

# 空電方位測定機の広帯域化について

岩 井 章

## I. 緒 言

今まで空電源の位置決定のため、空電方位測定機による三点交会法を行って来た。本観測に用いて来た空電方位測定機は同調型のもので、装置それ自身には問題となる程の誤差はないが空電の方位測定に於いては可成りの誤差が含まれているように思われる。此等外部の原因による誤差は擾乱誤差と偏波誤差に分れるが、その中所謂夜間誤差を起す下降空間波による偏波誤差は最近にも又問題として論じられている。然し此等の論議はすべて同調型のものであり、常に同調回路の Ringing の問題が付きまとうのであるが、或るものはこの影響を無視して議論を進め、他のものは Ringing のみを強調するため空電の方位測定に於ける偏波誤差の問題は未だ判然とはしていない。

此の問題を解決するためには次々と来る電離層多重

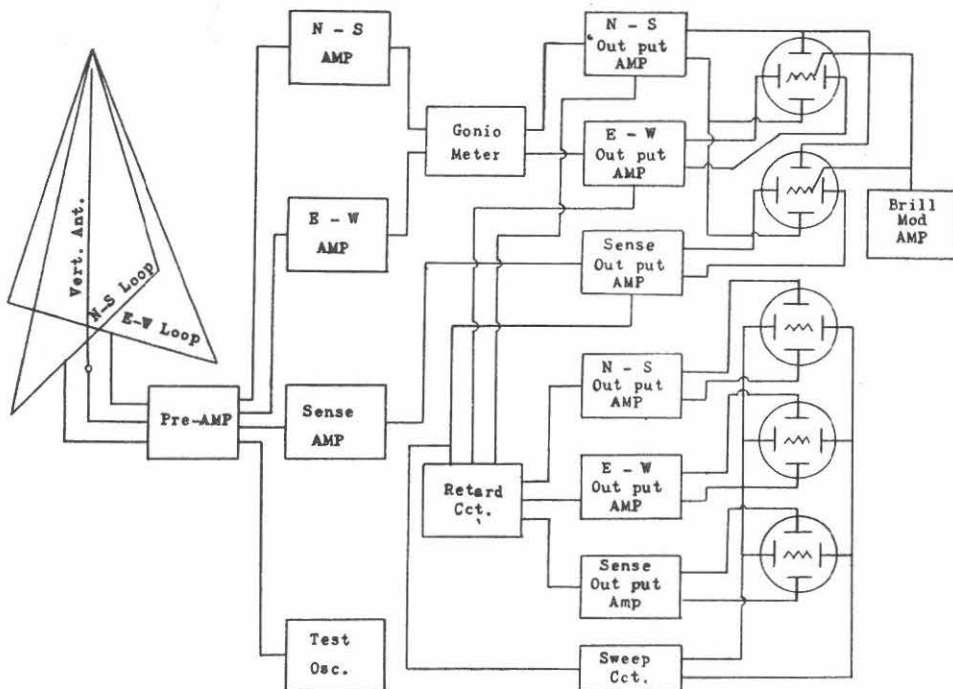
反射の空電パルスの時間間隔よりも短い分解能をもつ広帯域の方位測定機が必要であり、これと従来の同調型のものと比較して初めて偏波誤差の破究が可能となるものと思われる。

此のため、現在三チャンネル型の広帯域方位測定機の試作を進めているが、これによって実用上最も価値が大きいが然し従来殆んど信用出来る交会点の得られなかった数百 km 以下の空電源に対しても測定精度は向上することと思われる。

## II. 設計の方針と構成

空電の如き低い周波数領域で使用される指向性空中線は棒型空中線以外にないのでこれを使用する。棒型空中線の設計の下限を決めるものは同調型では干渉誤差であるが、帯域が広くなれば干渉誤差はなくなり、回路雑音がこれに代る。即ちその強度が回路雑音より

第 1 図 広帯域空電方位測定機の系統図



も 40db 以上も高い空電に対しては回路雑音による内部誤差を考慮する必要はない。従って測定しようとする空電が充分の強度で空中線出力端子に出て来るような空中線でなければならぬ。これは同調型空中線では極めて容易であるが、広帯域空中線系では広帯域化のため必然的に空中線の共振周波数を高くとり、空中線の感度を犠牲にしなければならないので相当むづかしくなる。このためなるべく実効高を高く取る必要上、その巻数を減じて断面積を増大しなければならないので勢い空中線は大型とならざるを得ない。そして空中線系を擾乱の少ない処に設置するため、空中線の直下に前置増巾器を置いて同軸ケーブルで信号を主増巾器まで導く。

本装置は方位測定の外、入射角、偏波をもしらべるために、三チャンネルとして垂直空中線チャンネルをもっており、方位二チャンネルにはゴニオメーターを備えて指向性の回転を可能にして方位像の解析を容易ならしめている。又、方位リサージュ図形の時間的順序を明らかにするため、各チャンネルの波形をも同時に取ることが出来る。

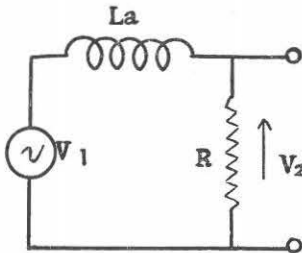
従って本装置の構成としては第 1 図の如くなる。

### III. 広 帯 域 受 信

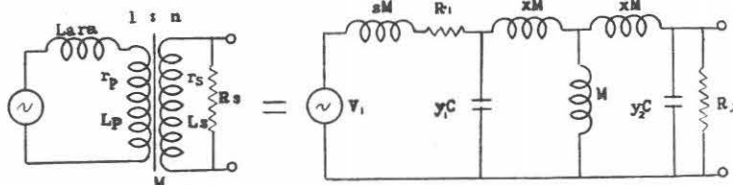
#### (a) 広帯域にわたり利得を一定にする方法

棒型空中線の実効高は周波数に比例しているの、普通に受信しては周波数の上昇と共に利得が上昇し、一様な利得が得られない。それは棒型空中線では電磁界の変化が微分されるからであるので、一度積分してもとにもどさなければならない。

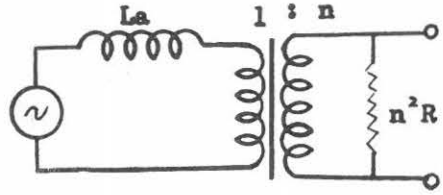
第 2 図 積分回路



第 4 図 空中線及び結合トランス回路及びその等価回路



第 3 図 結合トランスを挿入した積分回路



従って、一番簡単なものとして第 2 図を取り、その入力  $V_1$  を棒型空中線に誘起される電圧として

$$V_1 = e\omega K$$

とすれば ( $e$  は電界強度,  $K$  は定数) その出力  $V_2$  は回路定数を図面の如く取れば

$$V_2 = \frac{V_1 R}{R + j\omega L_a} = \frac{V_1}{1 + j\frac{\omega L_a}{R}} = j \frac{e\omega K}{1 + j\frac{\omega L_a}{R}}$$

今、 $\frac{\omega L_a}{R} \gg 1$  となる様にすれば

$$V_2 = \frac{RK}{L_a} e$$

となつて、出力電圧  $V_2$  は周波数に無関係に電界強度  $e$  に比例するので、一定利得の特性が得られる。

然し、これは極めて能率が悪いので結合トランスを挿入して第 3 図の如くして、Noise Figure を良好に保つ事にした方がよい。

#### b) 結合トランス

##### 1) 等価回路

空中線及び結合トランス回路とその各部の定数及びその二次側に換算した等価回路を第 4 図の如くする。

此処に

$$n^2 L_a = SM$$

$$n_2(r_a + r_p) = R_1$$

$$(1-k)L_s = xM$$

$$kL_s = M$$

$$R_s + r_s = R_2$$

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{MC}}$$

$$\delta = \frac{R_1}{\omega_0 M} = \omega_0 C R_1 = R_1 \sqrt{\frac{C}{M}}$$

$k$  は結合率,  $x$  は漏洩率,  $y_1$  及び  $y_2$  は容量率  $\delta$  は特性率とする.

等価回路に対して近似的に次の関係式が成立する.

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{V_2} &= (1+x) \left[ (1+\alpha+S) - \{2x(y_1\alpha+y_2)+S\} \Omega^2 \right. \\ &\quad \left. + 2xy_1y_2S\Omega_4 \right] - j(1+x) \left[ \frac{\delta}{\Omega} - (\delta+2x\frac{\alpha}{\delta} \right. \\ &\quad \left. + \alpha\frac{S}{\delta}) \Omega + (y_2\delta + \alpha\frac{S}{\delta}) 2xy_1\Omega^3 \right] \end{aligned}$$

本トランスは  $n$  の大きな昇圧トランスであるから  $y_1=C, y_2=1$  とおくことが出来る. 従って,

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{V_2} &= (1+x) \left[ (1+\alpha+S) - (2x+s)\Omega^2 \right] \\ &\quad - j(1+x) \left[ \frac{\delta}{\Omega} - (\delta+2x\frac{\alpha}{\delta} + \alpha\frac{S}{\delta}) \Omega \right] \end{aligned}$$

現在の使用状態では後述する如く  $\alpha \approx S$  であり, 且つ  $\alpha \gg x, x \gg \delta$  であり, 又考える帯域では常に殆んど

$\frac{\delta}{\Omega} \ll \frac{\alpha S}{\delta} \Omega$  であるから, 更に近似的に

$$\frac{V_1}{V_2} = (1+x) \left[ (1+\alpha+S) - S\Omega^2 \right]$$

$$+ j(1+x) \frac{\alpha S}{\delta} \Omega$$

従って

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_1}{V_2} \right| &= (1+x) \left[ \{ (1+\alpha+S) - S\Omega^2 \}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{\alpha S}{\delta} \Omega \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots \dots \dots (1) \end{aligned}$$

## 2) 周波数特性

今,  $e$  を電界強度,  $A$  を棒型空中線の断面積,  $N$  をその巻数,  $c$  を光速とすれば

$$V_1 = \frac{neAN\omega}{C} = \frac{neAN\omega_0}{C}$$

従って(1)式より

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{neAN\omega_0}{C(1+x)} \times \frac{1}{\left[ \left( \frac{1+\alpha+S}{\Omega} - S\Omega \right)^2 \right.} \\ &\quad \left. + \left( \frac{\alpha S}{\delta} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \end{aligned}$$

今  $V_2$  が最大なときは,  $\frac{1+\alpha+S}{\Omega} = S\Omega$  のときである. このときの  $\Omega$  を  $\Omega_m$  とし  $\Omega_m$  に対する  $V_2$  を  $V_{2m}$  とすると.

$$V_{2m} = \frac{neAN\omega_0}{C(1+x)} \frac{\delta}{\alpha S}, \quad \Omega_m = \sqrt{\frac{1+\alpha+S}{S}}$$

この  $V_{2m}$  に対する  $V_2$  の偏差をしらべると, それが周波数特性である.

$$\frac{V_2}{V_{2m}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\left( \frac{1+\alpha+S}{\Omega} - S\Omega \right)^2}{\left( \frac{\alpha S}{\delta} \right)^2}}}$$

この偏差を db で表わせば

$$20 \log \frac{V_2}{V_{2m}} = -10 \log \left[ 1 + \frac{\left( \frac{1+\alpha+S}{\Omega} - S\Omega \right)^2}{\left( \frac{\alpha S}{\delta} \right)^2} \right] \dots \dots \dots (2)$$

## 3) 最適巻数比 $n$ の決定

(2) 式の偏差の許容値を  $-L$  db と規定し, それに対する低域及び高域切断周波数をそれぞれ  $\omega_l, \omega_h$  とすると, 2式より

$$\left( \frac{\frac{1+\alpha+S}{\Omega} - S\Omega}{\frac{\alpha S}{\delta}} \right)^2 = \log^{-1} \frac{L}{10} - 1 = D^2 \text{ とおく}$$

と

$$D = \frac{\frac{1+\alpha+S}{\Omega} - S\Omega}{\frac{\alpha S}{\delta}}$$

$L$  と  $D$  の関係は

$L$ in db	$D$
0.5	0.35
1	0.58
1.5	0.64
2	0.77
2.5	0.88
3	1

低域領域 ( $\Omega < 1$ ) に対しては  $\omega_l$  について

$$\frac{\frac{1+\alpha+S}{\Omega_l} - S\Omega_l}{\frac{\alpha S}{\delta}} = D$$

高域領域 ( $\Omega > 1$ ) に対しては  $\omega_h$  について

$$\frac{\frac{S\omega_h}{\omega_0} - S\Omega_h}{\frac{\alpha S}{\delta}} = D$$

これより

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{S\omega_l\omega_l}{1+\alpha+S}}$$

$$\delta = D \sqrt{\frac{S\omega_l}{(1+\alpha+S)\omega_h}}$$

又,  $\delta = \omega_0 c n^2 (r_p + r_a)$  であるから

$$n = \sqrt{\frac{\delta}{\omega_0 c(r_p + r_a)}} \dots \dots \dots (3)$$

これで最適巻数比が決定される。

#### 4) Noise figure と impedance matching

空中線回路の雑音はすべて回路熱雑音であるとする  
と、空中線の  $S/N$  は  $h_l$  を空中線の実効高として、

$$(S/N)_{ant} = \frac{eh_l}{\sqrt{4kTr_aB}}$$

今、トランス二次側より電源側を見たときの等価電源電圧を  $V_2$ 、等価抵抗を  $R'$  とすると、二次側における  $S/N$  は

$$(S/N)_{2na} = \frac{V_2}{\sqrt{4kTR'B}}$$

従って、棒型空中線よりトランスを通り二次側端子までの noise figure は

$$F = \frac{\frac{eh_l}{\sqrt{r_a}}}{\frac{V_2}{\sqrt{R'}}} = \left\{ 1 + \frac{r_p}{r_a} + \frac{(r_a + r_p)^2 + (\omega L_a + \omega L_p)^2}{(\omega M)^2} \right. \\ \left. \times \frac{r_s'}{r_a} \right\}^{\frac{1}{2}}$$

此処に  $r_s' = (r_s + \frac{R_s}{Q_2^2})$  で  $R_s$  が並列に入ったときの損失である。今、 $Q_1 = \frac{\omega L_p}{r_p}$ ,  $Q_2 = \frac{\omega L_s}{r_s'}$ ,

$$k = \frac{M}{L_1 L_2} \text{ とすると}$$

$$F = \left[ 1 + \frac{2}{k^2 Q_2} \left( \frac{\omega L_a}{r_a} + \frac{1}{Q_1} \right) + \frac{1}{r_a Q_2 k^2} \left\{ \left( 1 + \frac{1}{Q_1^2} + \frac{k^2 Q_2}{Q_1} \omega L_p + \frac{(r_a^2 + \omega^2 L_a^2)}{\omega L_p} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \right]$$

今、 $F$  を最小ならしめる  $\omega L_p$  を求めると  $\frac{dF}{d\omega L_p} = 0$  として

$$\omega L_p = \sqrt{\frac{r_a^2 + \omega^2 L_a^2}{1 + \frac{1}{Q_1^2} + k^2 \frac{Q_2}{Q_1}}}$$

今、 $r_a \ll \omega L_a$ ,  $Q_1 \gg 1$ ,  $Q_2 \gg Q_1$  であるから、

$$L_p \div L_a$$

従って  $S \div 1$  のときが最も  $F$  が小さくなる。又、エネルギー伝送よりインピーダンス整合のときが最も能率が良いので

$$n^2(r_a + r_p) = R_s + r_s$$

これより  $\alpha = 1$  となる。設計指数である  $S$  及び  $\alpha$  が決まったので此の結合トランスは設計可能である。

#### 5) 位相特性

(1)式より電界強度  $e$  と  $V_2$  の間の位相特性は

$$\theta = \tan^{-1} \frac{1 + \alpha + S - S\Omega^2}{\frac{\alpha S}{\delta} \Omega}$$

それ故、低域では

$$\theta = \tan^{-1} \frac{(1 + \alpha + S)\delta}{\alpha S} \frac{1}{\Omega}$$

高域では

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\delta}{\alpha} \Omega$$

此の特性は  $RC$  結合増巾回路の位相特性と全く同じであるので、もう一つのチャンネルである垂直空中線に対しては同調型の様な位相変換回路を必要としない。

#### 6) 結合トランス実例

上の設計に基づいて製作したトランスの定数は次の通り。

設計要求値は、 $f_l = 1\text{KC}$ ,  $f_h = 100\text{KC}$ ,  $L = -1.5\text{dB}$ ,  $L_a = 275\mu\text{H}$ ,  $r_a = 0.33\Omega$ , である。

これに対し、トランスの方は

$L_p = 425\mu\text{H}$ ,  $r_p = 0.12\Omega$ , として

$\alpha = 1$ ,  $S = 0.65$ ,  $\delta = 0.0316$ ,  $C = 100\text{pF}$

$R_s = 8\text{K}\Omega$  として(3)式より  $n = 150$  を得る。かくて  $L_s = 9.7\text{H}$  となる。

$S = 0.65$  となったのはトランスの巻数が少ないためバランス等の点よりこれより巻数を減少させられないからである。

実用のトランスは2個を厳重に等しく作り湿気の影響を除くため真空封入し、端子はハーメティックシールの硝子ステム端子で出している。此のトランスの周波数特性の実験結果は第5図に示す。

### IV. 装置の概要

本広帯域方位測定機においては、空中線結合トランス出力において、既に必要な帯域が出ているので、このあとはその広帯域特性を害わない様にブラウン管を偏向させるまでに一様に増巾しさえすればよい。これは抵抗結合型の普通の増巾器で充分その目的を達し得るし、特別に目新しいものでもないので此等については簡略に省略して従来のものと異っている部分についてのみ述べる。

写真1は本装置の正面よりの写真である。

#### a) 空中線系

棒型空中線は広帯域とするため、なるべく共振周波数を上げ、然も実効高を高く取るため、露出型2回巻とし、構造の点より三角形直交空中線を採用した。この構造は1本の柱ですべてのものが構成出来るので都

第 5 図 空中線結合トランス周波数特性

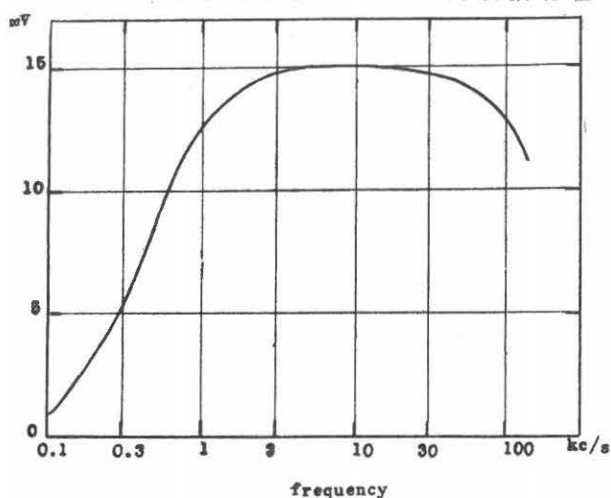
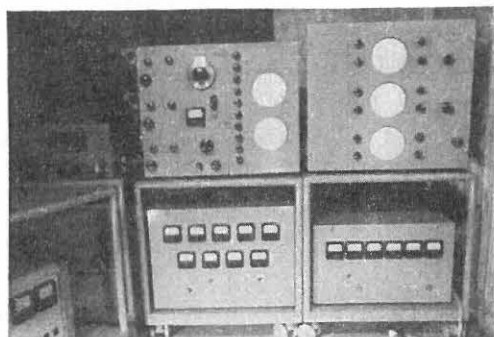


写真 1 広帯域空電方位測定機



合が良い。空中線柱は5吋の硬質塩化ビニールパイプ4mのもの4本を絡いで15.4mとし、下部は碍子で絶縁してある。支線は4個のパイプ接目より4本ずつ4.5mmのワイヤロープで取り、約4m毎に玉碍子を挿入してある。

棒型空中線は1mm7本撚りの、ビニール撚線を使用し、高さ15m、底辺20mである。センス用垂直空中線は、15m長さの2mm銅線4本を籠形にしてパイプ内側に挿入してある。

空中線各定数は次の通り、

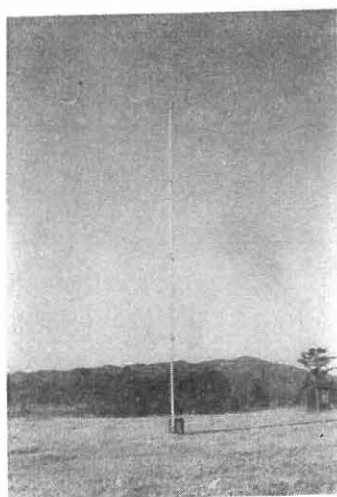
空中線	インダクタンス $L_a$	$Q$	直流抵抗	容量 $C_a$
N—S	275 $\mu$ H	5.3	0.33 $\Omega$	250pF
E—W	269 $\mu$ H	5.1	0.34 $\Omega$	
Sense				

空中線柱に硬質塩化ビニール管を使用することは無謀の様であるが、非磁性体の金属材料が入手出来な

ったので止むを得ず使用した。この程度の空中線ならば硬質塩化ビニール管で充分持つし、非常に安価である。然し支線は多く入れた方が良い。建柱のとき慎重にやる必要がある。建ててしまえば腐敗の心配はないし、スマートである。

写真2は、此の空中線を示す。

写真 2 三角形棒型空中線



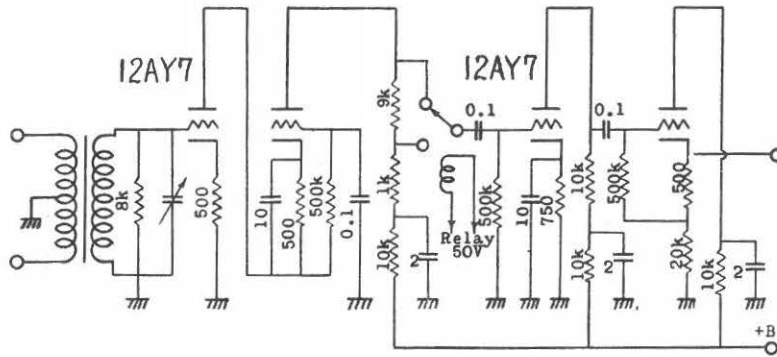
#### b) 前置増巾器

空中線出力を前置増巾器で増巾し、インピーダンス変換して主増巾器へ導く。前置増巾器では空中線でのS/Nを悪化させない様になければならない。測定周波数が低いので、真空管雑音に充分注意が必要であ

る。そのため 12AY7 を用い、ヒーターを直流加熱し、初段はカスコード接続としてある。測定レベルが低いので陽極電源は充分平滑されていないと set

noise が増大する。又結合トランスは最も誘導の少ない方向に取付けなければならない。第 6 図はその結線図である。

第 6 図 前置増巾器結線図



#### c) 主増巾器

前置増巾器よりの信号をブラウン管に供給するために主増巾器が必要である。空電は全通過帯域に亘って分布しており、全帯域の特性を 3 チャンネルとも同一に保たなければならない。主増巾器は基本的には電圧増巾回路と出力増巾回路に分れる。そしてその間にゴニオメーターを含んでいる。観測対象や空電強度が変化するため、3db ステップで 50db の減衰器を備えている。又、各チャンネル間の位相補正、増巾度調整は今までと同様の方式によっている。出力段は広帯域のため、トランス結合を廃して抵抗結合とした。このため、出力段は従来のものよりも一まわり大きな 12BH7A プッシュプル増巾とした。

#### d) ゴニオメーター

空中線系の指向性を回転させるため、従来は電磁ゴニオが使われていたが、これは結合係数が低く精度も悪い。此の様な低い周波数でしかも広帯域になると電磁型では実現困難である。このため、最近電子計算機用として開発された正弦余弦ポリウムを使用することにした。空中線系の指向性を回転させることは、此のような N-S, E-W の二つのチャンネル系においては、結局座標系の回転に外ならないから座標回転の方程式の計算回数を構成すればよい。又、2 チャンネル方式ではゴニオを入れる場所は 1 チャンネルの様に set の top に入れなくてむしろあとの方に入れる方が回転に伴う雑音等のトラブルを避けるとが出来る。第 7 図の如く結線して次式の計算を行なう。

$$\begin{cases} X = x \cos \theta - y \sin \theta \\ Y = x \sin \theta + y \cos \theta \end{cases}$$

X, Y 及び x, y をそれぞれ新旧の座標,  $\theta$  を回転角

とする。この 2 連正弦余弦ポリウムを  $\theta$  回転すれば、空中線系は  $\theta$  回転したと等価になる。正弦余弦ポリウムの精度は  $1^\circ$  以内であり、2 連の間の角度及び正弦余弦の間の角度精度に  $0.5^\circ$  以内である。全巻線抵抗は  $1K\Omega$  であり、使用周波数  $1 \sim 100KC$  では分布容量及び巻線インダクタンスが問題とならないように遮蔽には特に注意を払って製作されている。各正弦余弦出力の加算回路として真空管の負荷抵抗を共通にする方法をとった。本方式は負荷抵抗に比して真空管の内部抵抗が充分高くないと誤差を生ずるので三極真空管に充分の負帰還を加えて内部抵抗を負荷抵抗よりも 40db 以上になるようにしてある。これで加算のための誤差は 1% 以下になり、角度誤差を  $1^\circ$  以内に収めることが可能である。

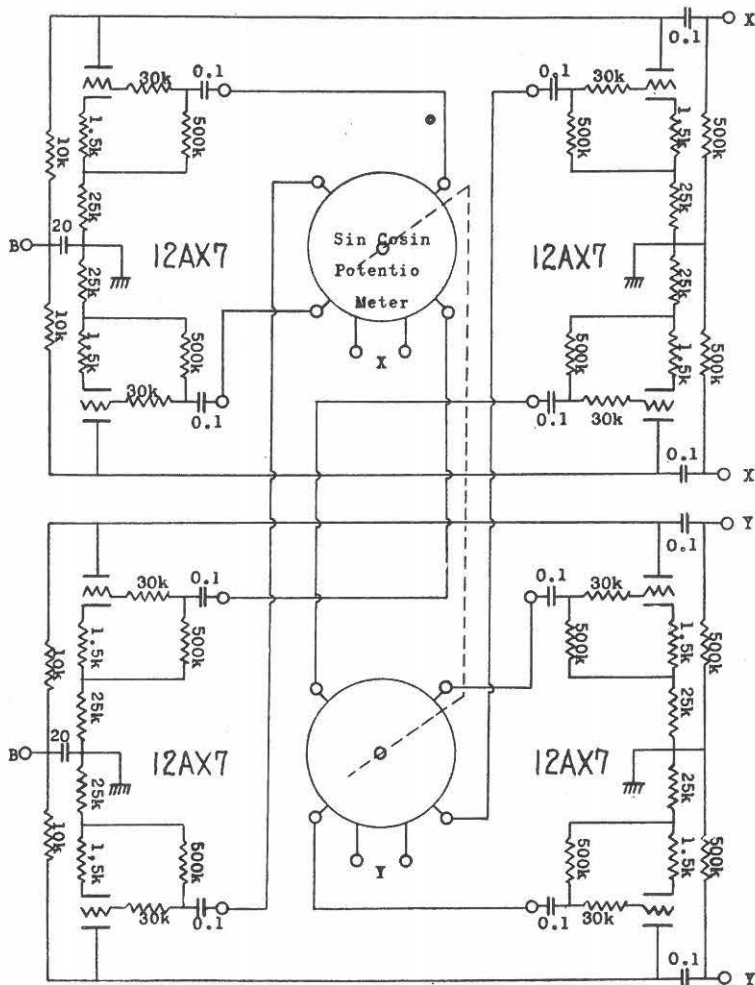
#### e) 輝度変調回路

本回路の構成は従来のものそのままを踏襲した。然し従来のものは方位像の切断特性が余り良好でなかった。唯、単方向のみを指示するだけならば問題はないが、偏波状態を知るためにはもっと急峻な切断特性を持たせなければならない。このため従来の直結リミッターを廃してダイオードによる圧縮器三段にした。此のため直結方式でなくコンデンサー結合方式が採用出来、然も良好な切断特性が得られ、その切断方向から到来方位を決定することが出来るようになった。

#### f) 多重遅延回路

複雑な方位像はその解析が困難であるから各チャンネルの波形を同時に撮らなければならない。波形を撮ることは波形測定機と全く同様の方式で良いのであり、今更問題はないけれども遅延回路を挿入しなけれ

第 7 図 座 標 回 転 計 算 回 路



ばならないので考えなければならない。各チャンネル毎に高価な遅延素子を使うことは経済的に不可能である。このため時分割方式の多重化により1個の遅延素子で3つの信号を遅延させることにした。時分割多重にも色々な方式があるが最も簡単な方式を採用する。この方式については既に報告してあるが、時分割切替として120KCの三相正弦波をそのまま用いゲートとPAMとを一度に行う方式である。このためゲートドビーム管6BN6を用いてラジアルビーム管と同様の動作を行わせる。これによって各チャンネル250 $\mu$ sec.の同一の遅延を取ることが可能であり、遅延素子による差がなくて好都合である。本回路を第8図に示す。

## V. 結 言

本広帯域方位測定機は偏波誤差研究のため製作した

が、現在製作を終り総合的に調整中であり未だデータは得られていない。現在2KC以下の低周波帯での誘導雑音が著しく濾波器の挿入が必要である。又、依佐美の17.44KCの発射頻度が最近非常に高くなって来たのでこの除去濾波器も必要と思われる。此等の対策のため当初の計画より幾分完成がおくれている。

終りに、金原所長の御指導に感謝する。又、本装置製作に協力された、杉山、加藤、山本、山脇の諸氏に感謝する。

## VI. 文 献

- (1) Khastgir. S. R. : Nature, Feb 8. 1958
- (2) Horner. F : Nature. June. 14. 1958
- (3) Tantry. B. A. P. & Srivastava R. S. : J. G. R. vol. 63 No. 3 Sept 1958

