国防科技大学学报
JOURNAL OF NATIONAL UNIVERSITY OF DEFENSE TECHNOLOGY
一九八六年第三期　总第五十五期　No. 3 1986　Sum. 55

宽频带宽波束圆极化微带天线的研究

何建国　刘克成

提　要　本文对C. Wood提出的曲线微带天线作了进一步的分析研究，提出了半环螺旋微带天线的理论模型，在此基础上进行了参数计算和形状的优化，计算与实验结果符合良好。

一、引　　言

微带天线由于它具有平面结构，质轻而薄，易与载体共形，因而特别适用于航空和航天器。在这类飞行器上的测控设备往往需要宽带宽波束的圆极化天线，已经研制的若干微带天线[1-6]部分地具备这些特点，但最引人注目的是C. Wood提出的曲线微带天线[7]。这种天线有相当宽的频带（达30%左右）和较宽的波束，能圆极化工作，其形状如图1所示。由于天线末端接负载，因此构成一个行波电流环，产生圆极化辐射。C.

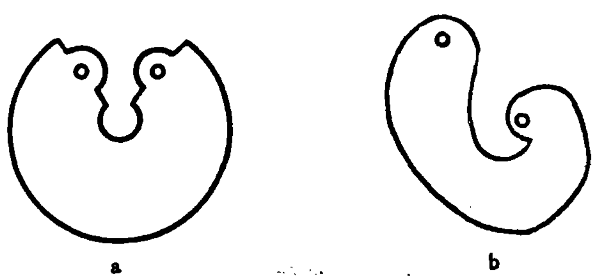


图 1　曲线微带天线的两种形式

Wood用等效磁流分析此天线，他指出由于微带两侧的等效磁流$\vec{M}=\vec{E}\times\vec{n}$（是反相的）线长不等，因此有剩余辐射产生（见图2），当微带线宽较窄时，辐射源可以等效为位于微带中央的磁流丝。这种等效方法的缺点是，当微带线较宽时将引入较大误差，另一方面，对非圆弧的曲线难于得到解析解。

本文1985年10月5日收到

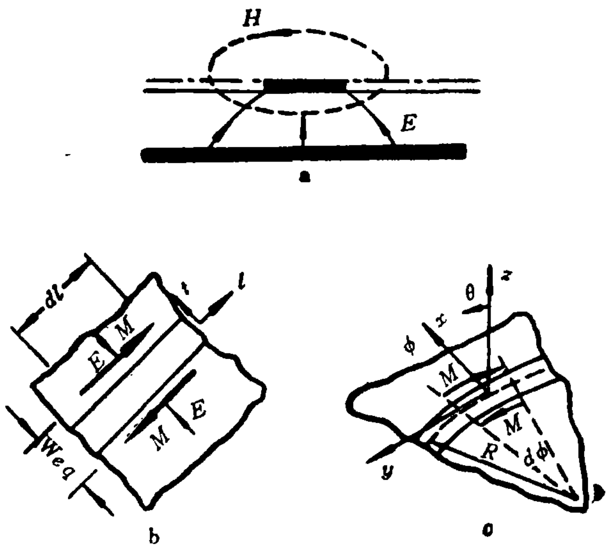


图 2　曲线微带的辐射机理

[8]利用等效线阵的概念对曲线微带天线进行了研究，给出一些数值估算的结果，但由于解析困难，难于作更普遍的研究。

本文利用半环螺旋线模型，可以避免上述缺点，实际上半环螺线（以及分段圆弧螺线）可以模拟多种实用的曲线，并且易于得出解析解。本文给出了按此模型推出的辐射场公式，并进行了讨论。本文还利用了随机搜索法探求了最佳曲线形状。实验与计算结果符合良好。

二、半环螺旋微带天线的理论研究

1. 半环螺旋模型

一般曲线的线长是坐标φ的复杂函数，因而由线上电流求辐射场难于得到解析表达式，需要数值积分。但若用圆弧拟合上述曲线，由于圆弧的长度与φ是成正比的，解析地积分就有可能。在我们的计算中就利用这个特点，例如用不同半径的半圆平滑地连接，就得到阿基米德螺旋的良好近似[9]。

所研究的模型如图3所示，天线导带由四个不同半径的半圆组成，图中也标注了各半圆的半径和圆心坐标。各参量关系如下：

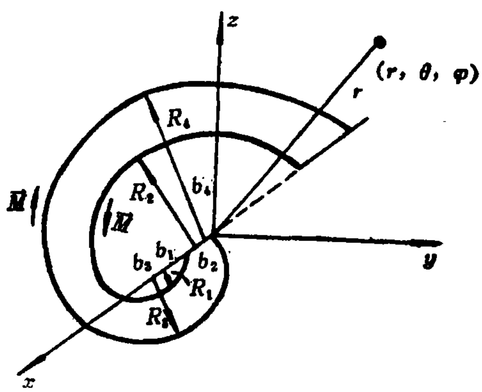


图 3　半环螺旋微带天线的理论模型

$$\left.\begin{aligned} &b_2=b_1+R_1-R_2\\ &b_3=R_3\\ &b_4=2R_3-R_4\\ &R_1<R_3\\ &R_2<R_4 \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

2. 辐射场

计算辐射场的步骤是，先假设半圆曲线上流过的磁流为

$$\vec{M}=\vec{e}_{\varphi}M_{e}e^{-j\beta R_i\varphi} \tag{2}$$

求出圆心在坐标原点的半圆产生的矢量电位，然后利用坐标的平移和旋转，就可以分别求出图3所示的四个半圆产生的矢量电位$\vec{F}_1$，$\vec{F}_2$，$\vec{F}_3$和$\vec{F}_4$，它们的各分量分别如下：

$$F_{\varphi1}=A_1e^{-jy_1}\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^{n+1}\mathscr{A}_{\mathrm{I}n1} \tag{3}$$

$$F_{\theta1}=A_1e^{-jy_1}\cos\theta\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^{n}\mathscr{A}_{\mathrm{II}n1} \tag{4}$$

$$F_{\varphi2}=A_2e^{-j\beta\pi R_1}e^{-jy_2}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\mathscr{A}_{\mathrm{I}n2} \tag{5}$$

$$F_{\theta2}=A_2e^{-j\beta\pi R_1}e^{-jy_2}\cos\theta\sum_{n=-\infty}^{\infty}\mathscr{A}_{\mathrm{II}n2} \tag{6}$$

$$F_{\varphi3}=A_3e^{-jy_3}\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^{n+1}\mathscr{A}_{\mathrm{I}n3} \tag{7}$$

$$F_{\theta3}=A_3e^{-jy_3}\cos\theta\sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^{n+1}\mathscr{A}_{\mathrm{II}n3} \tag{8}$$

$$F_{\varphi4}=A_4e^{-jy_4}e^{-j\beta\pi R_3}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\mathscr{A}_{\mathrm{I}n4} \tag{9}$$

$$F_{\theta4}=A_4e^{-j(\varphi_4+\beta\pi R_3)}\cos\theta\sum_{n=-\infty}^{\infty}\mathscr{A}_{\mathrm{II}n4} \tag{10}$$

式中 $$\mathscr{A}_{\mathrm{I}ni}=j^ne^{jn\varphi}J_n(x_i)[(-1)^ne^{-\pi P_i}+1]\left[\frac{(P_i+jn)\cos\varphi+\sin\varphi}{(P_i+jn)^2+1}\right]$$

$$\mathscr{A}_{\mathrm{II}ni}=j^ne^{jn\varphi}J_n(x_i)[(-1)^ne^{-\pi P_i}+1]\left[\frac{(P_i+jn)\sin\varphi-\cos\varphi}{(P_i+jn)^2+1}\right]$$

$$A_i=\frac{M_eR_i}{4\pi r}e^{-jk_0r}\ ,\ x_i=k_0R_i\sin\theta;\ \ p_i=j\beta R_i;\ \ y_i=k_0b_i\cos\varphi\sin\theta;$$

$$(i=1,2,3,4)$$

天线的总辐射矢量电位为

$$\vec{F}=\vec{F}_3+\vec{F}_4-\vec{F}_1-\vec{F}_2 \tag{11}$$

3. 轴比

从上面求出矢量电位后，就能求出辐射电场和磁场，将E_θ、E_φ分解为实部和虚部，即

$$E_\varphi=E_{\varphi R}+jE_{\varphi I} \tag{12}$$

$$E_\theta=E_{\theta R}+jE_{\theta I} \tag{13}$$

式中$E_{\varphi R}$，$E_{\varphi I}$，$E_{\theta R}$，$E_{\theta I}$均为实数，因此

$$\begin{aligned}\vec{E}&=\vec{e}_{\varphi}E_{\varphi}+\vec{e}_{\theta}E_{\theta}\\&=\frac{1}{2}[(E_{\theta R}-E_{\varphi I})+j(E_{\theta I}+E_{\varphi R})](\vec{e}_{\theta}-je_{\varphi})\\&+\frac{1}{2}[(E_{\theta R}+E_{\varphi I})+j(E_{\theta I}-E_{\varphi R})](\vec{e}_{\theta}+j\vec{e}_{\varphi})\end{aligned}\tag{14}$$

上式中第一项代表一右旋圆极化波，第二项代表一左旋圆极化波，因此两者的模比即为交叉极化比

$$CPR=\sqrt{\frac{(E_{\theta R}+E_{\varphi I})^2+(E_{\theta I}-E_{\varphi R})^2}{(E_{\theta R}-E_{\varphi I})^2+(E_{\theta I}+E_{\varphi R})^2}}\tag{15}$$

轴比由下式给出

$$AR=(1-CPR)/(1+CPR)\tag{16}$$

4. 退化为圆环天线的一些讨论

在图3的模型中，只要令$R_1=R_2$，$R_3=R_4$，$b_1=b_3$，则半环螺旋天线就退化为圆环天线。

a. 行波环法向轴比随频率变化的关系

在环的法向，$\theta=0$，令$\varphi=0$，且$R_1=R_2$，$R_3=R_4$，则可将式(3)—(10)简化，并利用上节各式，即可求出轴比随频率变化的关系，结果如图5所示；计算时，天线的中心长度取中心频率的一个波导波长，由图可见，在中心频率附近，天线的轴比很小，但偏离较远时，轴比增加较快。

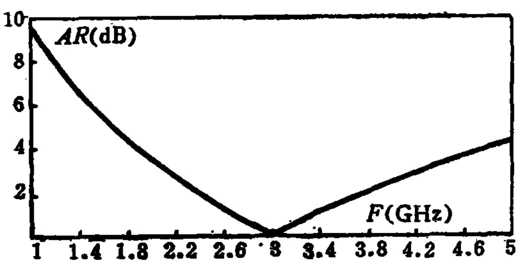


图4 环天线法向轴比与频率的关系

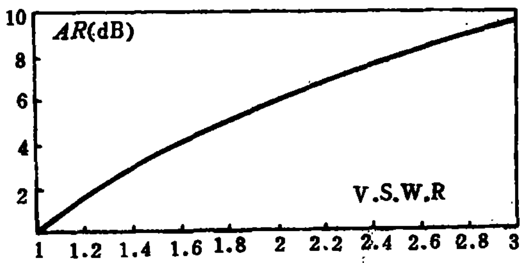


图5 轴比与驻波比的关系曲线

b. 负载端驻波比对轴比的影响

当负载不匹配时，线上将传输一个反向的行波，产生一个相反方向的圆极化波，结果使得轴比变坏，计算表明，当轴比小于1dB时，对于50Ω匹配负载，线的阻抗应在50±7.5Ω内，对应的驻波系数小于1.17. 图5是轴比随线上驻波变化的曲线，可以看出，轴比随驻波比的增加而迅速增加。

c. E_{φ}波束宽度的理论极限

从式(3)到式(10)可以看出，决定E_{φ}的各F_{θ}分量都包含有$\cos\theta$因子，这一因子决定了E_{φ}的波束宽度。实际上，这一因子具有普遍的意义，它代表了无限接地面的影响，

在接地面上，电场必须满足切向分量为零的边界条件，即E_φ必须为零，$\cos\theta$这一因子正好反映了这一点，因此，即使E_φ的其余因子不随θ变化，其3dB波束宽度最大也只有90°.

d. 圆扇形缺口对轴比的影响

完全封闭的行波环是一种理想情况，实际上由于馈电和接匹配负载，天线只能做成圆扇形形状，如图1a所示。缺口的存在将对天线的圆极化性能产生重要影响。

现取图6a所示的坐标系，令线上的行波电流为

$$I(\varphi)=I_0e^{-j\beta(\varphi-\pi)} \tag{17}$$

此式表明电流相位以$\varphi=\pi$处为基准，这样可使上下两半电流具有对称性，从而使计算

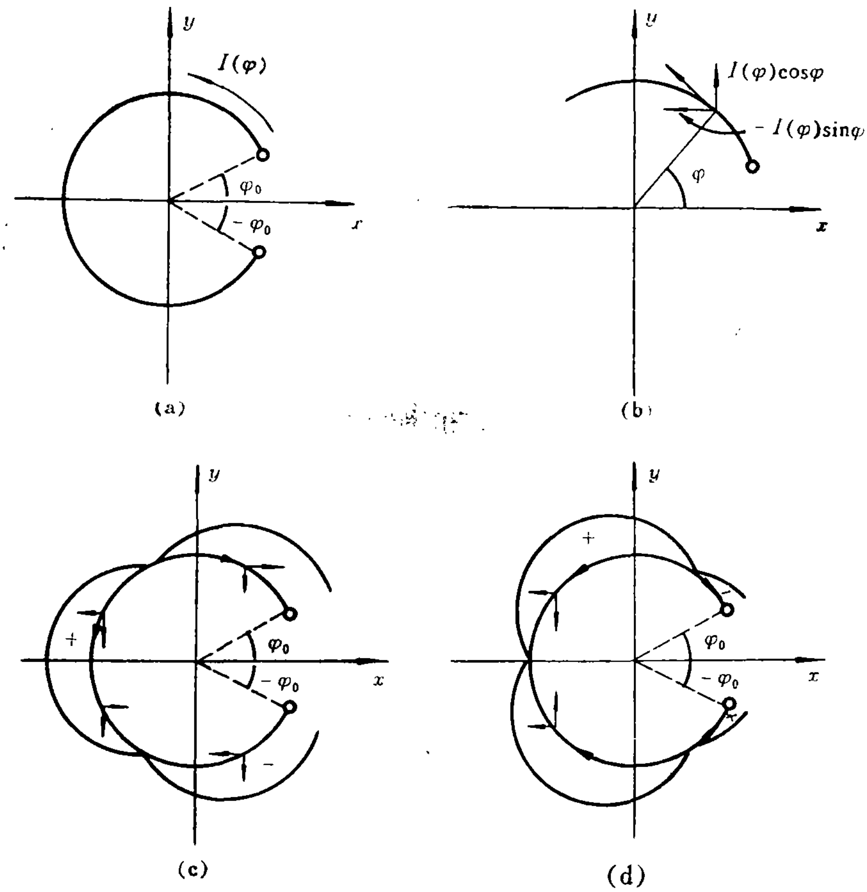


图 6 分析圆扇形缺口用图

简化。

将电流分成两项，即

$$I(\varphi)=I_0\cos\beta(\varphi-\pi)-jI_0\sin\beta(\varphi-\pi) \tag{18}$$

如图6c所示，由于对称关系，上式第一项只对电场的E_y分量有贡献，同样，如图6d所示，上式第二项只对E_x有贡献，据此可以求出

$$E_y = -\left\{\frac{\sin[(\beta+1)\varphi_0-\beta\pi]}{\beta+1}+\frac{\sin[(\beta-1)\varphi_0-\beta\pi]}{\beta-1}\right\} \tag{19}$$

$$E_x = j\left\{\frac{\sin[(\beta+1)\varphi_0-\beta\pi]}{\beta+1}-\frac{\sin[(\beta-1)\varphi_0-\beta\pi]}{\beta-1}\right\} \tag{20}$$

上面二式已略相同的比例因子，可以看出，E_y和E_x分量在相位上正好相差$\pi/2$，因此轴比即为它们的绝对值之比

$$AR=\left|\frac{E_y}{E_x}\right| \tag{21}$$

当负载端有反射存在时，此时轴比要严重变坏，设负载端的反射系数为$\dot{\Gamma}=\gamma e^{j\alpha}$，则线上的反射电流为

$$I'(\varphi)=I_0\gamma e^{j[\alpha-2\beta(\pi-\varphi_0)]}\cdot e^{j\beta(\varphi-\pi)} \tag{22}$$

应用和前面分析正向行波相同的方法可以算出

$$E'_y=\gamma e^{j[\alpha-2\beta(\pi-\varphi_0)]}E_y \tag{23}$$

$$E'_x=-\gamma e^{j[\alpha-2\beta(\pi-\varphi_0)]}E_x \tag{24}$$

式中E_x、E_y分别见式(19)和式(20)。天线的总场为

$$E^T_y=E_y+E'_y \tag{25}$$

$$E^T_x=E_x+E'_x \tag{26}$$

利用式(14)—(16)即可算出此种情况下的轴比。

图7给出了无反射情况下轴比与天线缺口半张角φ_0的关系，计算时所采用的β分别为$\pi/2(\pi-\varphi_0)$ $\pi/(\pi-\varphi_0)$和$3\pi/2(\pi-\varphi_0)$，它们分别对应于线的长度为$\lambda_g/2$，λ_g和$3\lambda_g/2$的情况。由图可见，当导带的长度为一个波长时，天线的轴比随φ_0的变化率并不大，这是线上不存在反射时的理想情况。图8给出了导带长为λ_g时，有反射存在时轴此与φ_0的关系曲线，以不同的γ为参数，显然γ越大，轴比越劣。

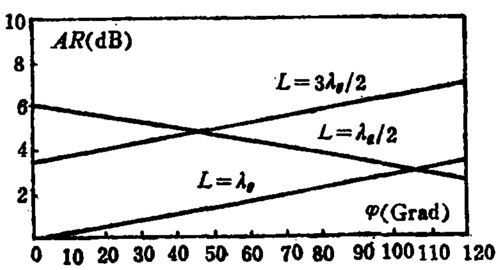
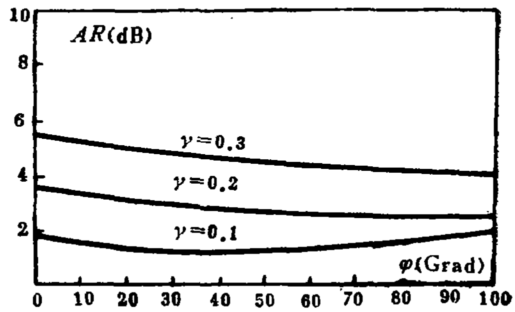


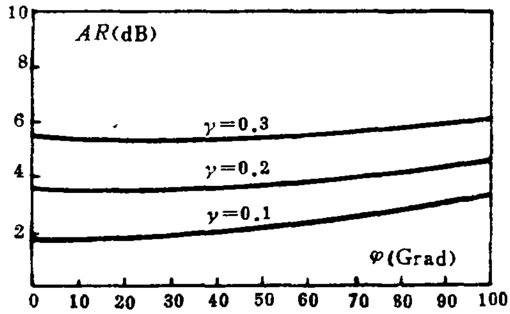
图7 无反射时轴比与扇形角φ_0的关系

5. 半环螺旋微带天线参数的优化

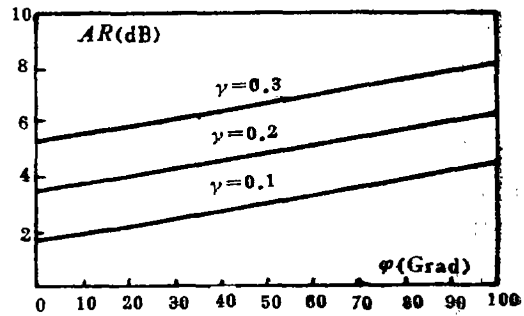
令θ在$-60°$—$+60°$范围内的轴比之和为选定的目标函数，记为$f(\vec{R})$，它是圆心坐标b_1和半径R_1，R_2，R_3和R_4的函数，优化的任务就是通过选择它们的值，使天线在$\varphi=0°$和$\varphi=90°$两个平面内的轴比之和最小。令$b_1=R_5$，因此本问题的数学规划问题可



(a) $\alpha=0.785$



(b) $\alpha=1.57$



(c) $\alpha=3.14$

图 8 有反射时轴比与φ_0的关系曲线

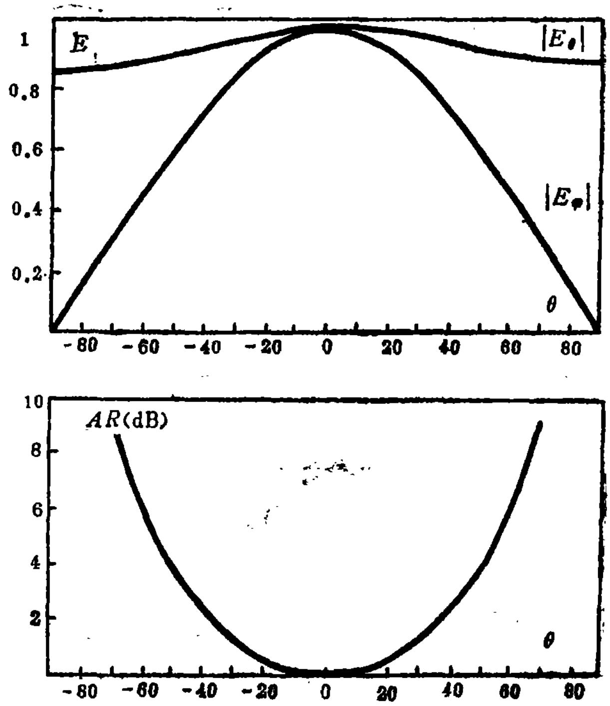


图 9 半环螺旋微带天线的优化方向图

以描述为

$$\min f(\vec{R}) \qquad \vec{R}\in E_5 \tag{27}$$

满足约束条件

$$R_3-R_1\geqslant 0,\ R_4-R_2\geqslant 0 \tag{28}$$

并且根据问题的物理概念，假定R_i只在以下范围内取值

$$0.5\leqslant R_i\leqslant 20 \qquad (i=1,2,\cdots,5) \tag{29}$$

此最优化问题属于非线性规划问题，本文采用随机搜索法对此进行优化，这种方法的优点是在计算量不大的情况下，可以求得较优的值。

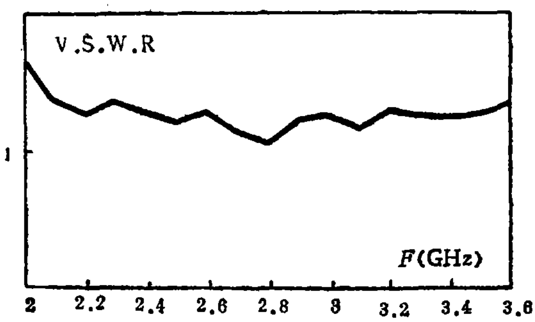
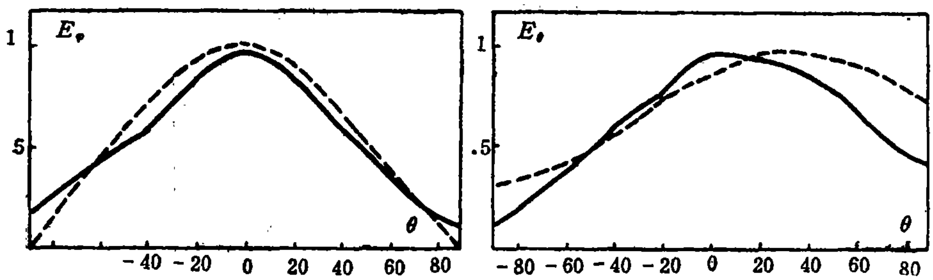
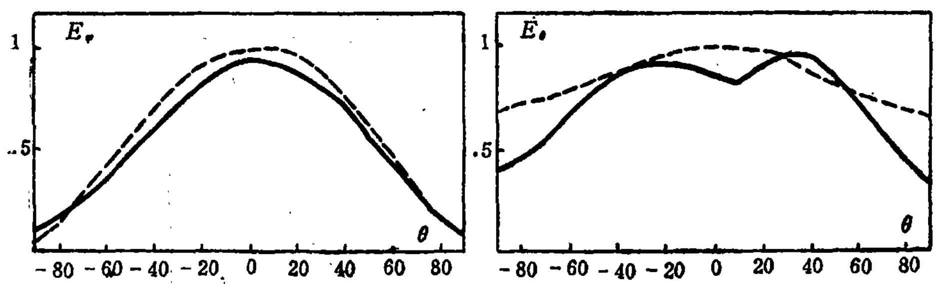


图 10 实测驻波系数与频率的关系

图10给出了计算机优化得出的天线方向图和相应的轴比图，计算中所采用的参数为$f=3$GHz，衬底有效介电系数εeff$=2.13$，根据C.Wood给出的圆扇形天线的衰减系数的数据，本文选择衰减系数$A=0.02$，由图可见，θ在$\pm45°$范围内，天线轴比可以小于3dB，同时，优化的结果也表明，不管选择一组什么样的初值，最优的结果总是R_3和R_4趋于相等，且其周长接近一个波长，而R_1和R_2总是



(a) $\varphi=\pi/2$平面 (2400MHz)



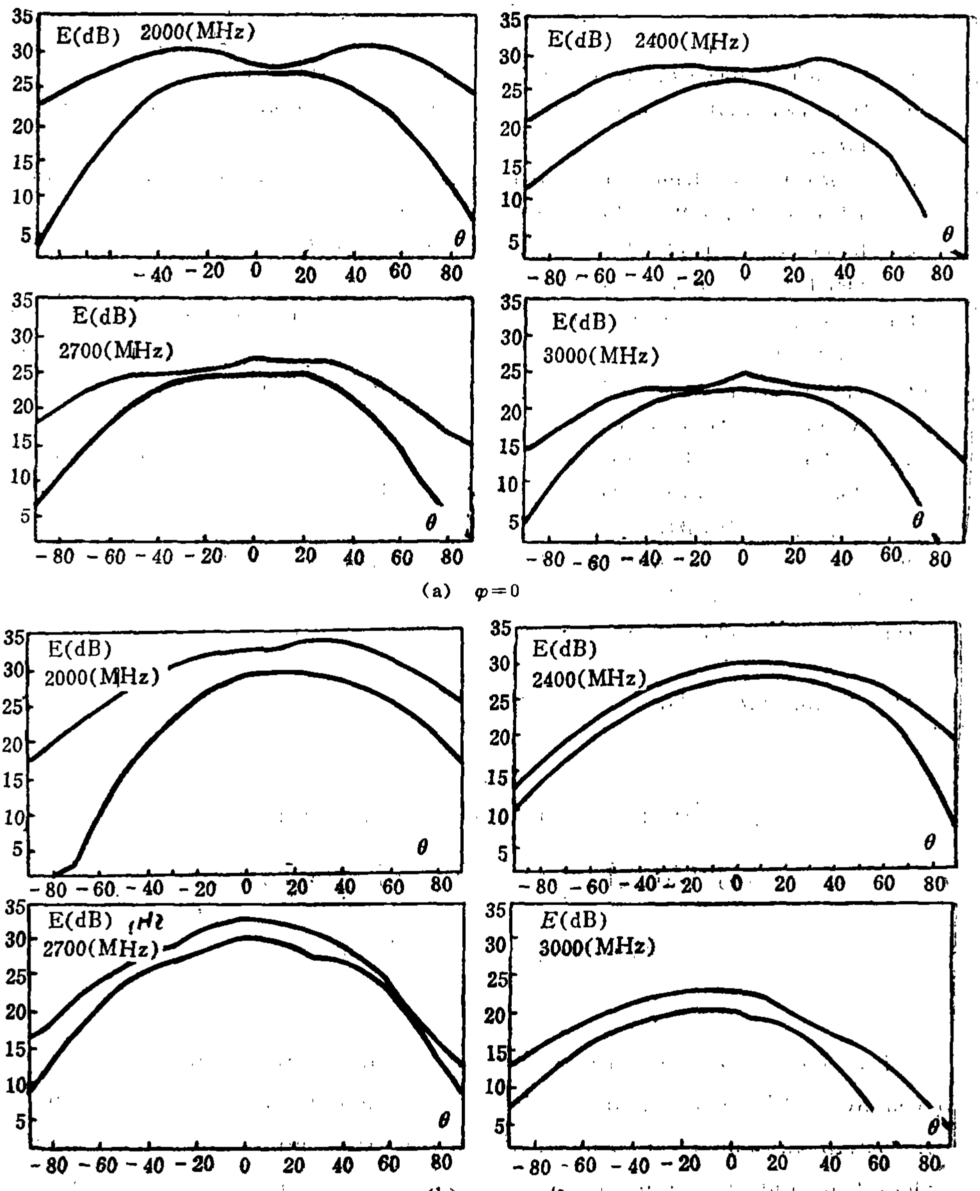
(b) $\varphi=0$平面 (2400MHz)

图 11 实测方向图与理论值的比较

向零趋近。这可以解释为，当天线缺口为零度，且其长为一个λ_g时，天线的轴比最好。因为在我们的模型中，利用了内外磁流的概念，而内外磁流的辐射是相互抵消的，因此，内边缘越小，其抵消也就越少，从而使天线接近一个理想的行波环。

6. 实验结果

作者对圆扇形天线作了实验研究，以期验证理论分析的正确性，所选天线的参数为线宽$W=8.4$mm、$\varphi_0=30°$，中心半径$R=13$mm，实测了天线的驻波系数如图10所示，图11是两个互相垂直面内电场E_θ、E_φ分量方向图，实线是实测值，虚线是理论值，可以看出，理论与实验基本一致。



(a)　$\varphi=0$

(b)　$\varphi=\pi/2$

图 12　实测圆扇形微带天线极化方向图包络

图12是实测圆扇形曲线微带天线的轴比包络曲线，可以看出，它在较宽的频带和波束范围内可以得到较好的性能。

三、谢　　辞

本文得到了张钧、张贤铎副教授和赫崇骏同志的帮助，宋学诚、郑伯群、徐之华等同志帮助完成了一些实验，作者在此一并表示竭诚谢意。

参 考 文 献

[1] I.J.Bahl, P.Bhartia, Microstrip Antennas, Artech House, 1980.
[2] Derneryd, Analysis of Microstrip Dish Antenna Element, IEEE Ap—27 No.5, Sept 1979, p660.
[3] C.Wood B.Sc, Improved Bandwidth of Microstrip Antennas Using Parasitic Elements, IEEE Proc Vol 127, pt2 No.4 August, 1980.
[4] Kenneth, D.Arkind, Printed Circuit Antenna for Wide Bandwidth Requirement, 1981 IEEE Inter Ap Sym Digest p359.
[5] N.Das, M.Sc, Conically Depressed Microstrip Patch Antenna, IEE Proc PtH No.3, 1983.
[6] 后藤尙久，石川久，広角ビム円偏波マイクロストリップアンテナ，电子通信学会技术研究报告，A.p81—95～106 1981.11.
[7] C.Wood, Curved Microstrip Lines as Compact Broadband Circularly Polarized Antennas, Microwave Optics and Acustics, Jan 1979 No.1.
[8] 宋学诚，宽带曲线微带天线的实验研究，国防科技大学学报，No.4 1985.
[9] Curtis.W, Spiral Antennas, IRE Trans, 1960, Ap—8 p298—306.
[10] 席少霖，赵凤治，最优化计算方法，上海科学技术出版社，1983.
[11] R.F.Harrington, Time—Harmonic Electromagnetic Fields, McGRAW—HILL, 1961.
[12] 王竹溪，郭敦仁，特殊函数概论，科学出版社，1979.

The Research of Wideband Widbeam and Circularly Polarized Microstrip

He Jianguo　　Liu Kechen

Abstract

Further analysis and researches in the curved microstrip line antennas given by C.Wood are made. A theoretical model of semicicular spiral microstrip antenna is presented. Based on the model, the parameters calculation and the shape optimization are carried out, and the theoretical result is found to be in reasonable agreement with the experiment.