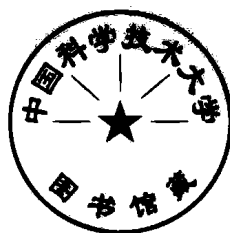


卫星地面站天线新技术研究

章日荣等 编著



国防工业出版社

内 容 简 介

本书对当前研制新一代的卫星地面站天线和其它类似的面天线(如微波接力通信天线、射电天文天线、遥感地面站天线等)系统中的某些重要新技术,如高纯极化天线、双圆极化校正器、波束波导、高效率馈源及自跟踪天线等进行较为深入的论述,并在结合实际工程应用中,提出了其分析、设计方法,列出了数学计算公式及有关的数据图表。

书中所包含的许多论述和公式在学术上具有一定的水平,对实际工程应用也有重要的参考和实用价值,已受到国内外有关部门和学者的好评。

本书中各章可自成系统,便于读者按需选阅,可供从事天线研究、设计的工程技术人员及有关高等院校师生参考使用。

卫星地面站天线新技术研究

章 日 荣 等 编 著

*

国防工业出版社出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

850×1168 $1/32$ 印张 6 151 千字

1982年8月第一版 1982年8月第一次印刷 印数: 0,001—3,300册

统一书号: 15034 2359 定价: 0.78元

目 录

第一章 卫星地面站自跟踪天线的电轴及交叉耦合系数	1
一、基本方程	2
二、电轴	4
三、比较器后的电轴及交叉耦合	9
第二章 反射镜天线的交叉极化与馈源性能的关系	13
一、天线的交叉极化与入射场的关系式	13
二、天线的交叉极化与馈源性能的关系	19
三、计算举例	24
第三章 高效率馈源	27
一、光壁多模喇叭	27
二、波纹喇叭	48
三、复合式多模喇叭	71
四、说明	80
第四章 高斯模展开法及波束波导	82
一、电磁场的基本表达式	82
二、高斯模表达电磁场传播特性的理论依据	84
三、高斯模的正交性	88
四、以高斯模族表示有限空间的电磁场	90
五、反射板的截获效率	93
六、几种常用的高斯模	102
七、波束波导计算	112
第五章 频谱复用双圆极化校正器的工作原理及误差分析	122
一、双圆极化校正器的工作原理	122
二、误差信号分析	123
三、极化校正器中各种偏差对极化校正效果的影响	130
第六章 椭圆极化波的矢量运算方法	138

一、极化单位矢和以极化单位矢表示任意极化的方法及其 运算规则	139
二、有关运算方法	140
第七章 反射镜天线中的各种偏差对天线增益影响 及其工程计算	155
一、反射镜轮廓偏差对增益的影响	155
二、反射镜轮廓偏差的分配	159
三、反射镜轮廓偏差的检测工具的精度	160
四、馈源偏移对天线增益的影响	165
五、最佳吻合线	170
六、用最佳吻合线法解天线偏焦扫描时的波束偏转因子及 增益损失	174
七、反射镜加工时的某些工装曲线	176
第八章 自跟踪双模螺旋天线	179
一、工作原理及基本表达式	179
二、电轴	183
三、控制信号及交叉耦合	185

第一章 卫星地面站自跟踪天线的电轴及交叉耦合系数

我们在《雷达测量技术》中曾介绍了利用 TM_{01} 模与 TE_{21} 模作自跟踪时天线的电轴漂移和交叉耦合（见本章的参考文献〔1〕）。但在该文中分析 TM_{01} 模时所采用模型的和差两通道均由叠 T 比较器后输出，和通道频带性能差，不利于宽频带工作，对于卫星通信是不适用的。如果令和通道不经比较器（如该文中的 TE_{21} 模所用的模型），则可大大改善和通道的频带特性，其几何示意图如图 1.1 所示。

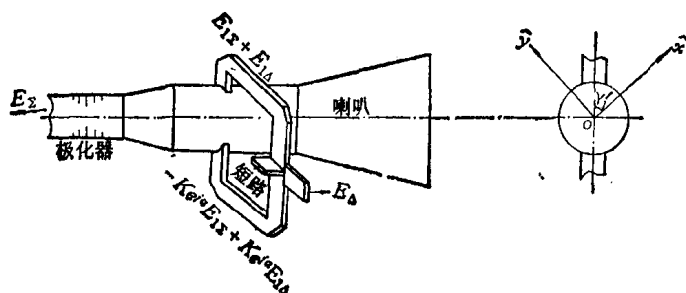


图 1.1 地面站自跟踪天线中的 TM_{01} 模耦合器

在图 1.1 中， TM_{01} 模是通过横槽与主通道（圆波导）耦合的。 $E_{1\Delta}$ 为进入横槽之差模， $E_{1\Sigma}$ 为进入横槽之和模。进入横槽的电磁波在比较器差臂（魔 T 的 H 臂）输出自跟踪的差信号 E_{Δ} 。两臂的幅度不平衡因子为 K ，相位不平衡因子为 α ，理想状况下应有 $K = 1$ ， $\alpha = 0$ 。所有通信及自跟踪用的和模信号 E_{Σ} 均从主通道的末端输出。

一、基本方程

卫星的来波及地面站天线的极化特性如图 1.2 所示。图中，卫星的来波极化椭圆长轴为 $A\hat{A}$ ，短轴为 $B\hat{B}$ ，地面站天线极化

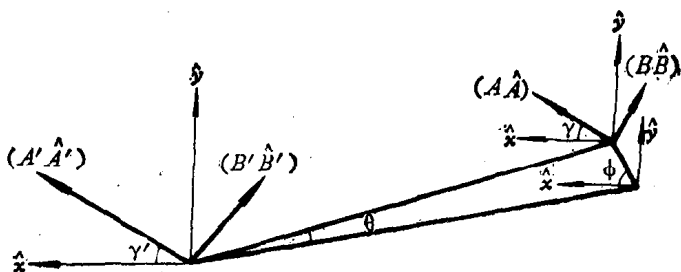


图1.2 来波及地面站天线的极化特性

椭圆长轴为 $A'\hat{A}'$ ，短轴为 $B'\hat{B}'$ ；各长短轴的单位向量为 $\hat{A}$ 、 $\hat{B}$ 、 $\hat{A}'$ 、 $\hat{B}'$ ，而各长短轴的模为 A 、 B 、 A' 、 B' ，即

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1+b}{\sqrt{2}\sqrt{1+b^2}} \\ B &= j \frac{1-b}{\sqrt{2}\sqrt{1+b^2}} \\ A' &= \frac{1+b'}{\sqrt{2}\sqrt{1+b'^2}} e^{-j \arctg \frac{1-b'}{1+b'} \tg \gamma'} \\ B' &= -j \frac{1-b'}{\sqrt{2}\sqrt{1+b'^2}} e^{-j \arctg \frac{1-b'}{1+b'} \tg \gamma'} \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

由式 (1.1) 可得卫星的来波的极化表达式为

$$\begin{aligned} \hat{P} &= \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt{1+b^2}} \{ [(1+b)\cos\gamma - j(1-b)\sin\gamma] \hat{x} \\ &\quad + [(1+b)\sin\gamma + j(1-b)\cos\gamma] \hat{y} \} \end{aligned}$$

地面站天线和模的极化表达式为

$$\begin{aligned}\hat{P}_z = & \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt{1+b'^2}} e^{-j \arctg \frac{1-b'}{1+b'} \tg \gamma'} \\ & \times \{[(1+b') \cos \gamma' + j(1-b') \sin \gamma'] \hat{x} \\ & + [(1+b') \sin \gamma' - j(1-b') \cos \gamma'] \hat{y}\}\end{aligned}$$

地面站天线 TM_{01} 模的方向图为

$$\bar{e}_\Delta = \mu \theta (\cos \phi \hat{x} + \sin \phi \hat{y})$$

式中 μ 为以同等功率的和模辐射场最大值归一化的差斜率。

进入地面站天线 TM_{01} 模耦合器横槽的和模的极化表达式为

$$\hat{P}_{1z} = \cos \gamma'_1 \hat{x} + \sin \gamma'_1 \hat{y}$$

式中 γ'_1 为 TM_{01} 模耦合器横槽的中心上的法线与 x 轴的夹角 (参看图 1.1)。

显而易见, 来波 $\hat{P}$ 在圆波导内激励起的和差模 (E_z , E_{1z} , $E_{1\Delta}$) 为

$$\begin{aligned}E_z &= |E_z| e^{j\psi_z} = 2 \hat{P} \cdot \hat{P}_z \\ &= \frac{2}{\sqrt{1+b^2} \sqrt{1+b'^2}} \sqrt{1+b^2 b'^2 + 2bb' \cos 2(\gamma - \gamma')} \\ &\quad \times e^{-j \left[\arctg \frac{1-b'}{1+b'} \tg \gamma' + \arctg \frac{1-bb'}{1+bb'} \tg (\gamma - \gamma') \right]} \quad (1.2)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}E_{1z} &= |E_{1z}| e^{j\psi_{1z}} = \hat{P} \cdot \hat{P}_{1z} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2} \sqrt{1+b^2}} \sqrt{1+b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)} \\ &\quad \times e^{-j \arctg \frac{1-b}{1+b} \tg (\gamma - \gamma'_1)} \quad (1.3)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}E_{1\Delta} &= |E_{1\Delta}| e^{j\psi_{1\Delta}} = \hat{P} \cdot \bar{e}_\Delta \\ &= \frac{\mu \theta}{\sqrt{2} \sqrt{1+b^2}} \sqrt{1+b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \phi)} \\ &\quad \times e^{-j \arctg \frac{1-b}{1+b} \tg (\gamma - \phi)} \quad (1.4)\end{aligned}$$

在主通道(圆波导)末端(和通道)输出的信号即为和模 E_s 。进入横槽的和差模 (E_{1x}, E_{1d}) 在比较器差通道(魔 TH 臂)输出的信号为

$$E_d = [C(1 - Ke^{j\alpha})E_{1x} + (1 + Ke^{j\alpha})E_{1d}] \quad (1.5)$$

式中, C 为横槽的和模耦合系数与差模耦合系数之比。

二、电 轴

跟踪时, 电轴位于式 (1.5) 的零值处 ($E_d = 0$)。为了便于计算电轴位置, 式 (1.5) 可写成

$$E_d = CE_{1x}[(1 - Ke^{j\alpha}) + \mu' \theta e^{j\psi}(1 + Ke^{j\alpha})] \quad (1.6)$$

式中

$$\mu' = \frac{\sqrt{1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \phi)}}{|C| \sqrt{1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)}} \mu \quad (1.7)$$

$$\begin{aligned} \psi = \phi + \operatorname{arctg} \frac{b \sin 2(\gamma - \phi)}{1 + b \cos 2(\gamma - \phi)} \\ - \operatorname{arctg} \frac{b \sin 2(\gamma - \gamma'_1)}{1 + b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)} - \gamma'_1 - \alpha_0 \end{aligned} \quad (1.8)$$

由式 (1.6), 令 $E_d = 0$, 得电轴的坐标为

$$\theta = \frac{|C|}{\mu} \sqrt{\frac{1 + K^2 - 2K \cos \alpha}{1 + K^2 + 2K \cos \alpha}} \sqrt{\frac{1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)}{1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \phi)}} \quad (1.9)$$

$$\begin{aligned} \phi = \operatorname{arctg} \frac{2K \sin \alpha}{-(1 - K^2)} - \operatorname{arctg} \frac{b + \sin 2(\gamma - \phi)}{1 + b \cos 2(\gamma - \phi)} \\ + \operatorname{arctg} \frac{b \sin 2(\gamma - \gamma'_1)}{1 + b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)} + \gamma'_1 + \alpha_0 \end{aligned} \quad (1.10)$$

式中 α_0 为 C 的相位。

当来波为理想圆极化, 即 $b = 0$, 则电轴位置为 θ_0 与 ϕ_0 , 即

$$\left. \begin{aligned} \theta_0 &= \frac{|C|}{\mu} \sqrt{\frac{1 + K^2 - 2K \cos \alpha}{1 + K^2 + 2K \cos \alpha}} \\ \phi_0 &= \operatorname{arctg} \frac{2K \sin \alpha}{-(1 - K^2)} + \gamma'_1 + \alpha_0 \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

在式 (1.11) 中, γ'_1 和 α_0 是常数, 但 K 和 α 随着气候条件的不同有微小的变化, 由此产生电轴位置的角变化量 δ 为

$$\delta = \sqrt{(d\theta_0)^2 + (\theta_0 d\phi_0)^2} = \frac{|C|}{2\mu} \sqrt{(dK)^2 + (K d\alpha)^2} \quad (1.12)$$

当来波的反旋极化分量 $b \neq 0$ 时, 电轴位置不仅与 K 、 α 有关, 而且与来波极化性质 b 、 γ 及模耦合器横槽位置 γ'_1 有关, 其电轴位置为式 (1.9) 和 (1.10) 所决定。当 b 和 γ 有较大的变化时, 电轴位置的平均值仍为 θ_0 、 ϕ_0 , 电轴坐标的变化量 $\Delta\theta$ 、 $\Delta\phi$ 及电轴位置的角变化量 δ 为

$$\left. \begin{aligned} |\Delta\theta| &\leq \theta_0 \frac{2b}{1 \pm b} \\ |\Delta\phi| &\leq 2 \operatorname{arctg} \frac{b}{\sqrt{1-b^2}} \\ \delta &= \sqrt{(\Delta\theta)^2 + (\theta_0 \Delta\phi)^2} \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

当 b 、 γ 只有微量的变化 Δb 、 $\Delta\gamma$ 时, 电轴位置的角变化量为

$$\begin{aligned} \delta &= \theta_0 \frac{\sqrt{2[1 - \cos 2(\phi - \gamma'_1)][4b^2(\Delta\gamma)^2 + (\Delta b)^2]}}{[1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \phi)]} \\ &\leq 2\theta_0 \frac{\sqrt{4b^2(\Delta\gamma)^2 + (\Delta b)^2}}{[1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \phi)]} \end{aligned} \quad (1.14)$$

当来波为椭圆极化时 ($b < 1$), 在空间上总有一点 (θ, ϕ) 使差通道的输出 E_Δ 为零, 即存在真零点。真零点的坐标位置 (θ, ϕ) 由式 (1.9) 和 (1.10) 决定。当来波的极化姿态 (b, γ) 有变化时, 真零点位置的变化 δ 由式 (1.13) 或式 (1.14) 决定。真零点存在的原因是差通道的输出 E_Δ 中的 $E_{1\Delta}$ 的大小随 θ 而变, 其相位随 ϕ 而变, 因此总可以存在一个位置使式 (1.5) 中含 $E_{1\Delta}$ 项与含 $E_{1\Sigma}$ 项相抵消。真零点的存在意味着在自跟踪时总存在一个不受比较器后相移影响的电轴 (这一点下面还要讨论), 因此在这种体制中, “零深” 失去了原来的含义, 它并非电轴上 E_Δ 的数

值 (在电轴上 $E_{\Delta} = 0$)。在这里我们需要给“零深”以新的含义, 即为在天线几何轴上差通道信号 E_{Δ} 与和通道信号 E_{Σ} 之比 ($|E_{\Delta}/E_{\Sigma}|_{\theta=0}$)。在 $\theta = 0$ 时, $E_{\Delta} = 0$, 故

$$\begin{aligned} \left| \frac{E_{\Delta}(\theta=0)}{E_{\Sigma}(0)} \right| &= \left| \frac{C(1 - Ke^{j\alpha})E_{\Sigma}}{E_{\Sigma}} \right| \\ &= \frac{|C|\sqrt{1+K^2-2K\cos\alpha}}{2\sqrt{2}} \\ &\quad \cdot \frac{\sqrt{1+b^2+2b\cos 2(\gamma-\gamma'_1)}\sqrt{1+b'^2}}{\sqrt{1+b^2b'^2+2bb'\cos 2(\gamma-\gamma')}} \quad (1.15) \end{aligned}$$

以式 (1.9) 代入, 得“零深”与电轴偏离角 θ 的关系为

$$\begin{aligned} \left| \frac{E_{\Delta}(\theta=0)}{E_{\Sigma}(0)} \right| &= \frac{\mu\theta}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{1+b^2+2b\cos 2(\gamma-\phi)}\sqrt{1+b'^2}}{\sqrt{1+b^2b'^2+2bb'\cos 2(\gamma-\gamma')}} \\ &\approx \frac{\mu\theta}{\sqrt{2}} \sqrt{1+b^2+2b\cos 2(\gamma-\phi)} \quad (1.16) \end{aligned}$$

式 (1.16) 表示了这个体制中, “零深”的新的工程意义, 即就是通过式 (1.16), 可以由“零深”计算出跟踪时电轴的偏离角。在工程上给定“零深”的指标或给定电轴偏离角的指标, 实际上是同一回事。

在对天线进行测试时, 往往采用线极化的信标天线 ($b = 1$), 但在实际工作时的信标又应该是圆极化的 ($b \ll 1$)。因此, 用线极化信标测得的结果要通过折算才能转化为工程实用时的结果。例如, 对于“零深”, 由式 (1.15) 可知, 从线极化信标 ($b = 1$, $\gamma = \gamma'_1$) 测得的数值要比实际应用时 ($b \approx 0$) 的数值大 2 倍 (即 6 dB)。在测量时, 如果地面站天线用线极化 ($b' = 1$, $\gamma = \gamma'$), 而由线极化信标 ($b = 1$, $\gamma = \phi = \gamma'_1$) 测得的“零深”要比实际使用时 ($b \approx 0$, $b' \approx 0$) 大 $\sqrt{2}$ 倍 (即 3 dB)。

在测量电轴时, 如果信标天线是线极化 ($b = 1$, $\gamma = \phi$, $\gamma = \gamma'_1$), $|E_{\Delta}|$ 最小值的位置为

$$\theta_1 = \frac{|C|}{\mu} \cdot \frac{|(1-K^2)\cos\alpha_0 + 2K\sin\alpha\sin\alpha_0|}{1 + 2K\cos\alpha + K^2} \quad (1.17)$$

由式 (1.17) 与式 (1.9) 相比较得

$$\frac{\theta_1}{\theta} = \frac{|(1-K^2)\cos\alpha_0 + 2K\sin\alpha\sin\alpha_0|}{\sqrt{(1-K^2)^2 + 4K^2\sin^2\alpha}} \quad (1.18)$$

式 (1.18) 即为用线极化信标测量所得的 $|E_\Delta|$ 最小时的位置 对几何轴的偏离角 θ_1 与实际使用时 ($b \approx 0$) 电轴对几何轴的 偏离角 θ 的比值, 并可见 $\theta_1 \leq \theta$ 。在 θ_1 时的 E_Δ 与在 $\theta = 0$ 时的 E_Δ 之比为

$$\left| \frac{E_\Delta(\theta_1)}{E_\Delta(0)} \right| = \left| \frac{(1-K^2)\sin\alpha_0 - 2K\sin\alpha\cos\alpha_0}{\sqrt{(1-K^2)^2 + 4K^2\sin^2\alpha}} \right| \quad (1.19)$$

由式 (1.18) 和 (1.19) 可得

$$\theta = \frac{\theta_1}{\sqrt{1 - \left| \frac{E_\Delta(\theta_1)}{E_\Delta(0)} \right|^2}} \quad (1.20)$$

因此, 用线极化信标 ($b = 1$, $\gamma = \phi$, $\gamma = \gamma'_1$) 测量所得的 θ_1 , $E_\Delta(\theta_1)$, $E_\Delta(0)$, 按式 (1.20) 可求得实际使用时 ($b \approx 0$) 电轴对几何轴的偏离角 θ 。还可以按上面所述, 由测得的“零深” $|E_\Delta(0)/E_z(0)|$ 折算到实际使用时 ($b \approx 0$, $b' \approx 0$) 的“零深”, 再按式 (1.16) 计算电轴的偏离角 θ 。

差斜率 S 为

$$S = \frac{d|E_\Delta|}{E_z} = \frac{\mu}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{1+b'^2} \sqrt{1+b^2+2b\cos 2(\gamma-\phi)}}{\sqrt{1+b^2b'^2+2bb'\cos 2(\gamma-\gamma')}} \quad (1.21)$$

当信标为圆极化, $\hat{P}_z$ 为圆极化 ($b \approx 0$, $b' \approx 0$) 时

$$S = \frac{\mu}{\sqrt{2}} \quad (1.22)$$

当信标为线极化 ($b = 1, \gamma = \phi, b' = 0$) 时

$$S = \sqrt{2} \mu \quad (1.23)$$

当信标为线极化, $\hat{P}_z$ 也为线极化 ($b = 1, \gamma = \phi = \gamma', b' = 1$) 时

$$S = \mu \quad (1.24)$$

因此, 当用线极化测量时, 要通过上述相应的式 (1.22)、(1.23) 和 (1.24), 把测得的结果 S 转化为实际使用时 ($b = 0, b' = 0$) 的差斜率。

除了上述讨论的诸因素可以引起电轴偏离外, 还有下述各因素也可以引起电轴偏离:

(1) 如果有场强为 Q (以和通道信号最大值 E_z 归一化) 的地面反射波进入差通道, 则引起电轴偏移为

$$\delta = \frac{\sqrt{2} Q}{\mu} \quad (1.25)$$

(2) 如果在馈源中因不连续性等原因引起和模转化为差模, 而转换功率比为 R^2 时, 则引起电轴偏移为

$$\delta = \frac{\sqrt{2} R}{\mu} \quad (1.26)$$

(3) 如果由和模转化的差模与原差模的传输相位差的变化量为 $\Delta\psi$, 则电轴偏移变化量为

$$\delta = \frac{\sqrt{2} R}{\mu} \Delta\psi \quad (1.27)$$

(4) 如果在馈源系统中传输到模耦合器时, 和模与差模有传输相位差变化量为 $\Delta\psi$, 则引起电轴偏移的变化量为

$$\delta = \theta_0 \Delta\psi \quad (1.28)$$

在作工程设计时, 我们可按式 (1.9)~(1.16) 估计比较器前不平衡的因子 K 、 α , 来波极化姿态 b 、 γ , 以及地面站天线极化姿态 b' 、 γ' 对电轴偏移的影响程度, 从而给定 K 、 α 、 b 、 b' 、

“零深”和差斜率等指标。还可以按式 (1.25)~(1.28) 估量地面反射、馈源中的不连续性以及环境温度变化时和差模的传输相位差的相对变化对电轴偏移的影响,以便在工程设计中留出足够的余量。

测量天线的电轴、“零深”、以及差斜率时,如果信标是圆极化,所得的结果可直接与式 (1.9)、(1.10)、(1.15)、(1.16)和 (1.21) 等相应的理论值进行比较;如果信标是线极化,所得结果需要通过式 (1.15)、(1.20)、(1.23) 和 (1.24) 进行折算,才能得到实际使用时的结果。

显而易见,由式 (1.9) 可知,当来波是线极化时 ($b = 1$, $\gamma - \phi = 90^\circ$), 自跟踪是不可能实现的。

三、比较器后的电轴及交叉耦合

差通道的信号 E_Δ 与和通道的信号 E_Σ 比相,则得到方位控制信号 U_H 和俯仰控制信号 U_V , 它们在数学上可表示为

$$\left. \begin{aligned} U_H &= R_e[E_\Delta E_\Sigma^* e^{-j\beta_H}] \\ U_V &= I_m[E_\Delta E_\Sigma^* e^{-j\beta_V}] \end{aligned} \right\} \quad (1.29)$$

式中 R_e ——表示实部;

I_m ——表示虚部;

β_H, β_V ——比较器后和差两通道的传输相位差。

以式 (1.2) 和 (1.5) 代入得

$$\left. \begin{aligned} U_H &= D\mu\theta\cos(\Phi_\Delta - \beta_H) + G\cos(\Phi_\Sigma - \beta_H) \\ U_V &= D\mu\theta\sin(\Phi_\Delta - \beta_V) + G\sin(\Phi_\Sigma - \beta_V) \end{aligned} \right\} \quad (1.30)$$

式中

$$D = \frac{\sqrt{2} \sqrt{1 + K^2 + 2K \cos \alpha}}{(1 + b^2) \sqrt{1 + b'^2}} \sqrt{1 + b^2 + 2b \cos 2(\gamma - \phi)} \\ \times \sqrt{1 + b^2 b'^2 + 2bb' \cos 2(\gamma - \gamma')}$$

$$G = \frac{\sqrt{2}|C|\sqrt{(1-K^2)^2+4K^2\sin^2\alpha}}{(1+b^2)\sqrt{1+b'^2}\sqrt{1+K^2+2K\cos\alpha}} \\ \times \sqrt{1+b^2+2b\cos 2(\gamma-\gamma_1')} \\ \times \sqrt{1+b^2b'^2+2bb'\cos 2(\gamma-\gamma')}$$

$$\Phi_{\Delta} = \psi_{\Delta} - \psi_{\Sigma} + \operatorname{arctg} \frac{K \sin \alpha}{1 + K \cos \alpha}$$

$$\Phi_{\Sigma} = \psi_{\Sigma} - \psi_{\Sigma} - \operatorname{arctg} \frac{2K \sin \alpha}{1 - K^2}$$

$$+ \alpha_c + \operatorname{arctg} \frac{K \sin \alpha}{1 + K \cos \alpha}$$

若 $U_H = 0$, $U_V = 0$ 时为电轴的位置, 即

$$\left. \begin{aligned} \theta &= -\frac{G \cos(\Phi_{\Sigma} - \beta_H)}{D\mu \cos(\Phi_{\Delta} - \beta_H)} \\ \theta &= -\frac{G \sin(\Phi_{\Sigma} - \beta_V)}{D\mu \sin(\Phi_{\Delta} - \beta_V)} \end{aligned} \right\} \quad (1.31)$$

$$\text{由式 (1.31) 得} \quad \sin(\Phi_{\Sigma} - \Phi_{\Delta}) \cos(\beta_H - \beta_V) = 0 \quad (1.32)$$

式 (1.32) 有两个解: 其一解为 $\Phi_{\Sigma} = \Phi_{\Delta} + \pi$ 及 $\theta = G/D\mu$, 它与式 (1.9)、(1.10) 相同, 为真电轴, 这表明了比较器后相移 β_H 和 β_V 不会影响电轴的位置, 因此对比较器后相移 β_H 、 β_V 的精度要求不高, 下文将可以看到 β_H 、 β_V 的精度应由交叉耦合系数确定; 另一解为 $\beta_H - \beta_V = \pm 90^\circ$, 这将使 U_H 或 U_V 有过大的交叉耦合系数, 这是不能允许的, 而且在调试过程中是不难发现和排除的。为了实现自跟踪并且快速收敛, 我们希望 U_H 中只有含 $\cos \phi$ 项而没有含 $\sin \phi$ 项, U_V 中只有含 $\sin \phi$ 项而没有含 $\cos \phi$ 项, 但是, 由于各种原因, 这种理想情况是不可能存在的。于是 U_H 中含 $\sin \phi$ 项的系数与含 $\cos \phi$ 项的系数之比称为交叉耦合系数 M_H , U_V 中含 $\cos \phi$ 项的系数与含 $\sin \phi$ 项的系数之比称为交叉耦合系数 M_V 。 M_H 、 M_V 是衡量跟踪收敛快慢的重要指标, 并且对

自跟踪时的动态精度有密切的关系，因此有必要推导 M_H 及 M_V 的表达式。

以

$$\begin{aligned} & \cos \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{1-b}{1+b} \right) \operatorname{tg} (\gamma - \phi) \right] \\ &= \frac{(1+b) \cos (\gamma - \phi)}{\sqrt{1+b^2+2b \cos 2(\gamma - \phi)}} \end{aligned}$$

代入式 (1.30) 并对 E_z^2 归一化，以消除距离的影响，得

$$\begin{aligned} U_H = & \frac{\sqrt{1+K^2+2K \cos \alpha} \sqrt{1+b'^2}}{2 \sqrt{2} \sqrt{1+b^2 b'^2+2bb' \cos 2(\gamma - \gamma')}} \\ & \times \mu \theta (\cos \phi + M_H \sin \phi) \\ & \times [\cos \Delta \phi_H (1+b \cos 2\gamma) - b \sin \Delta \phi_H \sin 2\gamma] \\ & + \frac{|C| \sqrt{(1-K^2)^2+4K^2 \sin^2 \alpha} \sqrt{1+b'^2}}{2 \sqrt{2} \sqrt{1+K^2+2K \cos \alpha}} \rightarrow \\ & \leftarrow \frac{\sqrt{1+b^2+2b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)}}{\sqrt{1+b^2 b'^2+2bb' \cos 2(\gamma - \gamma')}} \\ & \times \cos (\Phi_z - \beta_H) \end{aligned} \quad (1.33)$$

$$\begin{aligned} U_V = & \frac{\sqrt{1+K^2+2K \cos \alpha} \sqrt{1+b'^2}}{2 \sqrt{2} \sqrt{1+b^2 b'^2+2bb' \cos 2(\gamma - \gamma')}} \\ & \times \mu \theta (\sin \phi + M_V \cos \phi) \\ & \times [\cos \Delta \phi_V (1-b \cos 2\gamma) + b \sin \Delta \phi_V \sin 2\gamma] \\ & + \frac{|C| \sqrt{(1-K^2)^2+4K^2 \sin^2 \alpha} \sqrt{1+b'^2}}{2 \sqrt{2} \sqrt{1+K^2+2K \cos \alpha}} \rightarrow \\ & \leftarrow \frac{\sqrt{1+b^2+2b \cos 2(\gamma - \gamma'_1)}}{\sqrt{1+b^2 b'^2+2bb' \cos 2(\gamma - \gamma')}} \\ & \times \sin (\Phi_z - \beta_V) \end{aligned} \quad (1.34)$$

式中

$$M_H = \frac{b \cos \Delta \phi_H \sin 2\gamma - \sin \Delta \phi_H (1 - b \cos 2\gamma)}{\cos \Delta \phi_H (1 + b \cos 2\gamma) - b \sin \Delta \phi_H \sin 2\gamma} \quad (1.35)$$

$$M_V = \frac{b \cos \Delta \phi_V \sin 2\gamma + \sin \Delta \phi_V (1 + b \cos 2\gamma)}{\cos \Delta \phi_V (1 - b \cos 2\gamma) + b \sin \Delta \phi_V \sin 2\gamma} \quad (1.36)$$

$$\begin{aligned} \Delta \phi_H = & -\operatorname{arctg} \frac{b' \sin 2\gamma'}{1 + b' \cos 2\gamma'} - \operatorname{arctg} \frac{bb' \sin 2(\gamma - \gamma')}{1 + bb' \cos 2(\gamma - \gamma')} \\ & + \operatorname{arctg} \frac{K \sin \alpha}{1 + K \cos \alpha} - \beta_H \end{aligned} \quad (1.37)$$

$$\begin{aligned} \Delta \phi_V = & -\operatorname{arctg} \frac{b' \sin 2\gamma'}{1 + b' \cos 2\gamma'} - \operatorname{arctg} \frac{bb' \sin 2(\gamma - \gamma')}{1 + bb' \cos 2(\gamma - \gamma')} \\ & + \operatorname{arctg} \frac{K \sin \alpha}{1 + K \cos \alpha} - \beta_V \end{aligned} \quad (1.38)$$

在调试时, 应调节 β_H 及 β_V 使 M_H 及 M_V 最小。显而易见, β_H 、 β_V 和 b 、 b' 、 α 均应是远小于 1 的数值, 因此上面所述的 $\beta_H - \beta_V = \pm 90^\circ$ 在调试后是不存在的。在工程设计中, 可以根据交叉耦合系数 M_H 和 M_V 的允许值, 按式 (1.35)~(1.38) 给定 b 和 b' 的指标及给定比较器后相移 β_H 和 β_V 的范围及精度。由于 β_H 和 β_V 与电轴无关, 因此 β_H 和 β_V 的精度是可以放宽的, 其误差 $\Delta \beta_H$ 和 $\Delta \beta_V$ 甚至可以放宽到 $\pm 20^\circ$ 以内。

式 (1.33) 和 (1.34) 的第二项与 θ 和 ϕ 无关, 它们是标志电轴偏移的数值。换句话说, 如果把坐标原点平移至式 (1.9) 和 (1.10) 的 (θ, ϕ) , 式 (1.33) 和 (1.34) 中的第二项均可消失。我们也可以在方位及俯仰控制的通道中, 分别加入相应的固定电压与这两项相抵消, 使电轴与几何轴重合。

参 考 文 献

- [1] “圆波导多模自跟踪系统的电轴漂移和交叉耦合”, 雷达测量技术, 1973年第 2 期, 第 1~20 页。