

矩形微带天线用于飞机测高

张 贤 铎

提 要 本文根据使用部门提出的如下要求：①改善低空无线电高度表在飞行中的摆动；②将外露的飞机无线电高度表天线改成与安装面共形的或低剖面的天线以改善高速飞机的空气动力性能并减少地面碰坏的可能性。对矩形微带天线用于飞机测高作了初步的理论和实验研究，经飞行试验表明在平飞时无线电高度表摆动情况明显改善。

一、引 言

现在装备飞机的调频体制的低空无线电高度表存在一个普遍的问题是在飞行过程中的摆动，在丘陵或城市上空这种摆动更为严重，使之失去实用价值。产生这种摆动的主要原因之一是多途径反射的结果，而多途径接收的主要原因又是原机上天线波瓣起伏或分裂造成的。当然，克服多途径造成摆动的办法是多方面的，例如在电路中采用跟踪滤波器的办法等。但是，直接地改善天线性能，消除较大的波瓣起伏和分裂的因素也是简便有效的办法。鉴于微带天线的低剖面 and 弱耦合特性^[1]，拟将原有的水平对称振子天线改成矩形微带天线并适当调整其安装取向，通过试飞来判定其对克服低空摆动是否有效。至于共形或低剖面性能，则采用微带天线自然比原水平对称振子优越得多。

二、理 论 依 据

矩形微带天线的结构如图 1 所示，其顶视尺寸如图 2。天线的激励可以用图 2 所示

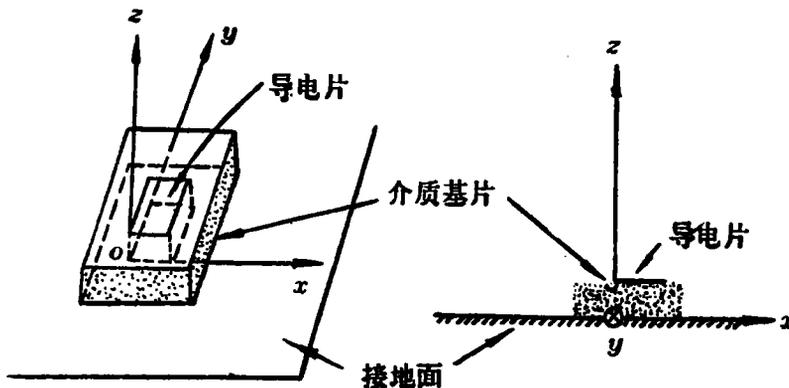


图 1 矩形微带天线结构示意图

的微带线,也可以在与辐射边垂直的中心线上某点从背部穿过介质基板进行。

可以将微带天线元中的场看成是由入射的和反射的 TEM 波的合成^[1]。每个 TEM 波电场只有 E_z 分量,磁场只有 H_x 分量。这样,一个矩形微带天线可以看成是一个矩形波导腔,腔的截面如图 3 所示,它是在 $y=0$ 和 $y=b$ 处附加的边界形成的。显然,在

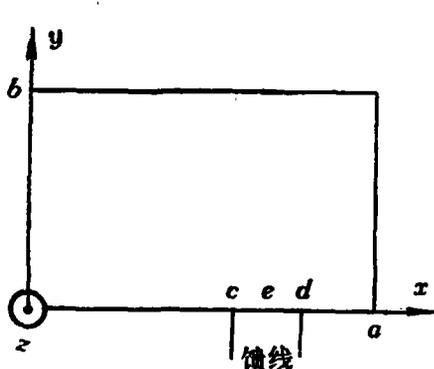


图 2 导电片部分顶示尺寸

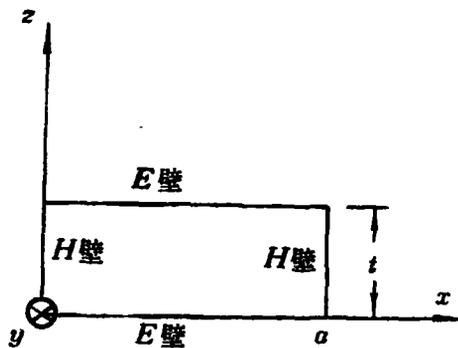


图 3 波导腔截面

$Z=0$ 和 $Z=t$ 处以电壁为界, t 为基板厚度。在 $x=0$, $x=a$, $y=0$ 以及 $y=b$ 处以磁壁为界。根据等效原理,微带馈线可以用平行 Z 轴的电流源代替,如图 4 所示。这样,求微带天线的内场问题便归结为求满足上述近似边界条件下的矩形波导腔问题了。

在该腔中电场的解只有 E_z 分量,磁场的解由电磁感应定律得出,即

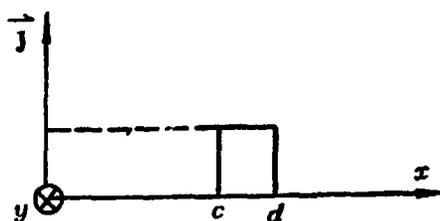


图 4 馈线的等效

$$E_z = \sum_{n=0}^{\infty} \left[A_n^+ \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_n y} + A_n^- \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{+j\beta_n y} \right] \quad (1a)$$

$$H_x = \sum_{n=0}^{\infty} \left[A_n^+ \frac{\beta_n}{\omega\mu} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_n y} - A_n^- \frac{\beta_n}{\omega\mu} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{+j\beta_n y} \right] \quad (1b)$$

$$H_y = \sum_{n=0}^{\infty} \left[A_n^+ \frac{j}{\omega\mu} \left(\frac{n\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_n y} + A_n^- \frac{j}{\omega\mu} \left(\frac{n\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{+j\beta_n y} \right] \quad (1c)$$

其中

$$\beta_n = \begin{cases} \sqrt{k^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}, & k > \frac{n\pi}{a} \\ -j\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - k^2}, & k < \frac{n\pi}{a} \end{cases} \quad k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (1d)$$

这里假定场随时间按 $e^{+j\omega t}$ 变化,则 $e^{-j\beta_n y}$ 表示沿 $+y$ 方向的波, $e^{+j\beta_n y}$ 表示沿 $-y$

方向的波。

因为在 $y=b$ 处, 有 $H_x=0$, 则由(1b)式得

$$A_n^+ = A_n^- e^{-j2\beta_n b} \quad (2)$$

将(2)式代入(1)式, 可得

$$E_z = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos\beta_n(y-b) \quad (3a)$$

$$H_x = \frac{-j}{\omega\mu} \sum_{n=0}^{\infty} A_n \beta_n \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \sin\beta_n(y-b) \quad (3b)$$

$$H_y = \frac{j}{\omega\mu} \sum_{n=0}^{\infty} A_n \left(\frac{n\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos\beta_n(y-b) \quad (3c)$$

其中

$$A_n = 2A_n^- e^{j\beta_n b}$$

利用前述等效原理所得的激励条件待定系数 A_n 如下^[2]:

由

$$\vec{J} = \begin{cases} J \hat{u}_z & (c < x < d, y=0) \\ 0 & \text{其他各处} \end{cases} \quad (4)$$

当取 \hat{n} 为磁壁上外向单位法线矢量时就要求

$$\vec{H}_x = H_x \hat{u}_x = \begin{cases} -J \hat{u}_z & (c < x < d, y=0) \\ 0 & \text{其他各处} \end{cases} \quad (5)$$

才能满足

$$\vec{J} = \hat{n} \vec{H} \times \hat{n} = -\hat{n} \times \vec{H} \quad (6)$$

$$\vec{H} = H_x \hat{u}_x + H_y \hat{u}_y \quad (7)$$

故在 $y=0$ 处的边界条件为

$$H_x(x, 0) = \begin{cases} -J & (c < x < d, y=0) \\ 0 & \text{其他各处} \end{cases} \quad (8)$$

在 $y=0$ 处把 H_x 以 $\left\{\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\right\}$ 系列展开, 即令:

$$H_x(x, 0) = H_0 + \sum_{n=1}^{\infty} H_n \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right), \quad 0 \leq x \leq a$$

利用 $\left\{\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\right\}$ 系列的正交性可以求得:

$$H_0 = -J(d-c)/a$$

$$H_n = -\frac{4J}{n\pi} \left[\sin\frac{n\pi}{2a}(d-c) \right] \left[\cos\frac{n\pi}{2a}(d+c) \right] = -\frac{4J}{n\pi} R_n$$

其中

$$R_n = \left[\sin\frac{n\pi}{2a}(d-c) \right] \left[\cos\frac{n\pi}{2a}(d+c) \right] \quad (9)$$

故有

$$H_x(x, 0) = -\frac{J(d-c)}{a} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4JR_n}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \quad (10)$$

又在(3b)式中令 $y=0$, 可得

$$H_x(x, 0) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j\beta_n}{\omega\mu} A_n \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cdot \sin\beta_n b \quad (11)$$

其中 $\beta_n^2 = k^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2$, 即有 $\beta_0 = k$

比较(10)和(11)式, 得出

$$A_0 = j\omega\mu J \frac{(d-c)}{aksinkb} \quad (12a)$$

$$A_n = j\omega\mu J \frac{4R_n}{n\pi\beta_n \sin\beta_n b}, \quad n=1, 2, \dots \quad (12b)$$

根据(12)式得出 A_n 后, 代入(3)式即可求出矩形微带天线的内场分布。

内场一旦确定, 则在 $(x, y) = (0, y)$, (a, y) , $(x, 0)$ 和 (x, b) 边界上的磁流密度 \vec{k} 的分布可由下式求出:

$$\vec{k} = \hat{n} \times \hat{u}_z E \quad (13)$$

对应于

$$\beta_n \sin\beta_n b = 0, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (14)$$

或 $k_{nm}^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2$, m, n 为整数的频率为相应模式的谐振频率。

对于基模 $n=0, m=1$ 情况下的磁流密度分布情况如图 5 所示, 为便于计算方向性函数, 将坐标原点置于矩形微带天线的中心, 则有

$$\left. \begin{aligned} \vec{k}\left(x, -\frac{b}{2}\right) &= \hat{u}_x A_0 \\ \vec{k}\left(x, \frac{b}{2}\right) &= \hat{u}_x A_0 \\ \vec{k}\left(\frac{a}{2}, y\right) &= \hat{u}_y A_1 \cos\beta_1\left(y - \frac{b}{2}\right) \\ \vec{k}\left(-\frac{a}{2}, y\right) &= \hat{u}_y A_1 \cos\beta_1\left(y + \frac{b}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

若取定求远场的坐标关系如图 6 所示, 则电矢位函数 \vec{F} 可由磁流密度 \vec{k} 的分布求出, 即

$$\vec{F}(\vec{r}) = \iiint_v \frac{\vec{k}(\vec{r}') e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|} dv' \quad (13)$$

由于磁流仅在表面, 上述体积积分可化简为

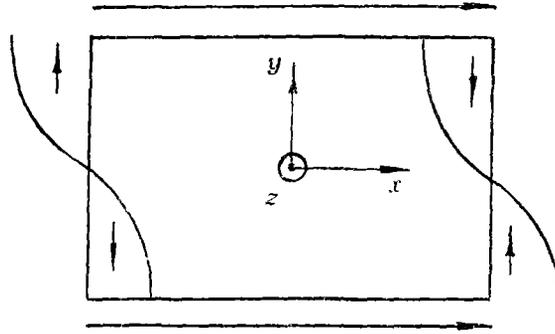


图 5 $n=0, m=1$ 模的磁流密度分布

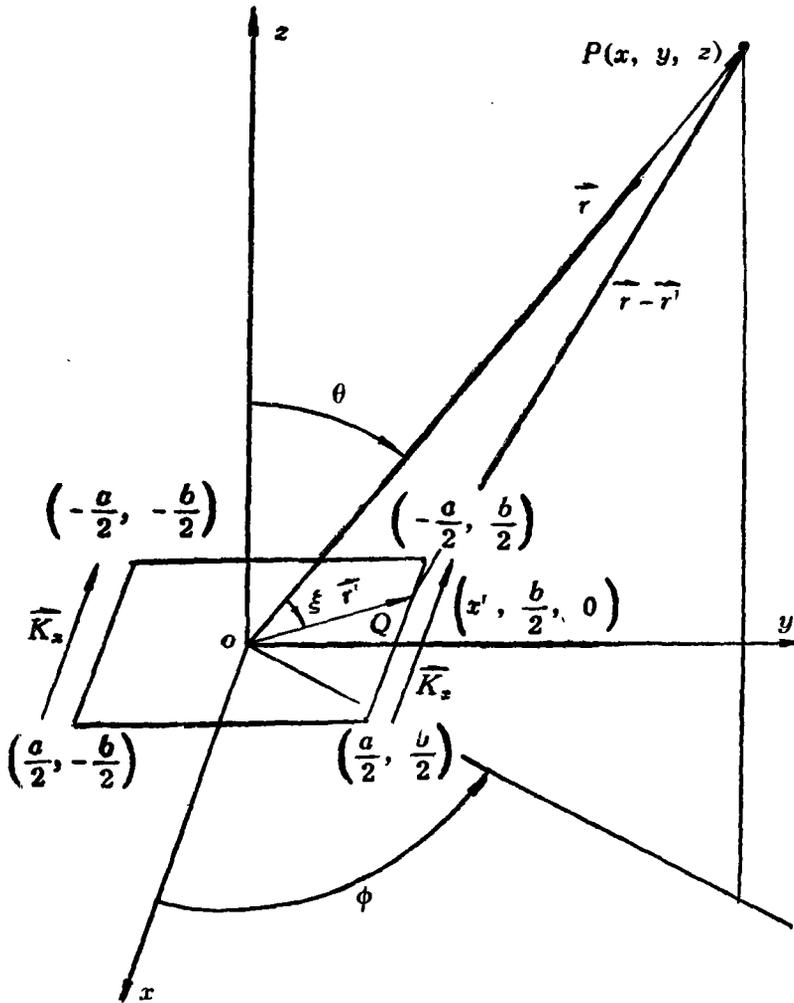


图 6 求远场的坐标关系

$$\vec{F}(\vec{r}) = \iint_s \frac{\vec{k} e^{-jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'|}}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} \cdot ds \quad (14)$$

由于 E_z 在 Z 向无变化, 因此 \vec{k} 也无 Z 向变化, 上式进一步简化为

$$\vec{F}(\vec{r}) = t \cdot \int_l \frac{\vec{k} e^{-jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'|}}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} dl \quad (15)$$

其中 \vec{r} 是由原点到观察点 P 的矢量, \vec{r}' 是由原点到场源上 Q 点的矢量。因为 $r \gg r'$, 所以幅度因子中可以用 r 代替 $|\vec{r} - \vec{r}'|$, 在相位因子中则有 $|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r - r' \cos \xi$, 在直角坐标系中

$$\begin{aligned} r' \cos \xi &= \frac{\vec{r} \cdot \vec{r}'}{r} = \frac{1}{r} [x' r \cos \phi \sin \theta + y' r \sin \phi \sin \theta + z' \cos \theta] \\ &= x' \cos \phi \sin \theta + y' \sin \phi \sin \theta \end{aligned} \quad (16)$$

考虑到假设的无限大接地面的存在

$$\vec{k}(r') = 2 \hat{n} \times \hat{u}_z E \quad (17)$$

由于磁流只有 x 分量, 所以电矢位函数也只有 x 分量。 \vec{k} 在 $x = \pm \frac{a}{2}$ 时虽不为零, 但在空间作用互相抵消。于是由(15), (16), (17)式得

$$\begin{aligned} \vec{F}_x &= \frac{t e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left[\int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} (-2A_0) e^{jk_0 \left(x' \sin \theta \cos \phi + \frac{b}{2} \sin \theta \sin \phi \right)} dx' \right. \\ &\quad \left. + \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} (-2A_0) e^{jk_0 \left(x' \sin \theta \cos \phi - \frac{b}{2} \sin \theta \sin \phi \right)} dx' \right] \hat{u}_x \end{aligned} \quad (18)$$

由坐标关系

$$\left. \begin{aligned} F_\theta &= F_x \cos \phi \cos \theta \\ F_\phi &= -F_x \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

得

$$F_\theta = 2A_0 \frac{t e^{-jk_0 r}}{\pi r} \cdot \frac{\cos \left(k_0 \frac{b}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \sin \left(k_0 \frac{a}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \theta}{k_0 \sin \theta} \quad (20)$$

$$F_\phi = -2A_0 \frac{t e^{-jk_0 r}}{\pi r} \cdot \frac{\cos \left(k_0 \frac{b}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \sin \left(k_0 \frac{a}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cdot \sin \phi}{k_0 \sin \theta \cos \phi} \quad (21)$$

由公式

$$\left. \begin{aligned} E_\theta &= jk_0 F_\phi \\ E_\phi &= -jk_0 F_\theta \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

将(20), (21)式代入(22)式得

$$E_{\theta} = -j2A_0t \frac{e^{-jk_0r}}{\pi r} \cdot \frac{\cos\left(k_0 \frac{b}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \sin\left(k_0 \frac{a}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \cdot \sin\phi}{\sin\theta \cos\phi} \quad (23)$$

$$E_{\phi} = -2jA_0t \frac{e^{-jk_0r}}{\pi r} \cdot \frac{\cos\left(k_0 \frac{b}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \sin\left(k_0 \frac{a}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \cdot \cos\theta}{\sin\theta} \quad (24)$$

$$H_{\phi} = E_{\theta}/120\pi, \quad H_{\theta} = -E_{\phi}/120\pi \quad (25)$$

$$|E| = \sqrt{E_{\theta}^2 + E_{\phi}^2} \quad (26)$$

(23)~(26)式为远区场表达式，从中可以得出所关心的方向性函数为：

$$f_{E_{\theta}}(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(k_0 \frac{b}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \sin\left(k_0 \frac{a}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \cdot \sin\phi}{\sin\theta \cdot \cos\phi} \quad (27)$$

$$f_{E_{\phi}}(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(k_0 \frac{b}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \cdot \sin\left(k_0 \frac{a}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \cdot \cos\theta}{\sin\theta} \quad (28)$$

由(27)，(28)式可知，当 $\theta=0^\circ$ 时 $f_{E_{\theta}}$ ， $f_{E_{\phi}}$ 以及 $\phi=90^\circ$ 时 $f_{E_{\theta}}$ 有极值，分别为

$$\lim_{\theta \rightarrow 0} f_{E_{\theta}}(\theta, \phi) = k_0 \frac{a}{2} \sin\phi \quad (29)$$

即

$$f_{E_{\theta}}(\theta, \phi)_{\max} = k_0 \frac{a}{2}, \quad (\text{当 } \phi=90^\circ \text{ 时}) \quad (30)$$

$$\lim_{\phi \rightarrow 0} f_{E_{\phi}}(\theta, \phi) = k_0 \frac{a}{2} \cos\phi \quad (31)$$

即

$$f_{E_{\phi}}(\theta, \phi)_{\max} = k_0 \frac{a}{2} \quad (\text{当 } \phi=0^\circ \text{ 时}) \quad (32)$$

又

$$\lim_{\phi \rightarrow 90^\circ} f_{E_{\theta}}(\theta, \phi) = k_0 \frac{a}{2} \cos\left(k_0 \frac{b}{2} \sin\theta\right) \quad (33)$$

当 $\theta=0$ 时得到与(30)式同样结果。

由(29)~(33)式可以看出，对于 $n=0$ ， $m=1$ 的矩形微带天线， $E_{\theta \max}$ 出现在 $\theta=0^\circ$ ， $\phi=90^\circ$ 之时，而 $E_{\phi \max}$ 出现在 $\theta=0^\circ$ ， $\phi=0^\circ$ 之时。这就表明在垂直于微带天线平面的方向上有最大的辐射，这一点正是测高天线所必须具备的，因此也是用这种微带天线取代现用飞机高度表天线成为可能的理论依据。

作为工程设计，最关心的是 E 面和 H 面方向图。在本设计中， E 面是指 $\phi=90^\circ$ 时的 E_{θ} 的方向图，而 H 面是指 $\phi=0^\circ$ 时的 E_{ϕ} 方向图。将相应的方向性函数求极值并归一化后得：

$$F_{E_{\theta}}(\theta, \phi) / \phi=90^\circ = \cos\left(k_0 \frac{b}{2} \sin\theta\right) \quad (34)$$

$$F_{E_{\phi}}(\theta, \phi) / \phi=0^\circ = \frac{1}{k_0 \frac{a}{2}} \cdot \frac{\sin\left(k_0 \frac{a}{2} \sin\theta\right) \cos\theta}{\sin\theta} \quad (35)$$

(34)式即为归一化的 E 面方向性函数, (35)式为归一化的 H 面方向性函数。

对于实验模型, 选用环氧树脂玻璃纤维层压复铜板, $\varepsilon_r=4.5$, 取 $a=11.7\text{cm}$, $\lambda_0=67.57\text{cm}$, $\lambda_g \approx \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$, $b \approx 0.5\lambda_g$, $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, 则有

$$\left. \begin{aligned} k_0 \frac{b}{2} &= 0.236\pi \\ k_0 \frac{a}{2} &= 0.173\pi \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

根据(34)~(36)式, 由DJS-130计算机计算结果的方向图如图7所示。

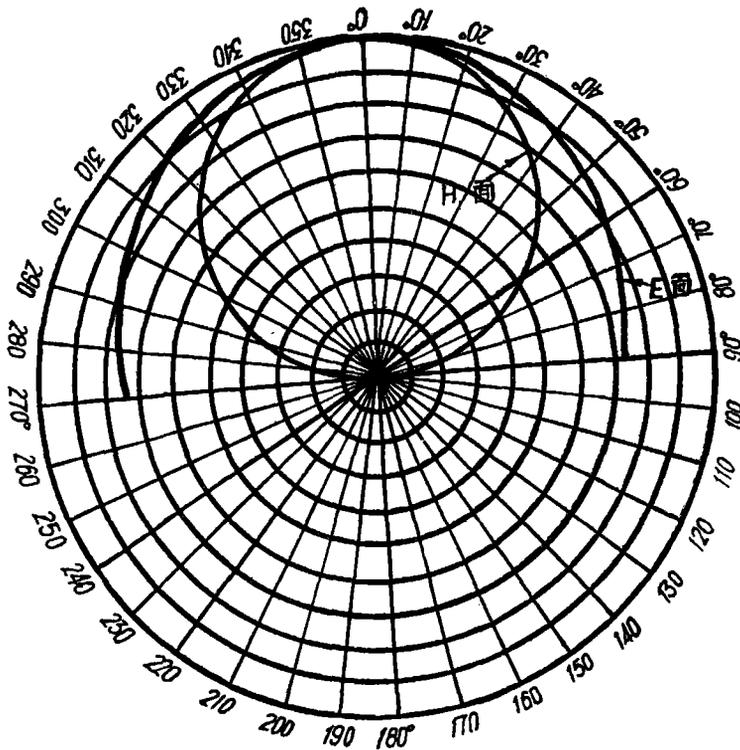


图7 矩形微带天线的理论方向图

三、微带天线的设计及实验结果

1. 材料的选取和结构尺寸的确定

(1) 材料选取

根据现有条件可供作为微带天线基板的介质材料有四种, 其性能概况如表1。

现有介质材料性能

表 1

材 料 名 称	ϵ_r	$\text{tg}\delta$ (数量级)
99陶瓷	10	10^{-4}
环氧玻璃纤维层压复铜板	4~5	10^{-3}
聚四氟乙烯复铜板	2.1~2.6	10^{-1}
聚四氟乙烯玻璃纤维复铜板	2.6~2.9	10^{-3}

根据飞机上安装天线处面积的限制、结构强度、工艺流程及成本等综合考虑，作为实验模型采用环氧玻璃纤维层压复铜板。

(2) 形状及结构尺寸

为了尽量缩小天线尺寸，宜采用矩形。这是因为矩形微带天线的横向尺寸比圆形微带天线有伸缩余地。

矩形微带天线的结构与其馈电方式密切相关。有侧馈和底馈两种方式，如图 8 所示。

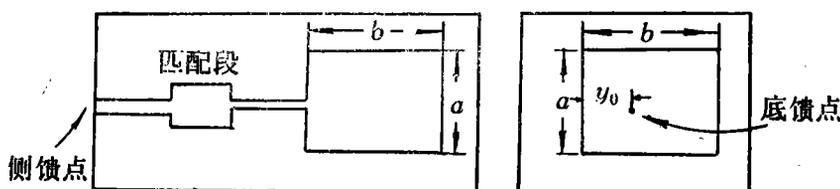


图 8 矩形微带天线的馈电方式

如上所述，为了尽量减小尺寸，天线取较小的 a 值。根据 [3] 所列公式可以作出谐振输入电阻 $R_{in} \sim a/\lambda_0$ 的关系曲线如图 9 所示。由图 9 可知当 a 取较小值时 R_{in} 将是较大的。例如当 $a=11.70\text{cm}$ ， $\lambda_0=65.57\text{cm}$ 时， $a/\lambda_0=0.178$ ， $R_{in} \approx 300\Omega$ 。在侧馈时为把这个高输入电阻与 50Ω 馈线相匹配，势必引入阻抗匹配段，如图 8 所示，这样将显著地增大天线的面积；另一方面，装在侧壁上的天线输入电缆座又将使天线的厚度不适当地增大。这些都是本设计所要求避免的。因此，作为飞机测高用的微带天线宜采用底馈。由 [4]，[5]，[9] 可知在底馈时沿垂直于辐射边的中心线上输入电阻 R_{in} 比例于 $\cos^2(\pi y_0/b)$ ， y_0 为馈电点离一个辐射边的距离，可以方便地找到与 50Ω 馈线相匹配的点。这样就使得天线的面积减小，结构紧凑。

微带天线的纵向尺寸主要由工作频率和介质材料决定，在理论上可取

$$b = \frac{\lambda_g}{2} \tag{37}$$

其中 λ_g 为介质内波长，但实际上使微带天线电抗为零的点与这种按理想腔体确定的频率是不一致的，还必须综合考虑如下诸因素：

i) 对于 $n=0, m=1$ 模，如前所述，它是于 $y=\pm b/2$ 之间沿 $\pm y$ 轴行进的两个 TEM 波的合成，在 $y=\pm b/2$ 边界处由于边缘场效应使其反射系数不可能为纯实数，从而引入影响谐振频率的电抗分量，这种影响可以用将实际边界的 H 壁向外延伸一个 Δ

量来模拟^[5]。因此根据(37)式理论值设计出来的矩形微带天线的谐振频率总是高于实测频率。根据文献[3],[6]及我们的经验,取 $b=0.47\sim 0.49\lambda_g$ 是合适的。

ii) 传输于微带天线中波的传播常数不能单纯地由介电常数 ϵ_r 来决定,这是因为波中还包含着穿过 $x=\pm a/2$ 边界渗入腔外及自由空间的边缘场。[1]中引用Schneider导出的关于微带线中的波长公式为

$$\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \frac{1}{(\epsilon_r \cdot \epsilon_{eff})^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{(\epsilon_{eff})^{\frac{1}{2}} \cdot f_n^2 + \epsilon_r^{\frac{1}{2}}}{f_n^2 + 1} \quad (38)$$

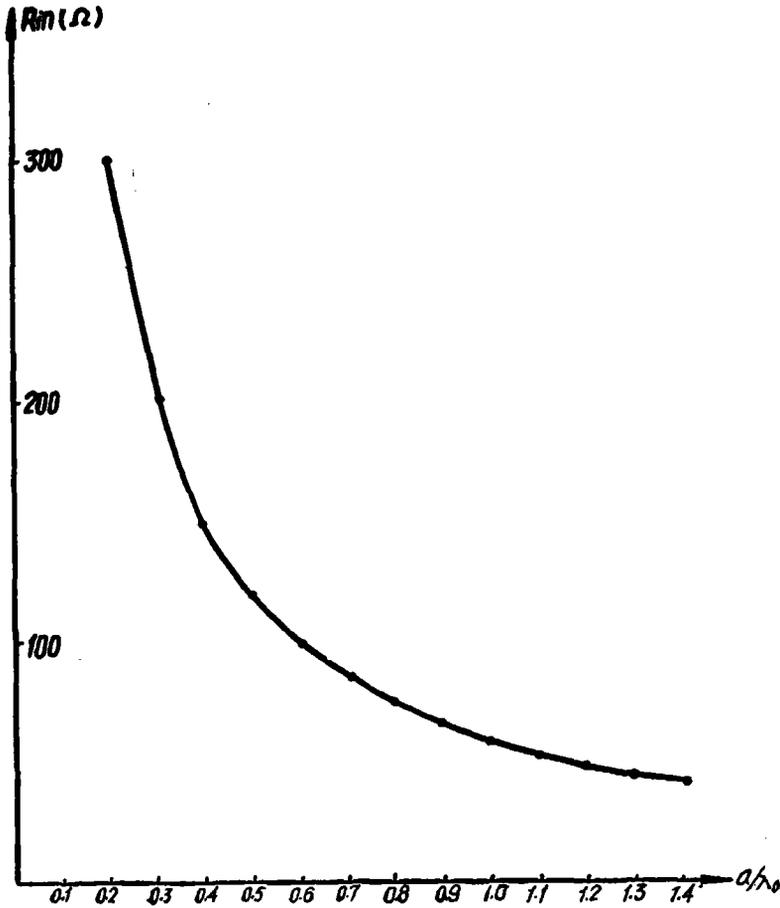


图9 矩形微带天线 $R_{in} \sim a/\lambda_0$ 曲线

式中

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{10t}{a}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (39)$$

$$f_n = \frac{4t\sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \quad (40)$$

t 为基板厚度。对于工程设计,因 $t \ll \lambda_0$,可以近似采用

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (41)$$

由式(39)可知 ϵ_{eff} 是 a 和 t 的函数, 所以谐振频率也是 a 和 t 的函数, 显然, 当 a 增大而保持 b 不变, 则实际谐振频率将降低。

iii) 天线盖板对谐振频率的影响

实际的微带天线总是加盖(罩)后才装到飞机的表面的, 本设计采用与基板材料相同的外罩。加盖的结果使 ϵ_{eff} 加大, 如果保持 a , b 不变, 它就使实际谐振频率降低。在设计中, 为尽可能地减小天线面积, 采用较小的 a , 由(39)式可知将使 ϵ_{eff} 减小, 在 b 一定情况下将使实际谐振频率升高, 而在加盖后, 在一定程度上补偿了这一变化。

iv) 频带宽度的要求

微带天线的频带宽度与基板厚度密切相关。[7]中指出的经验公式为

$$\Delta F \text{ (MHz)} = 4f^2 \frac{t}{\frac{1}{32}}, \quad (\text{VSWR} < 2) \quad (42)$$

式中 f 是以 GHz 为单位的频率, t 是以吋为单位的厚度。如所周知, 微带天线是一种窄频带天线, 其频带一般在 1~3% 左右, 而一般调频制飞机无线电高度表要求的频带约为 5~10%, 因此在本设计中为满足频带要求, 增大厚度是势在必行的。由(39)式可知, 当 t 增大时, ϵ_{eff} 变小, 若 a , b 不变, 实际谐振频率将变高。

综合考虑上述因素以及使用部门提出的各项指标及安装条件等, 通过一定的实验最后选定本实验微带天线的尺寸如图 10 所示。

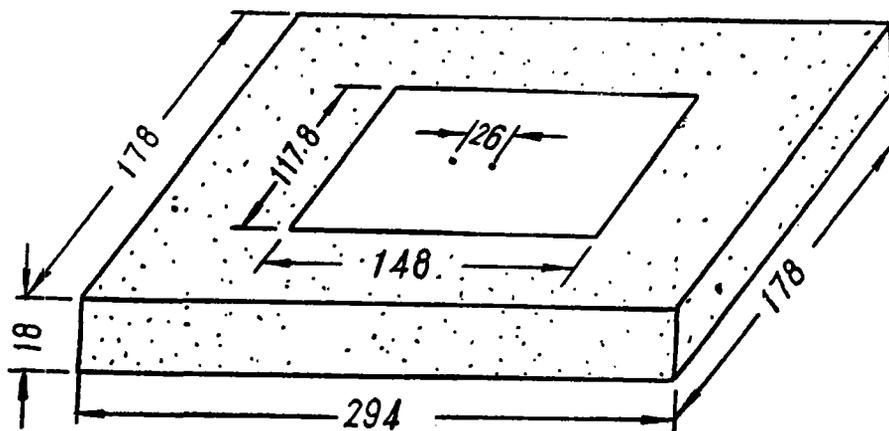


图 10 矩形微带天线尺寸草图

对应 $t=18\text{mm}$, 用(42)式算出 $\text{VSWR} < 2$ 的频带为 17.9MHz。实测结果 $\text{VSWR} < 2$ 频带为 16MHz, $\text{VSWR} < 3$ 的频带为 27MHz, 已基本满足设计要求。

对于正式天线还必须考虑介电常数变化对频率的影响。即 $\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\delta l}{l} = -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \right) = -\alpha_t \delta T$ [9]。其中 l 为确定频率的长度。 α_t 为热膨胀系数, T 是以 $^{\circ}\text{C}$ 表示的温度, 根据给定的频率相对变化值及温度变化范围对材料的热膨胀系数提出要求。

2. 天线输入阻抗的实测结果

关于天线输入阻抗的理论计算可参阅 [1], [8], 这里限于篇幅只提供实测的阻抗轨迹如图 11 所示, 由图可知 $VSWR < 2$ 的频带为 16MHz, 而 $VSWR < 3$ 的频带为 27MHz, 基本满足了设计要求。由于本实验所用的测量系统是很原始和简陋的, 在 430~460MHz 范围内加匹配负载的 $VSWR$ 值在 1.19~1.34 间, 因此阻抗轨迹尤其在高频段偏离理论值较多, 这有待于在精确的测量系统中作进一步测定。

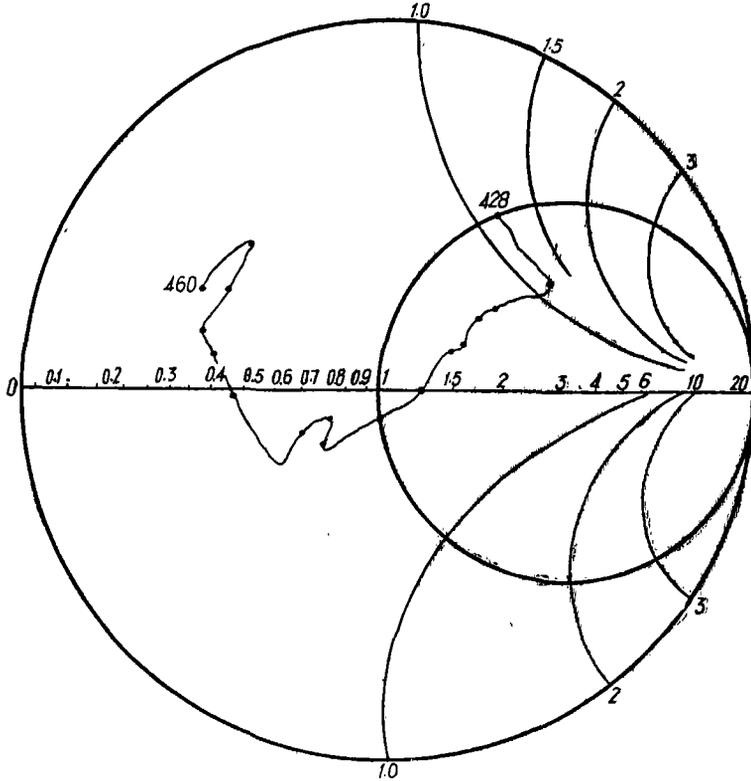


图 11 天线输入阻抗测试结果

3. 天线方向图实测结果

矩形微带天线方向图测试是在微波暗室进行的, 实测的 H 面和 E 面方向图分别如图 12 和图 13 所示。图中纵向定标每大格为 $4dB$, 横向定标每大格为 20° 。由图可见:

H 面半功率宽度为 $\pm 34^\circ$ 。

H 面旁瓣电平为 $-21dB$ 。

E 面半功率宽度为 $\pm 62^\circ$ 。

E 面旁瓣电平为 $-18.5dB$ 。

为了比较, 将原机上高度表天线在相同条件下进行了实测, 其 E 面和 H 面方向图分别如图 14 和 15 所示, 由图可知:

H 面半功率宽度为 $\pm 50^\circ$ 。

H 面旁瓣电平为 $-19.5dB$ 。

E 面半功率宽度为 $\pm 29^\circ$ 。

E 面旁瓣电平为 $-23dB$ 。

由上述可知，本微带天线的 E 面方向图比原天线 H 面宽 $\pm 12^\circ$ ，而 H 面方向图比原天线 E 面方向图宽 $\pm 5^\circ$ 。如果天线安装取向相同，则由于微带天线 H 面比原天线 H 面波束窄 $\pm 16^\circ$ ，所以也在一定程度上避开了天线附近油箱及机体等对方向图的影响，这对防止波瓣分裂或起伏从而避免多途径接收都是有利的。

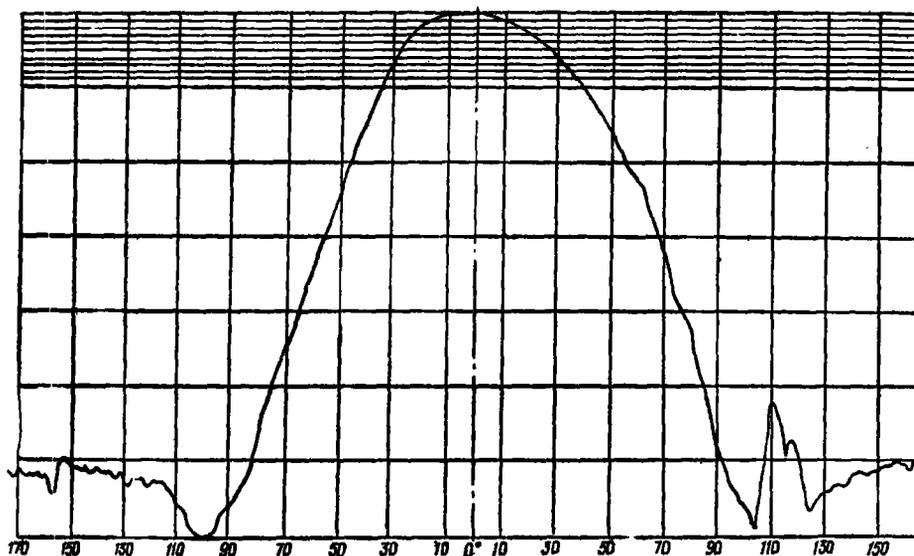
由实验知在 $20MHz$ 频率范围内方向图无明显变化，可适应调频高度表之需。

将图12, 13的实测方向图与图7的理论方向图相比，其 E 面和 H 面半功率宽度都比理论值小，这可能是由于有限的接地面所造成的。

四、飞行试验情况

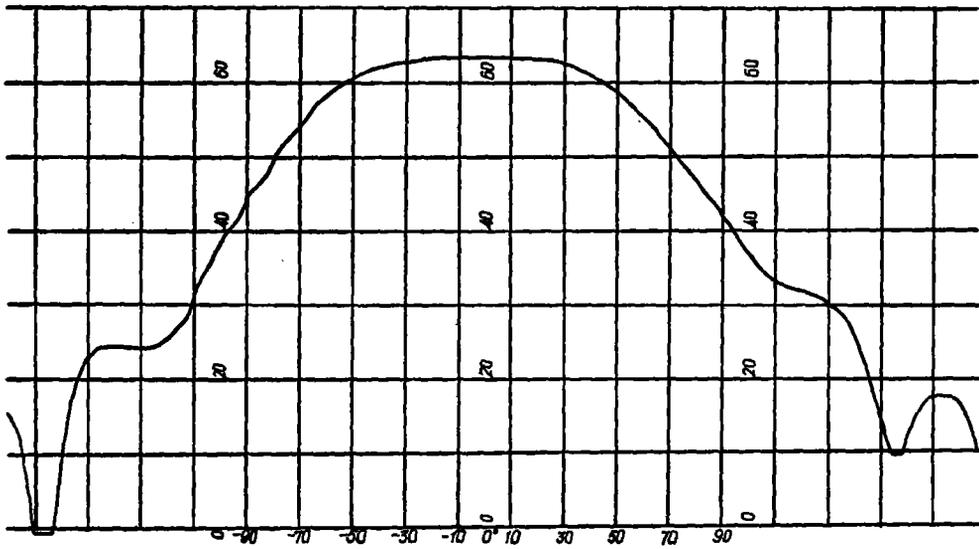
本微带天线已装在歼一六型飞机上试飞过三次。高度分 600 米， 500 米， 400 米， 300 米， 200 米， 100 米， 50 米和 30 米共 8 档，航速 700 公里/小时，结果在 200 米以上平飞时基本不摆动，指示高度与经校准后气压高度表读数减去当地标高相同；在 200 米以下各高度通过跑道上空时指示高度与着陆雷达测出的高度相同，而且平飞时也不明显摆动。试飞中发现飞机倾斜角大于 40° 时高度表仍有明显摆动。

由于这次是在单一机种上初步试飞，目的是判断改用微带天线后指示摆动情况是否有改进，因此试飞中主要根据飞行员观察以及通过无线电与着陆雷达及塔台联系，没有装置专门的数据记录或照相设备，这就不可能进行数据的细致分析。但是从总的方面来说初步试飞已达预期要求，飞行员反映：“改用天线后的无线电高度表可以用了。指示的数据是可信的。”

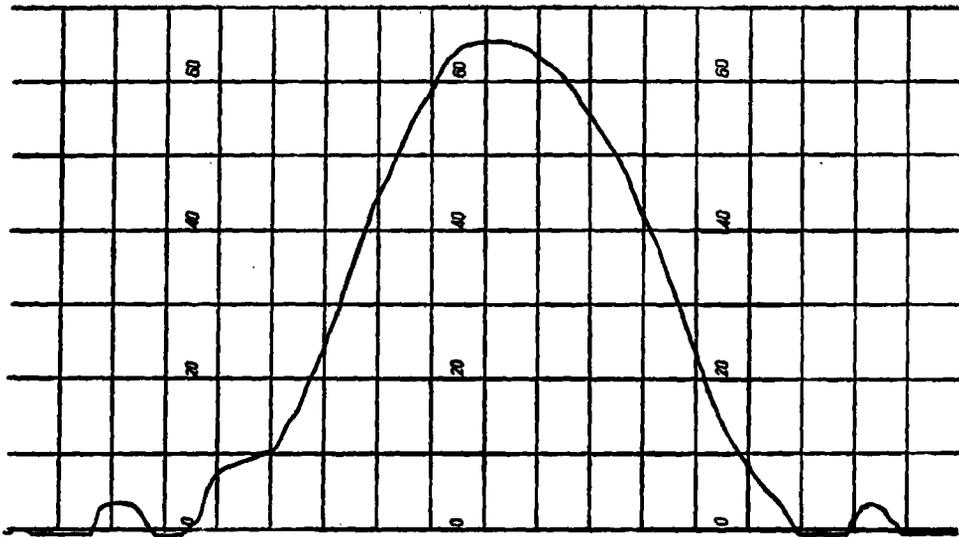


纵向定标每大格 $1dB$ ，每小格 $0.4dB$ ，横向定标每大格 20° $f_0 = 440MHz$, 1981.1.18 测于 103 微波暗室

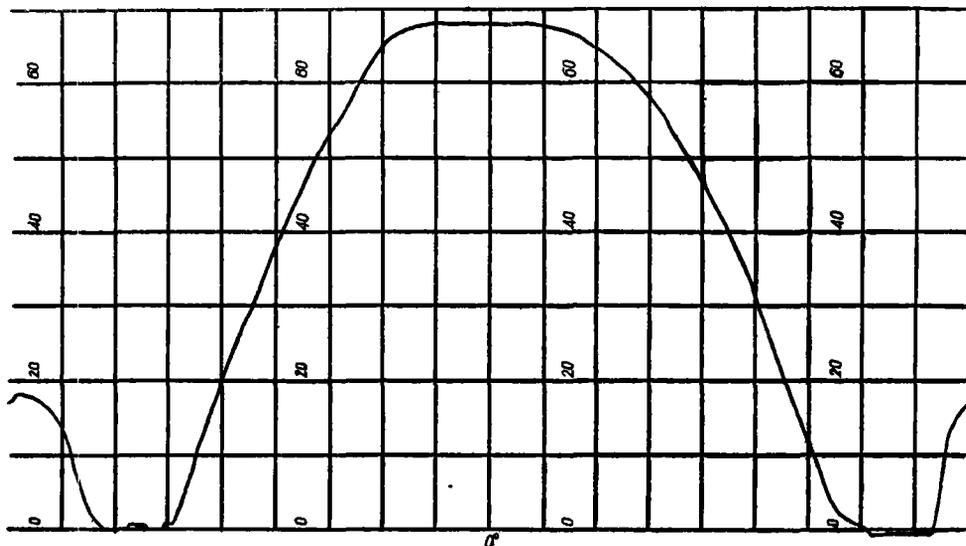
图12 矩形微带天线 H 面方向图



纵向定标每大格 4db ，横向定标每大格 20° $f_0 = 432\text{MHz}$ ，1981.1.18 测于 403 微波暗室
图 13 矩形微带天线 E 面方向图



纵向定标每大格 4db ，每小格 0.4db ，横向定标每大格 20° $f_0 = 440\text{MHz}$ ，1981.1.18 测于 403 微波暗室
图 14 原机载高度表天线 E 面方向图



纵向定标每大格 4db ，每小格 0.4db 横向定标每大格 20° 测试频率 440MHz ，1981.1.18 测于 403 微波暗室
图 15 原机载高度表天线 H 面方向图

参 考 文 献

- [1] AD-A053005
- [2] 芮荣霖，“矩形微带天线元”，北京航空学院 BH-B617，1981.1.
- [3] R.E. Munson, “Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays” IEEE Trans. Vol. AP. 22, pp74—78, Jan. 1974.
- [4] 张贤铎、赫崇骏，“微带天线分析方法综述及实验校核”。国防科技大学，“813会议”文献
- [5] 张贤铎，“矩形微带天线的初步分析”国防科技大学，科技报告，GF—22000，pp45~54，1981.2.
- [6] A.G. Derneryd, “Linearly polarized microstrip antennas”. IEEE Trans. Vol. AP—24, pp846—851, Nov. 1976.
- [7] E.A. Kuhlman, “先驱者月球火箭土星天王星大气再入探测器的微带天线的研究”，《微带天线专题技术译丛》pp29—44. 国防科技大学，1979.5.
- [8] 张贤铎，“用矩形微带天线代替机载无线电高度表天线的技术报告”，国防科技大学（内部）。
- [9] K.R. Carver, J.W. Mink, “Microstrip Antenna Technology” IEEE Trans. Vol. AP—29. No. 1. January 1981.

A Rectangular Microstrip Antenna for Aircraft Altimeter

Zhang Xian-duo

Abstract

Using the radio altimeter for altitude measurement, some departments have put forward two quality requirements for the altimeter, ① to reduce the flickering movement of the altimeter pointer during the flight. ② to replace the upright beavertail antenna of aircraft altimeter with a conformal or low-profile antenna so as to improve the aerodynamic characteristics of high speed aircraft and make it less liable to damage on the ground. Based on the above-mentioned requirements, We make preliminary theoretical and experimental investigations about the rectangular microstrip antennas for aircraft altimeter. The main results are presented in this paper. Test flights have shown that the pointer flicker of altimeter is distinctly reduced during level flights.