

θ_A, θ_B : A 点および B 点において大円通路 \overrightarrow{AB} が真北方向（子午線）となす角

ℓ_A, ℓ_B : A 点および B 点の緯度
 λ_A, λ_B : A 点および B 点の経度

$$\tan \frac{1}{2}d = \sin \frac{1}{2}(\theta_B + \theta_A) \cdot \tan \frac{1}{2}(\ell_B - \ell_A) \cdot \operatorname{cosec} \frac{1}{2}(\theta_B - \theta_A) \tag{254}$$

ただし d は AB 間の角距離で、次式によって通常距離 D に換算される。

$$D = d(\text{度単位}) \times \left\{ \begin{array}{l} 111.136 \cdots \text{km 単位} \\ 69.057 \cdots \text{哩単位} \\ 60.000 \cdots \text{浬単位} \end{array} \right\} \tag{255}$$

§62. 測位の確率理論

方探によって自己の位置を知るには一般に 2 個の送信局の方位を測定し、それを地図上に描いて交差点を求めればよいのであるが、通常は測定結果をさらに確実にするために 3 個もしくはそれ以上の局について測定を行う。しかしこの場合測定方位を示す地図上の直線、すなわち方位線 (line of bearing) ないし位置線 (line of position) は多かれ少かれ擾乱誤差、測定誤差の影響を受けているので 1 点には交わらず、たとえば図 147(a) に示すような三角形が形成される。この種の三角形は **cocked hat** (山形帽) と呼ばれているもので、4 個以上の送信局を測定すればさらに一般に多角形の領域が作られるであろう。本節

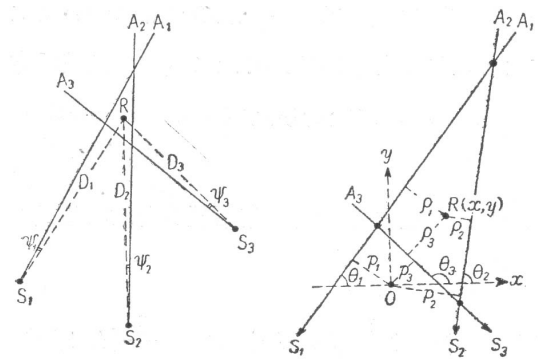


図 147 方探測位と cocked hat

ではこのような状況の下での測位をどのように処理すべきか、またその信頼度はどの程度かの問題についての R. G. Stansfield による確率論的取扱いを略述する。なおたとえば空電方位測定のように不明の送信源位置を求めるための方探操作の場合には上述とは反対に 2 個またはそれ以上の方探局による同一送信源の測定が問題となるが、容易に推量できるように以下の所論はこの場合にもそのまま成立する。

さて図 147(a) において R 点は差し当り方探局の真位置を表わすものと考え、送信局 S_1, S_2, S_3 などの方位はそれぞれ ψ_1, ψ_2, ψ_3 などの角度だけずれて測定されたものとする。この場合真方位からのずれが生じる確率 $P(\psi)$ はいずれの局についてもガウス分布に従っているものとするれば

$$P(\psi_i)d\psi_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left(-\frac{\psi_i^2}{2\sigma_i^2}\right) d\psi_i \quad : \quad i = 1, 2, \dots \tag{256}$$

と表わされる。ここに σ_i は誤差角度 ψ_i の標準偏差である。上式はまた P 点から各方位線までの距離 ρ_i を用いて

$$P(\rho_i)d\rho_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_i} \exp\left(-\frac{\rho_i^2}{2s_i^2}\right) d\rho_i \quad : \quad i = 1, 2, \dots \tag{257}$$

ただし

$$\rho_i \doteq D_i\psi_i, \quad s_i \doteq D_i\sigma_i \tag{258}$$

と書き改めることもできる。ここに D_i は R 点から各送信局までの地表距離、 s_i は ρ_i の標準偏差である。上式により n 個の送信局を測定したとき、それぞれの方位線が真の位置 R 点から距離 $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n$ だけ距たっているための確率は

$$P(\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n)d\rho_1d\rho_2 \cdots d\rho_n = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{n}{2}}s_1s_2 \cdots s_n} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_1^n \frac{\rho_i^2}{s_i^2}\right) d\rho_1d\rho_2 \cdots d\rho_n \tag{259}$$

によって与えられることになる。

(259)式はまた逆に考えて、一般に n 個の方位線があらかじめ与えられている場合に R 点が真位置であるための確からしさを表わす式であるとみなすこともできる。したがってこの場合関数 P の値を最大ならしめるような R 点を探せばそれが最も確からしい方探局位置となる。いま図 147(b) に示すように地図上の任意の点 O を原点として任意の向きに xy 直交座標軸を設定し、 O 点から各方位線までの距離を p_i 、 Ox 軸と方位線とのなす角を θ_i 、 R 点の座標を (x, y) とすれば

$$\rho_i = \pm p_i \pm (x \sin \theta_i - y \cos \theta_i) \quad (260)$$

なる関係が成立している。2 個の \pm 符号は方位線に関する O 点ならびに R 点の相対的位置のいかんによって適宜定められる。上式を (259) 式内指数因子に代入すると

$$\sum_i^n \frac{\rho_i^2}{s_i^2} = \lambda x^2 - 2\nu xy + \mu y^2 + 2\ell x + 2m y + n \quad (261)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \lambda &= \sum_1^n \frac{\sin^2 \theta_i}{s_i^2}, & \mu &= \sum_1^n \frac{\cos^2 \theta_i}{s_i^2}, & \nu &= \sum_1^n \frac{\sin \theta_i \cdot \cos \theta_i}{s_i^2} \\ \ell &= \sum_1^n (\pm)_i \frac{p_i \sin \theta_i}{s_i^2}, & m &= \sum_1^n (\pm)_i \frac{p_i \cos \theta_i}{s_i^2}, & n &= \sum_1^n \frac{p_i^2}{s_i^2} \end{aligned} \right\} \quad (262)$$

と整理される。ところで関数 P の極大値は $\sum \frac{\rho_i^2}{s_i^2}$ の極小値にほかならないから、(261) 式を x ないし y について偏微分した結果を零とおいて得られる連立方程式を解けば、求める最も確からしい局位置の座標として

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \frac{-(\ell\mu + m\nu)}{\lambda\mu - \nu^2} \\ y_0 &= \frac{-(\ell\nu + m\lambda)}{\lambda\mu - \nu^2} \end{aligned} \right\} \quad (263)$$

が得られる。

(261) 式において座標系も最も確からしい測位点 (x_0, y_0) に移動すれば、新しい座標系 $(x' y')$ に関する任意の点の確率は

$$P(x', y') dx' dy' = \frac{\sqrt{\lambda\mu - \nu^2}}{2\pi} \exp \left[-\frac{1}{2} (\lambda x'^2 - 2\nu x' y' + \mu y'^2) \right] dx' dy' \quad (264)$$

と表される (なお係数 $\frac{\sqrt{\lambda\mu - \nu^2}}{2\pi}$ は $\iint P(x' y') dx' dy' = 1$ の条件から定められる)。この式はさらに座標系を

$$\tan 2\phi = -\frac{2\nu}{\lambda - \mu} \quad (265)$$

によって定まる角 ϕ だけ回転することによって

$$P(X, Y) dXdY = \frac{1}{2\pi ab} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{X^2}{a^2} + \frac{Y^2}{b^2} \right) \right] dXdY \quad (266)$$

ただし

$$a^2, b^2 = \frac{2}{\lambda + \mu \pm \sqrt{(\lambda - \mu)^2 + 4\nu^2}} \quad (267)$$

と変換される。(264) 式ないし (265) 式は等しい確からしさをもつような点の軌跡が長短軸比 $a : b$ の楕円となることを表わしており (確率楕円)、最も確からしい位置 (x_0, y_0) での誤差の RMS 値 Δ (距離単位) は

$$\Delta^2 = a^2 + b^2 = \frac{\lambda + \mu}{\lambda\mu - \nu^2} \quad (268)$$

で与えられることを示している。

以下上述の一般論を2, 3の簡単な場合に適用してみよう。

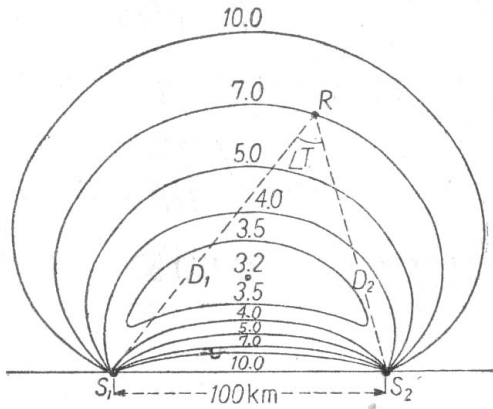


図 148 2局測定の信頼度特性〔付記数字は $\sigma = 2^\circ$ のときの測位誤差 (RMS 値, km 単位) を表わす〕

(i) 2局測定 2局測定の場合の最も確からしい測位点はいくまでもなく2個の方位線の交点自体である。他方測位点位置の誤差のRMS値は(262)式および(268)式から

$$\Delta = \frac{\sqrt{s_1^2 + s_2^2}}{\sin \angle T} \quad (269)$$

もしくは誤差角度 ψ_i に関する標準偏差 σ_i が両局共等しいとすれば ($\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$)

$$\Delta = \frac{\sigma \sqrt{D_1^2 + D_2^2}}{\sin \angle T} \quad (269')$$

となる。ただし $\angle T = |\theta_1 - \theta_2|$ は2個の方位線の交さ角を表わす。また(269')式の場合 Δ が最小となるのは2送信局間を結ぶ基線 (base line) の垂直二等分線上 $\frac{d}{2\sqrt{2}}$ の距離の点で (d は2局間距離), この位置での Δ の値は

$$\Delta_{\min} = \sqrt{\frac{27}{32}} \sigma d \quad (270)$$

と求められる。図 148 は $d = 100\text{km}$, $\sigma = 2^\circ = 0.0349^\circ(\text{rad})$ としたときの Δ の分布を示したものである。

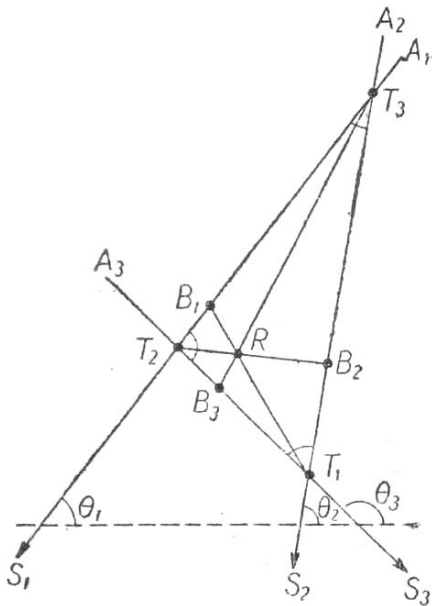


図 149

(ii) 3局測定 3局測定の場合には本節の始めに述べたように一般にいわゆる cocked hat が生じるので(263)式によって最も確からしい点を定めなければならない。ここには結果だけを掲げることにとすると、このような点は図 149 において三角形の各頂点から引いた線分 T_1B_2, T_2B_3, T_3B_1 の交点 R として求められる。ただし B_1, B_2, B_3 は各底辺をつぎのような比率で分割する点で、これら3個の線分が常に1点で交わることも証明できる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1T_2}{B_1T_3} &= \frac{s_2^2 \sin^2 \angle T_3}{s_3^2 \sin^2 \angle T_2} = \frac{D_2^2 \sigma_2^2 \sin^2 \angle T_3}{D_3^2 \sigma_3^2 \sin^2 \angle T_2} \\ \frac{B_2T_3}{B_2T_1} &= \frac{s_3^2 \sin^2 \angle T_1}{s_1^2 \sin^2 \angle T_3} = \frac{D_3^2 \sigma_3^2 \sin^2 \angle T_1}{D_1^2 \sigma_1^2 \sin^2 \angle T_3} \\ \frac{B_3T_1}{B_3T_2} &= \frac{s_1^2 \sin^2 \angle T_2}{s_2^2 \sin^2 \angle T_1} = \frac{D_1^2 \sigma_1^2 \sin^2 \angle T_2}{D_2^2 \sigma_2^2 \sin^2 \angle T_1} \end{aligned} \right\} \quad (271)$$

($\angle T_1 = |\theta_2 - \theta_3|$, $\angle T_2 = |\theta_3 - \theta_1|$, $\angle T_3 = |\theta_1 - \theta_2|$ は三角形 $T_1T_2T_3$ のそれぞれの内角もしくは外角)。また測定点の誤差のRMS値 Δ は

$$\Delta = \sigma \sqrt{\frac{D_1^2 D_2^2 + D_2^2 D_3^2 + D_3^2 D_1^2}{D_1^2 \sin^2 \angle T_1 + D_2^2 \sin^2 \angle T_2 + D_3^2 \sin^2 \angle T_3}} \quad (272)$$

もしくは $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma$ のとき

$$\Delta = \sigma \sqrt{\frac{D_1^2 D_2^2 + D_2^2 D_3^2 + D_3^2 D_1^2}{D_1^2 \sin^2 \angle T_1 + D_2^2 \sin^2 \angle T_2 + D_3^2 \sin^2 \angle T_3}} \quad (272')$$

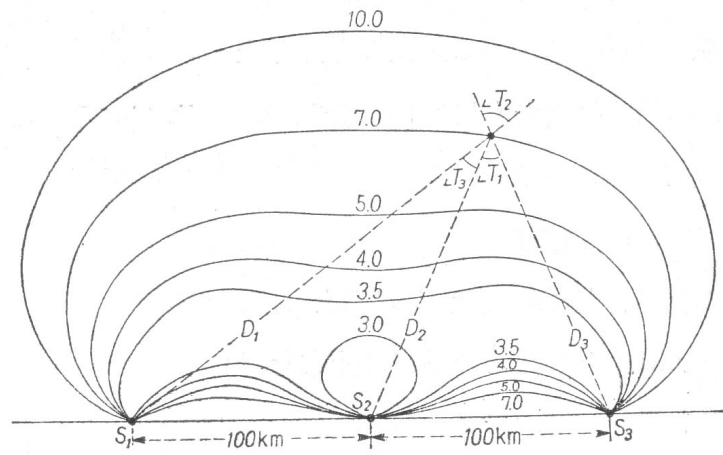


図 150 3局測定の信頼度特性 [付記数字は $\sigma = 2^\circ$ のときの測位誤差 (RMS 値, km 単位) を表わす

と計算される. 図 150 は一直線上に 100km の等間隔でならぶ 3 局を利用して測位する場合の誤差分布状況で, 前の図 148 と同じく $\sigma = 2^\circ$ として求めたものである. 図中 Δ の最小値 (2.5km) は送信局 S_2 の位置にある.

参考文献

- (1) 難波捷吾, 塚田太郎: **方向探知器** (無線工学講座第 10 巻), 昭和 9 年, 共立社 (わが国における従来唯一の方探専門の教科書)
- (2) 大岡 茂: **電波方位測定機** (無線通信士技術士テキストシリーズ第 1 巻)・昭和 25 年, 兼六館 (戦後初期のわが国で実用の船舶用諸方探の詳しい説明がある)
- (3) 岡本次雄: **船舶用方向探知機** (OHM 文庫), 昭和 31 年, オーム社 (商漁船用中波方探の取付工事並びに保守の実務につき詳述).
- (4) R. Keen : *Wireless Direction Finding*, 4-th Ed. (1947)Iliffe & Sons, Ltd., London(古くから広く読まれている名著. 巻末に詳細な文献表添付).
- (5) Radio Research Laboratory Staff : *Very High-frequency Techniques*, Vol. I. Ch9, 10, ll, p.199-293 (1947) McGraw-Hill(超短波・極超短波帯における最大感度方探の説明).
- (6) JIEE Vol. 94, Part IIIA(1947) (方探並びに各種航法無線特集号).
- (7) Trans. IRE, ANE-2 No. 4(1955)(ADF 特集号).

[第 1 章]

- 上田弘之, 河野哲夫: **電波伝播** (昭和 27 年) オーム社.
 前田憲一, 後藤三男: **電波伝播** (昭和 28 年) 岩波書店.
 宮 憲一: **短波通信回線の設計に必要な電波伝播特性の研究**, 中央電波観測所研究報告 第 3 号 (昭和 27 年 7 月).

[第 2 章]

- A. S. Blatterman : *Theory and practical attainments in the design and use of radio direction finding apparatus using closed coil antenna*, J. Frankl, Inst. 188(1919)289; 190(1920)421.
 F. M. Colebrook : *The application of transmission-line theory to closed aeriels*, JIEE 83(1938)403-414.
 R. E. Burgess : *Reactance and effective height of screen ed loop aeriels*, WE 21(1944)210-221.
 R. H. Barfield : *Recent developments in direction finding apparatus*, JIEE 68(1930)1052-1075.
 R. H. Barfield : *Some principles underlying the design of spaced aerial direction finders*, JIEE 76(1935)423-447.
 W. Ross, R. E. Burgess : *H-type Adcock direction finders, Design principles for 3-30Mc/s*, WE 25(1948)168-179.
 W. Ross : *Specifications and measurement of polarization errors in Adcock-type direction-finders*, JIEE 96 Part III(1949)269-277.
 R. L. Smith-Rose, W. Ross : *The use of earth mats to reduce the polarization error of U-type Adcock direction-finders*, JIBE 94 Part III(1947)91-98.
 難波捷吾, 前田憲一, 塚田太郎: **方向探知器の使用可能範囲**, 電学誌, 第 59 巻 (昭和 14 年 2 月) 88-89.
 W. Ross : *The development and study of a practical spaced-loop radio direction-finder for high frequencies*, JIEE 94 Part III(1947)99-107.
 F. Caplin, J. H. Bagley : *A mobile spaced-loop direction-finder*, 文献 (6)676-682.

[第 3 章]

P. G. Redgment, W. Struszynski, G. j. Phillips : *An analysis of the performance of multi-aerial Adcock direction-finding systems*, 文献 (6)751-761.

J. H. Moon : *The design of electromagnetic radiogoniometers for use in medium-frequency direction-finding*, JIEE 94 Part III 69-77.

B. G. Pressey : *Radiogoniometers for high- and very-high-frequency direction-finding*, JIBE 95 Part III(1948)210-220, 221-228.

宮 憲一, 石川正流, 磁極型ゴニオメータ, 電通誌, 第32巻(昭和24年9月)309-319

Y. Ito, I. Tanaka : *Development of the ring goniometer for radio direction finders*, Trans. IRE, ANE-1, No. 4,(1954)20-34.

R. E. Burgess : *Receiver input circuits, Design consideration for optimum signal/noise ratio*, WE 20(1943)66-76.

C. Crampton, W. Struszynski, S. de Walden, P. G. Redgment : *Some principles underlying the design of aerial systems for high-frequency radio direction-finders in HM ships*. JIEE 95 Part III (1948)437-453.

[第4章]

A. Troost : *Neuentwicklung von Kurzwellen-Adcock-Peilern*, Telef. Ztg. 25(1952)16-27.

S. de Walden, J. C. Swallow : *The relative merits of presentation of bearing by aural-null and twin-channel cathode-ray direction-finders*, JIBE 96 Part III(1949)307-320.

A. Troost : *Ein neuer optisch anzeigender Schiffspeiler : Telegon III*, Telef. Ztg. 29(1956)109-116.

K. F. Umpleby : *Airborne automatic direction-finders*, 文献 (6) 693-704.

D. H. Shinn, D. W. Watson : *The octantal error in a phase to amplitude conversion circuit*, Marconi Rev. 16(1953)121-127.

P. G. Hansel : *Instant-reading direction finder*, Electronics 21(1948)86-91.

C. W. Earp, R. M. Goderey : *Radio direction finding by the cyclical differential measurement of phase*, 文献 (6)705-721.

S. de Walden, A. F. L. Locke : *The development of a high-frequency cathode-ray direction-finder for naval use*, 文献 (6) 823-837.

岩井 寧, 江渕忠輝, 伊藤吉之助, 村田友司, 田中津太雄, 加藤利郎 : *空電方位の単向受信*, 空電研究所報告, 第2巻 第2号(昭和26年)99-103.

C. C. Pine : *A new type of automatic radio direction finder*, IRE 33(1945)522-527.

J. R. Steinhoff : *Automatic direction finder*, Electronics 22(1949)97-99.

R. R. Cleaver : *The development of single-receiver automatic Adcock direction-finders for use in the frequency band 100-150 Mc/s*, 文献 (6)783-797.

L. J. Giacometto, S. Stiber : *Medium-frequency crossed-loop radio direction finder with instantaneous unidirectional visual presentation*, IRE 37(1949)1082-1088.

その他各メーカーのカatalog, 原理並びに取扱説明書, など

[第5章]

C. Crampton, R. T. P. Whipple, A. H. Mugridge : *The errors in bearing of a high-frequency direction-finder caused by re-radiation from a nearby vertical mast*, 文献 (5)815-822.

A. Troost : *Problems der Grenzwelien-Peilung auf Schiffen*, Telef. Ztg. 27(1954)149-155.

高原久衛 : *超短波領域に於ける有限長円筒導体による回折電磁波の研究*, 電通誌, 第37巻(昭和29年)336-341.

C. E. Horton : *The practical correction of a wireless direction-finder for deviations due to the metal work of a ship*, JIEE 69(1931)623-636.

G. J. Burt, R. T. P. Whipple : *Medium-frequency direction-finding in H. M. ships*, 文献 (6)836-856.
F. Horner : *Radio direction finding. Influence of buried conductors on bearings*, WE 30(1953)187-191.
H. G. Hopkins, F. Horner : *Direction-finding site errors at very high frequencies*, JIEE 96 Part III(1949)321-332.

R. L. Smith-Rose, R. H. Barfield : *Cause and elimination of night errors in radio direction finding*, JIEE 64(1926)831 ; Expl. Wireless. 3(1926)367.

大岡 茂 : 方位測定機による電波測位誤差に関する研究, 電気通信大学学報, 第 3 号 (1951)155, 163; 第 5 号 (1953)77; 第 6 号 (1954)95.

L. Kasuya : *Some considerations on the measurement of bearing of the incoming short waves*, J. of Radio Res. Lab. Japan, Vol.I No.5 (1954)29-40.

H. H. Ward : *Analysis of the over-station behavior of aircraft low frequency ADF systems*, 文献 (7)31-41.

[第 6 章]

R. G. Stansfield : *Statistical theory of DF fixing*, 文献 (6) 762-770.

飯島直人 : 船位誤差論 (昭和 29 年) 天然社.

索引

- アース・マット, 32, 33
アドコック空中線, 25-28, 30, 32-35, 38, 40, 41,
43, 44, 58, 59, 61, 77, 78, 92, 106, 107
H形—, 31, 76, 87
饋電線遮蔽形—, 33
饋電線埋没形—, 32, 33
transmission line type—, 32
balanced-coupled type—, 32
平衡形—, 29, 30
変成器結合形—, 31, 32
 α 制御発振器, 89
E層, 9-11, 107, 108
スプラディック—, 108
位相圧縮, 78, 79
位相-振幅変換回路, 76
位相分割器, 70, 76
位相変調方式, 78, 107
位相弁別器, 78, 80
位置線, 114
 H_{11} モード, 51
ADF (自動方探), 19, 69, 71, 111
ADF (自動方探), 109, 110
F層, 9, 11, 108
MUF, 108
LC回路挿入方式, 37
円形導波管, 51
OE, 44
orthodromic chart, 112
octantal error, 44
カージオイド形特性, 34, 35
海岸線効果〔屈折〕, 92, 109
界磁コイル, 25, 68, 84, 85, 104
回転コイル, 43, 75
回転台試験法, 50
回転楕円磁界, 24
回転変調方式, 61, 72-75, 77, 78, 81, 87, 89
回路雑音, 19, 89
ガウス分布, 114
確率楕円, 115
可視消音方式, 61, 64, 69, 72, 81
cathode follower, 71, 76
加速変調, 74
偏より (電波の), 8
可聴消音方式, 61, 62, 81, 82
cut-off減衰器, 51
cut-off水準, 83
可飽和リアクタ, 71
カム補正装置, 104
感度, 33-35, 40, 49, 60
一定—, 67
最小—, 35, 39
最大—, 35, 39
受信—, 20, 67, 77
受信機—, 19, 44
零—, 61
基線, 116
吃水効果, 102
饋電線遮蔽方式, 29
饋電線埋没方式, 29
起電力平衡法, 21
QE, 48
近接効果, 92
空間波, 8-10, 23-25, 27, 28, 33, 34, 38, 40, 41,
107, 108
高角度到来—, 38, 40
—成分—, 10, 108
—電界—, 10
—伝播—, 9-11
—入射角—, 24, 108
—変動—, 40
空中線
かご形—, 26, 27, 32
傘形—, 26, 62
逆L形—, 92, 94, 99, 104
傾斜—, 23, 92
垂下—, 23, 24
垂直補助—, 14, 34-37, 41
水平ダブレット—, 25
ソレノイド形—, 22

- ダイポール— , 39, 79, 110
- 単向— , 34, 72, 76, 80–82, 84, 87–89, 98, 110, 111
- 頂部負荷— , 26, 27
- T形— , 26, 99, 104
- 枠形— , 13
- 空中線効果, 16, 19–23, 35, 37, 49, 57, 61, 68, 91
- 空電, 14, 36, 74, 80, 81, 83, 105, 114
- 空電雑音, 10
- クリッパ, 85
- 航空機効果, 24
- 較正曲線, 93
- 高抵抗直列挿入方式, 36, 37
- 航路計方式, 66
- 誤差
 - 一定— , 93–95, 101
 - 機器— , 91, 93
 - 機体— , 101
 - 近接物体擾乱— , 91, 101
 - 結合— , 48–51, 53–56, 91, 94
 - 個人— , 91
 - site— , 78, 106, 107
 - 4n分円— , 47
 - 4分円— , 48, 80, 91, 93–96, 100, 103, 104
 - 10分円— , 95
 - 16分円— , 51
 - spacing— , 44
 - 船体— , 99, 101, 103
 - 電波伝播— , 91, 92
 - 2n分円— , 46, 93
 - 2分円— , 93
 - 8分円— , 44, 49, 51, 55, 56, 77, 89, 93–95
 - 半円, 93
 - 半円— , 48, 93–96
 - BT方式— , 77
 - 標準— , 28
 - field alignment— , 101
 - 偏波— , 24, 40
 - 夜間— , 23, 108
 - reciprocal— , 20
 - 6分円— , 93–96
- 誤差曲線, 46, 48, 51, 93–95, 98, 101, 104, 106
- cocked hat, 116
- 固定コイル, 43, 62, 66, 75
- ゴニオメータ, 25, 43, 47–51, 53, 55, 56, 61, 62, 68, 69, 72, 74, 75, 77, 91, 93, 94, 103, 104
- 回転— , 76
- かご形— , 49, 51
- 環状— , 55, 56, 62, 75
- 磁極形— , 52
- 静電— , 44, 56
- 非対称— , 104
- VHF— , 52
- ブラウン管— , 56
- 平面— , 53
- 容量形— , 56
- 固有インピーダンス, 7
- サーボ方式, 69, 70, 72, 82, 89
 - 機械式— , 89
 - 電子管— , 89
- 最高利用周波数, 108
- 最小感度対, 38
- 最小感度位置, 35, 43, 61, 62, 64, 66, 68, 69, 71
- 最小感度点, 14, 20–22, 27, 30, 35, 38–41, 45, 55, 64, 72–74
- 最小感度幅, 61–64, 81
- 最小感度方向, 20–24, 27, 34, 40, 46, 47, 66, 67, 71, 72, 96
- 最大感度位置, 35, 53, 55, 57, 62, 67, 68
- 最大感度点, 21, 63
- 最大感度方向, 14, 26, 34, 47, 63, 67, 69
- side love, 31
- 再輻射, 21, 29, 31, 33, 39, 79, 93–95, 97, 106
- サイラトロン, 71, 85
- 雑音, 57, 61, 62, 70, 81, 89
 - 外来— , 57
 - 強度— , 63
 - 放射— , 57
 - 周波数— , 70
 - 出力— , 63
 - 擾乱— , 82
 - 真空管— , 57
 - スペクトル— , 70, 82
 - 成分— , 70
 - 帯域— , 70
 - 電圧— , 70, 81
 - 熱— , 57
- 雑音指数, 57
- 雑音出力電圧, 62, 63
- 差動ギヤー, 71
- 差動検波器, 87, 88
- 差分係数, 78
- 放射雑音, 63

- 3db 帯域幅, 73
散乱波, 12, 107, 108
- 磁界強度, 7, 13, 95, 100–102, 108
磁気コンパス, 18, 112
磁気スリップ・リング, 43
磁気双極, 15
磁気ポテンシャル, 101, 102
子午線, 112, 113
実効高, 14, 15, 19, 25–28, 38, 39, 45, 67, 86, 110
自動追尾方式, 69
重力振子運動, 69
循環式差分測定, 79
準最大値, 11
消音幅, 61
消音比, 21, 23, 47, 97
消音ぼけ, 20, 21, 24, 47, 62, 97, 98, 104
真空管結合方式, 37
信号対雑音比, 19
振幅比較方式, 61, 80, 87
- 垂直空中線効果, 20
垂直効果, 20
swing, 61, 62, 71
stand-by, 62, 69
スネルの法則, 109
- zero cleaning [sharpening] , 21, 62
センス決定, 34
船体ループ, 101
- 搜索コイル, 35, 43, 45, 48–56, 62, 68, 69, 72, 74, 93, 104
送信機の持ち回り試験, 92
zone of confusion [ambiguity] , 109, 111
- 大円通路, 108, 112, 113
大圈図, 112
tidal effect, 109
太陽黒点極大期, 34, 40
太陽黒点数, 9, 11
対流圏, 12
多重アドコック BT 方式, 47
多重 BT 方式, 45, 47, 48, 55, 62
単一同調回路増幅器, 73
単一方向決定, 34
単向決定, 14, 21, 26, 34–36, 38, 41, 62, 68, 69, 72, 75, 77, 78, 80, 81, 83, 109, 110
単向の quality, 35, 36
- 蓄積回路, 86
地表波, 13, 24–27, 33, 34, 38, 40, 108, 109
中性点, 22, 35, 37
—接地法 , 22, 35, 37
頂部負荷, 26, 27, 99
跳躍距離, 11
直流分再生器, 83
- 低域通過濾波器, 70, 71
D 層, 107, 108
DC モータ, 71
デッカ, 109
電圧伝達比, 18, 45, 60
電界強度, 7, 11, 13, 14, 18, 19, 31, 58, 63, 64, 86, 98
電気双極, 15
電氣的回転方式, 75
電磁切替装置, 67, 75
電磁誘導の法則, 13
電波監視, 12, 81
電離層, 9–12, 23, 25, 33, 34, 40, 91, 107–109
- 等価回路, 16, 17, 19, 27, 36, 37, 57
等角写像法, 101
等価雑音源, 63
同期整流器, 88
同期電動機, 84
等経(緯)度線, 112
導磁率(真空の), 7
時定数, 86, 88
トリガパルス, 74
- Nyquist の式, 57
- 2 相交流発生器, 75
2 相モータ, 70, 71
2 チャンネル-ブラウン管方式, 80
- 熱雑音, 63
熱雑音電圧, 57
- half convergency, 113
バイブレータ, 70
Heiligtage 効果, 108, 109
8 字形指向特性, 14, 20, 72
back-to-back 試験法, 50
波動インピーダンス, 29
波動方程式, 105
反共振, 15, 19, 60
反射係数, 9

- hunting, 69, 85
 BT 方式, 16, 19, 35, 40, 43, 44, 48, 57, 60, 77,
 80, 91, 93, 103
 —誤差 , 44, 46, 86, 91, 94
 Biot-Savart の法則, 54
 pisto nattuator 法, 52
 pick-up factor, 18–20, 26, 27, 32, 38, 44, 48, 57,
 60, 63
 pick-up ratio, 31
 日の出・日没線, 108
 微分回路, 78, 86
 180° の不確定, 14, 26, 34, 36
 標識電波, 11, 108
 標準電波, 108
 標準波, 28–31
 標準波誤差, 28, 31, 32, 40
 標準偏差, 63, 81, 82, 106–108, 114, 116
 表皮効果, 19, 50

 フェージング, 9, 10
 forward tilt, 9, 104
 不感地帯, 11, 34
 負饋還増幅器, 37
 不規則電離雲, 11, 108
 輻射抵抗, 14, 26, 98, 99
 push-pull 増幅器, 76
 ブロッキング発振器, 85
 分割巻き, 51
 分布巻き, 51–53, 55, 56

 閉回路導体, 94, 100, 101
 平衡変調器, 68–70, 77, 88, 90
 ベクトル・スコープ, 87
 ヘルツ・ダイポール輻射, 97
 変位電流効果, 16, 19, 21–23, 91
 偏波, 8–10, 25, 27–29
 円— , 8
 一角— , 8, 28
 —効果— , 28–34, 38, 39, 91, 92, 107, 109
 —誤差— , 27–29, 31–33, 92
 垂直— , 8, 9, 28, 29, 38, 40, 92, 104
 水平— , 8, 9, 27–29, 40
 楕円— , 8, 9, 28
 直線— , 8, 28
 平面— , 8

 方位線, 114–116
 方位標, 113

 方探, 7, 11–14, 18, 22, 25, 26, 34, 35, 38, 41,
 42, 49, 62–64 , 66–72, 75–77, 79–88,
 90–95, 99–101, 103, 104, 106, 109, 112,
 114, 115
 アドコック— , 33, 34, 62, 107
 —位置— , 91, 112, 113
 可視式— , 62
 可聴式— , 35, 62, 70
 —感度— , 62–64, 72, 74
 —空中線— , 59
 —誤差— , 91
 サーボ方式— , 69, 70
 最小感度— , 13, 109
 最大感度— , 109
 —指示角度— , 93
 自動— , 69, 71, 111, 121
 —測位— , 112
 等感度— , 66
 パルス— , 25, 34
 —ループ— , 95, 96, 100, 101, 103
 ループ— , 24, 25, 33, 34, 41, 107
 Watson-Watt— , 48, 82
 補正曲線, 44, 93, 94, 99, 103
 potentiometer 法, 50, 51
 ボルツマン定数, 57

 マーケータ (メルカトル) 図, 112, 113
 埋没水平導体, 104
 マルチバイブレータ, 80, 88
 単安定形— , 83

 無線航法, 109
 無線標識, 32, 113

 もどり現象, 93

 夜間効果, 23, 25, 107

 誘電率 (真空中の) , 7
 有能信号電力, 57

 容量平衡法, 21
 横ずれ, 25, 41, 91, 108

 羅針方位線, 113
 ラプラスの方程式, 101

 リング変調器, 67

 ループ空中線, 13–16, 19, 20, 22, 24–29, 33–39,
 41, 43, 56, 58, 62, 64, 65, 67–72, 75,

80–82, 84, 85, 87–89, 91, 92, 100, 103,
104

回転— , 57

共軸形複合— , 38, 39, 41, 107

共面形複合— , 38

磁心形— , 14

遮蔽— , 15, 18, 22, 23, 38

水平— , 24

非対称直交— , 103

平巻形— , 23

複合— , 15, 25, 38–40

補助— , 67

零感度位置, 68

零感度点, 14, 41, 50, 51, 62, 72

零感度方向, 106

resolver, 75

Lenz の法則, 100

rose distortion, 113

Rocke の方式, 47

ロラン, 81, 109

Watson-Watt 方式, 48, 56, 80–83, 89