

# 宽带圆极化曲线微带天线的研究

宋学诚 郑晓东 曾昭涓

**摘要** 本文给出了一种通过修改曲线微带天线贴片形状以改善其性能的实验研究方法。文中采用等效直线阵法定性分析曲线微带天线在两个主平面内的方向特性，并用以指导对贴片形状之修改。已得到了一些初步成果：在主平面内可分别作到 $\pm 60^\circ$ 和 $\pm 30^\circ$ 范围内轴比小于3dB；波束倾斜的缺陷也有所改善。

## 一、前言

C. Wood 较详细地研究过圆扇形和螺旋形两种曲线微带天线(见图1)\*，他对该种天线的辐射机理的阐述有以下两个要点：

① 曲线微带线上任一微分段 $dl$ (见图2)的磁辐射矢量 $d\vec{L}$ 为

$$d\vec{L} = \int_R^{\infty} \vec{M} dl_2 e^{jk\rho \sin\theta \cos(\varphi - \varphi')} d\rho - \int_R^{-\infty} \vec{M} dl_1 e^{jk\rho \sin\theta \cos(\varphi - \varphi')} d\rho \quad (1)$$

①式表明，曲线微带线辐射的基础是内侧磁流源比外侧磁流源短。

② 设曲线微带线上传输有单一行波，等效磁流源 $\vec{M} = I M_e e^{-(\alpha + j\beta)l}$ 分布在微带中心线上，则其总磁辐射矢量为

$$\vec{L} = \int_l I M_e e^{-(\alpha + j\beta)l} e^{jkR \sin\theta \cos(\varphi - \varphi')} dl \quad (2)$$

式中  $M_e = E_0 k W_e \left[ \frac{1}{kR} + j \sin\theta \cos(\varphi - \varphi') \right]$

C. Wood 的研究成果表明，曲线微带线作为宽带圆极化微带天线的性能是比较好的，可作到在40%带宽范围内极化轴比小于3dB；但也存在一些问题，主要是极化轴比仅在主最大方向附近小于3dB，而且有波束倾斜现象。

我们的课题任务是要设计一种在整个波束宽度各方向上轴比均小于3dB、波束倾斜尽量小的宽带微带天线。若在 Wood 研究成果的基础上进行工作，必须修改贴片形状。但由②式可见，通过求解析式以精确计算规则曲线微带线的辐射已很困难，(Wood推导了圆扇形天线的辐射场分式，也未计及“缺口”部分的影响)，若由②式从理论上分析研

究贴片图形的修改将更困难。所以,我们首先采用实验研究方法探索修改贴片形状,以改进其性能的途径,为以后的理论分析和设计提供经验材料。

## 二、规则圆扇形、螺旋形微带天线的测试结果及分析

(一)首先,我们按 C. Wood 提供的设计资料制作了 S 波段的规则圆扇形和螺旋形天线,在微波暗室内选用不同频率对其进行方向图和极化方向图的测试。中心频率附近之测试结果如图 6 和图 8 所示。极化方向图给出了整个波束范围内各方向上轴比的数据及变化情况。

在图 6 和图 8 中,  $\phi=0^\circ$  平面上,  $+\theta$  是偏向负载端的;在  $\phi=90^\circ$  平面上,  $+\theta$  则是偏向“缺口”方向的。

为定性分析微带线上电流(或磁流)幅相分布对  $E_\theta$ 、 $E_\phi$  的方向图的影响,从而指导贴片图形的修改,我们采用如下等效直线阵的分析方法。

(二)等效直线阵上等效电流分量  $I'_x$ 、 $I'_y$  的幅相分布

在分析图 3 所示的连续曲线阵  $L$  的垂直面(如  $XOZ$  面)方向图时,由于在曲线阵上有相同的  $X$  坐标的  $A$ 、 $B$  点到远区任一观察点的距离相等,故可等效为  $X$  轴上  $C$  点处某等效源的辐射,  $G$  处的等效电流为  $A$ 、 $B$  两处电流的几何迭加。这样,整个曲线阵  $L$  在  $XOZ$  面的辐射场,可由  $X$  轴上的等效连续直线阵  $L'$  计算。

设:①圆扇形中心线半径为  $a$ ,螺旋线中心线总长度为  $l$ ;在中心频率时有  $2\pi a = \lambda_m$ ,  $l = \lambda_m$  ( $\lambda_m$ —微带线中波长)

②曲线微带线上有单一行波电流且集中在中心线上;忽略线上电流的衰减和反射波。

于是,中心频率时圆扇形天线的等效直线阵上的等效电流  $I'_x$  和  $I'_y$  的幅度相位分布如图 7 所示。图 9 则给出螺旋形天线的等效直线源的幅相分布。计算时,螺旋线用极坐标方程  $\rho = b\varphi'$  表示,始端至  $\varphi'$  处的螺旋线长度为

$$l = \frac{b}{2} [\varphi' \cdot \sqrt{\varphi'^2 + 1} + \ln(\varphi' + \sqrt{\varphi'^2 + 1})]$$

由于上述等效线阵的源分布是在无衰减、无反射的条件下计算绘制的,而实测方向图时,不仅线上电流有衰减,负载端也没有作到完全匹配(圆扇形  $\rho=1.34$ ;螺旋形  $\rho=2.1$ ),所以不能用前者详细解释后者,只能给出如下定性分析:

1. 由图 7 可见,在  $\phi=90^\circ$  平面,圆扇形天线两电流分量的相位差为  $\pi/2$ ;在  $\phi=0^\circ$  面,  $I'_x$ 、 $I'_y$  的两侧部分的相位差亦为  $\pi/2$ ,而由于它们的幅度较大必对辐射场起主要作用。这样,  $I'_x$ 、 $I'_y$  所形成的椭圆极化波的倾角基本上为零,所以极化方向图的包络基本上是  $E_\theta$ 、 $E_\phi$  的方向图,这与实验结果是一致的。另外,  $I'_x$  超前  $I'_y$ ,椭圆极化波的旋向也与实际一致。

图 9 表明,螺旋形天线等效线源的  $I'_x$ 、 $I'_y$  之间的相位差有着复杂的情况,因而其极化方向图的包络只能部分地反映  $E_\theta$ 、 $E_\phi$  的方向图。当出现椭圆极化波的倾角接近  $45^\circ$  的情况时,即使  $E_\theta$ 、 $E_\phi$  两方向图一致,轴比仍然可能很大。这也和实验结果一致。

2. 馈电点和负载点间的“缺口”对  $I'_z$  的影响大于对  $I'_y$  之影响。对  $I'_z$ ，它使其幅度大的部分明显降低，因而由  $I'_z$  形成的  $\phi=0^\circ$  面的  $E_\theta$  和  $\phi=90^\circ$  面的  $E_\phi$  在主波束范围内均分别小于由  $I'_y$  形成的  $E_\theta(\phi=0^\circ)$  和  $E_\theta(\phi=90^\circ)$ 。如果我们在“缺口”的对应部分加大微带线的外侧尺寸，从而加强该部分的辐射，可望补偿上述差额，使两主平面上  $E_\theta$ 、 $E_\phi$  的方向图接近。

3. 对圆扇形天线， $\phi=0^\circ$  面的  $E_\theta$  方向图整体上向负载端偏移，这主要是由于等效线源的  $\phi_x$  在中央部分有线性相位偏移造成的，图 4 为其示意图。若在天线中央部分的外侧加微扰，有可能破坏  $\phi_x(x)$  在中央部分的线性相位偏移，而使波束倾斜的缺陷得到某些改善。 $\phi=0^\circ$  面的  $E_\theta$  方向图还有一个现象是：偏向馈电端一侧出现峰值，这主要是因为环上电流实际上是有衰减的。考虑到衰减， $\phi=0^\circ$  面  $I'_z$  的幅相分布及其方向图的形成，由图 5 示意之。至于  $\phi=0^\circ$  面的  $E_\phi$  方向图，虽然  $I'_y$  在中央部分亦有线性相位偏移，但因电流幅度较小，电流衰减带来的影响不明显，故方向图基本仍对称于轴线。对于  $\phi=90^\circ$  面，因等效线源在  $Y$  轴，电流衰减的影响就更小，可予忽略。

从等效观点，当求垂直面方向图时，一个电流幅度不均匀分布、而尺寸均匀的面阵，可等效为一个幅度均匀而尺寸不均匀的面阵。因此，我们可用逐渐加宽圆扇形末端尺寸的办法来抵消电流衰减所带来的上述影响。

4. 对于螺旋形天线， $\phi=0^\circ$  面  $E_\theta$  方向图之最大值偏向负载端的现象，则是由于  $I'_z$  在末端有较大的线性相位偏移所致。对此，可以通过改变天线末端的斜率的办法来改善。

为便于多方探索，从加大曲线内外侧线长差额出发，并参考上述各点分析，我们选取了如图 10 所示的几种实验图形。这些图形是在规则图形的基础上设计的，其中

- ① 图 a、c、f 的正弦微扰的振幅均为  $1.5\text{mm}$  ( $\approx 2\% \lambda_m$ )；
- ② 图 d 内侧曲线  $\rho_1 = 1.42\varphi'$ ，外侧曲线  $\rho_2 = 4.52\varphi'$ ，中心线形状与规则图形基本一致；
- ③ 图 e，内侧曲线  $\rho_1 = 2.39\varphi'$  为算术螺线；外侧曲线  $\rho_2 = 6.13e^{0.27\varphi'}$  为对数螺线。

### 三、六种实验图形测试结果综合

1. 图 10-c、f 两种加对数周期微扰的测试结果是：方向图和轴比均变坏，而且频带特性上也沒有好的趋向。这说明，过份地加大天线图形的不对称性对于天线的性能是有害无益的。

2. 变宽度圆扇形（图 10-b）的测试结果表明，加宽天线终端部分的尺寸，确实可以使方向图向负载端偏斜，如图 11 所示。

3. 图 10-d、e 两种变宽度的螺旋形天线有和上述相同的结果，而且对于螺旋形天线，本来方向图就向负载端偏斜，图形 d、e 又加大了这一偏斜。另外，两种图形末端部分的斜率更小了，这进一步加强了“缺口”部分的影响。总之，两种图形的性能均较规则图形有所变坏。

4. 性能上有较明显改善的是图 10-a 所示加均匀正弦微扰的圆扇形天线，其方向

图测试结果如图 12 所示, 其中  $E_\theta$ 、 $E_\phi$  方向图均较接近, 在主瓣的较大范围内轴比也变小。但由于是等宽度的,  $E_\theta$  方向图仍有偏斜, 特别是该实验图形的驻波较大 ( $\rho \approx 1.4$ ), 这表明, 始末端的微扰使匹配情况变坏了。

#### 四、曲线图形之修改及其测试结果

根据上述等效线阵分析及各实验图形的测试结果, 对图 10-a 和 d 两种图形作了如下修改:

##### 1 圆扇形天线

(1) 为检验始端图形对匹配状态的影响并进一步检验不对称性对方向图的影响, 先将始端两个微扰刻掉。测试表明, 驻波系数没有变化, 而方向图和轴比却变坏。

(2) 将始末两端的两个微扰均去掉, 这时驻波比减为 1.1, 匹配情况明显改善; 方向图和轴比虽有改善但不显著, 波束仍有偏斜。

(3) 逐步修刻始端内缘, 使天线成为变宽度的, 当始末端宽度差为 2mm ( $0.03\lambda_m$ ) 时, 得到了良好的结果:

表 1

	3 dB 带宽	轴 比
$\phi = 0^\circ$	$E_\theta$ : $110^\circ$ $E_\phi$ : $80^\circ$	在 $\pm 60^\circ$ 范围内 $\leq 3\text{dB}$ (主办的其它部分轴比 $< 5\text{dB}$ )
$\phi = 90^\circ$	$E_\theta$ : $100^\circ$ $E_\phi$ : $70^\circ$	在 $\pm 80^\circ$ 范围内 $\leq 3\text{dB}$ (主办的其它部分轴比 $< 5\text{dB}$ )

表 2

f(MC)	2600	2650	2700	2750	2800	2850	2900
驻波比 $\rho$	1.24	1.25	1.22	1.12	1.08	1.15	1.08

f(MC)	2950	3000	3100	3200	3250	3300	3350
驻波比 $\rho$	1.03	1.14	1.08	1.29	1.24	2.40	2.70

修改后的圆扇形天线如图 13 所示, 此时天线各尺寸如下: (中心频率  $f_0 = 2900\text{MHz}$ )  
中心半径: 11mm; 正弦微扰幅值: 1.5mm;  
线宽: 始端  $W_1 = 10.5\text{mm}$ , 终端  $W_2 = 12.5\text{mm}$ 。

(测试过程中, 曾将始端  $W_1$  修刻为 8.5mm, 即  $W_2/W_1 = 1.47$ , 此时天线性能又变坏)。

##### 2. 螺旋形天线

在图 10-d 的图形基础上, 对末端部分的内缘和外缘进行修刻: 加大末端斜率, 减小

末端宽度，同时使“缺口”对应部分的外缘尺寸相对突出，以补偿“缺口”的影响。修改后的图形如图14之实线部分。（当终端形状和L16接头之外径尺寸相合时，匹配情况最佳。）测试结果如下：

- $\varphi=0^\circ$  平面： $\theta=\pm 30^\circ$  范围内轴比 $\leq 3\text{dB}$   
 （其它部分的轴比却很大）；  
 $\varphi=90^\circ$  平面： $\theta=\pm 60^\circ$  范围内轴比 $\leq 3\text{dB}$   
 （个别点上 $\theta=30^\circ$ —轴比约为5dB）。

表 3

f(MC)	2500	2600	2700	2800	2900	3000	3100	3200	3300	3400
驻波比	2.1	1.6	1.44	1.45	1.14	1.09	1.47	1.45	1.04	1.37

## 五、结 束 语

以上只是曲线微带天线研究的一点阶段性成果，需要继续进行的工作还很多，例如：①螺旋形天线的电流幅相分布比较复杂，其改进方向的探索在细致程度和确切性上不及圆扇形天线；②频带特性方面的测试资料不够充分；③在上述基础上的理论分析计算以及如何确定各修改部分的最优化值，尚得进一步研讨。

## 参 考 文 献

- [1] Curved microstrip Lines as compact wideband circularly polarised antennas, C. Wood MICROWAVES OPTICS AND ACOUSTICS, JANUARY 1979, Vol 3 No. 1
- [2] KOMPA, C., and MEHRAN, R.: Planar waveguide model for calculating microstrip components, Electron Lett., 1975, 11, pp 459—460.
- [3] Microstrip Antennas, I.J. Bahl P. Bhartia
- [4] 赫崇骏, 张贤铎, 微带天线的设计与计算(讲义), 国防科技大学, 1982. 9.
- [5] 刘克成, 宋学诚, 天线原理(讲义), 国防科技大学
- [6] 微带天线(二), 专题技术译丛, 国防科技大学, 1983. 4

附 图

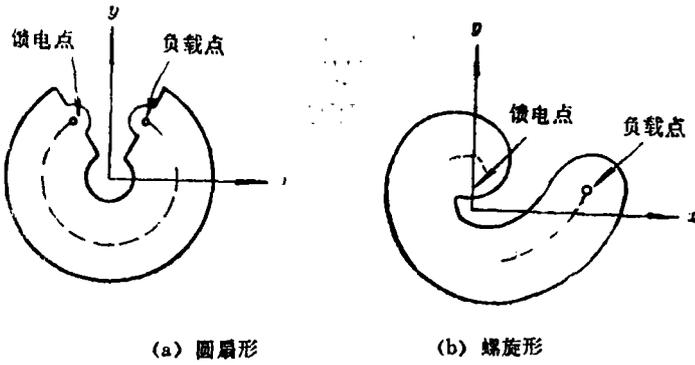


图 1 规则的曲线微带天线

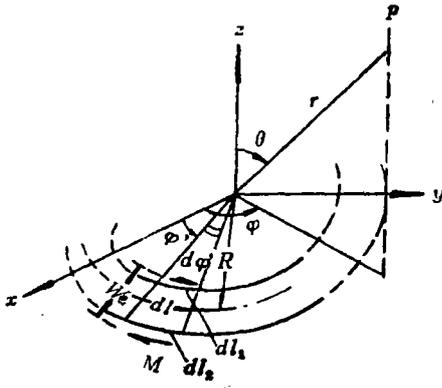


图 2

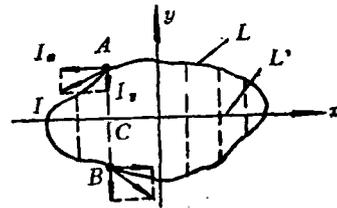


图 3 等效直线阵

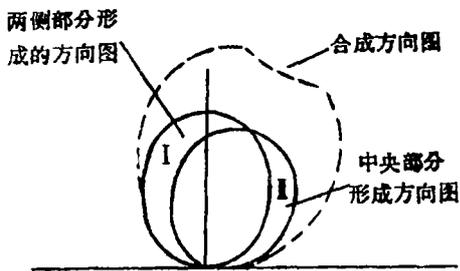


图 4

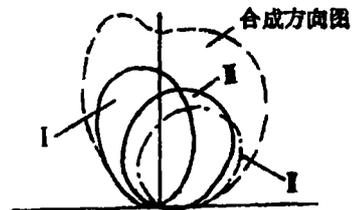
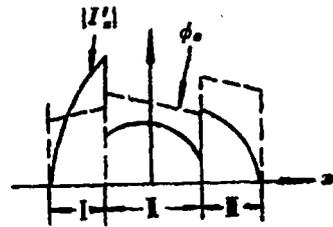


图 5

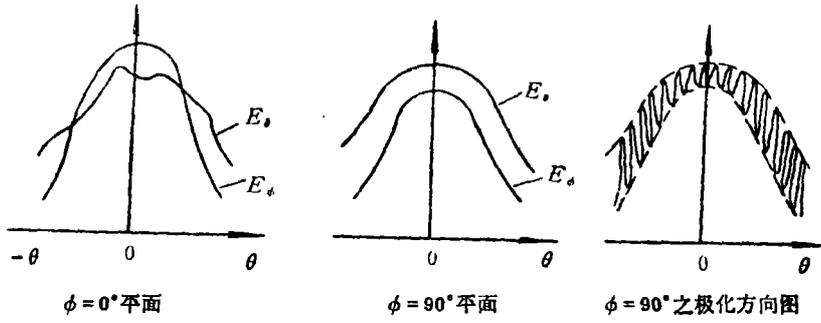


图 6 规则圆扇形天线方向图

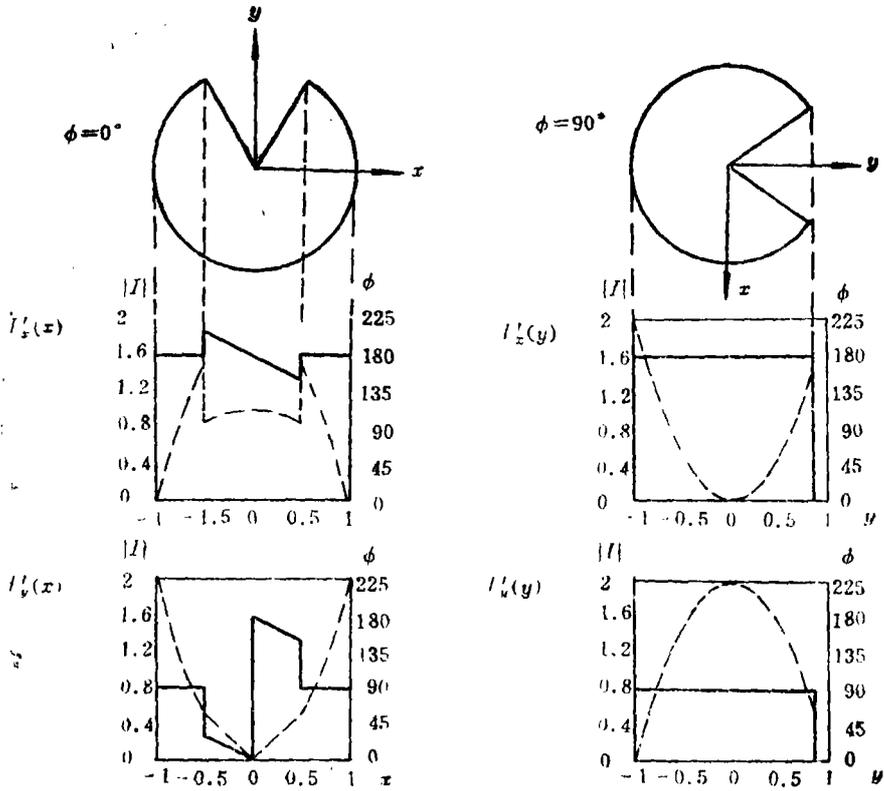


图 7 规则圆扇形天线的等效直线阵的源分布

---|I|      —φ

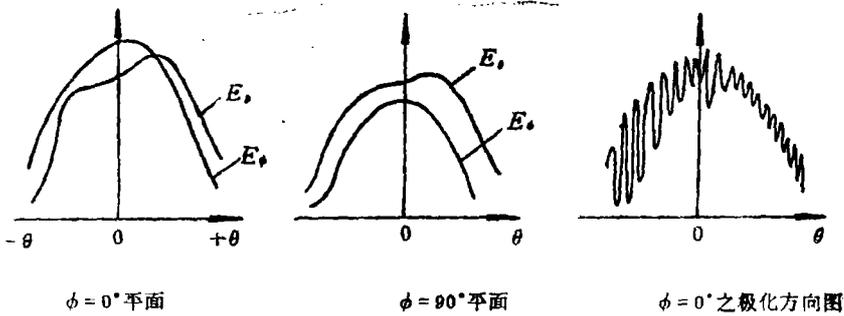


图 8 规则螺旋形天线方向图

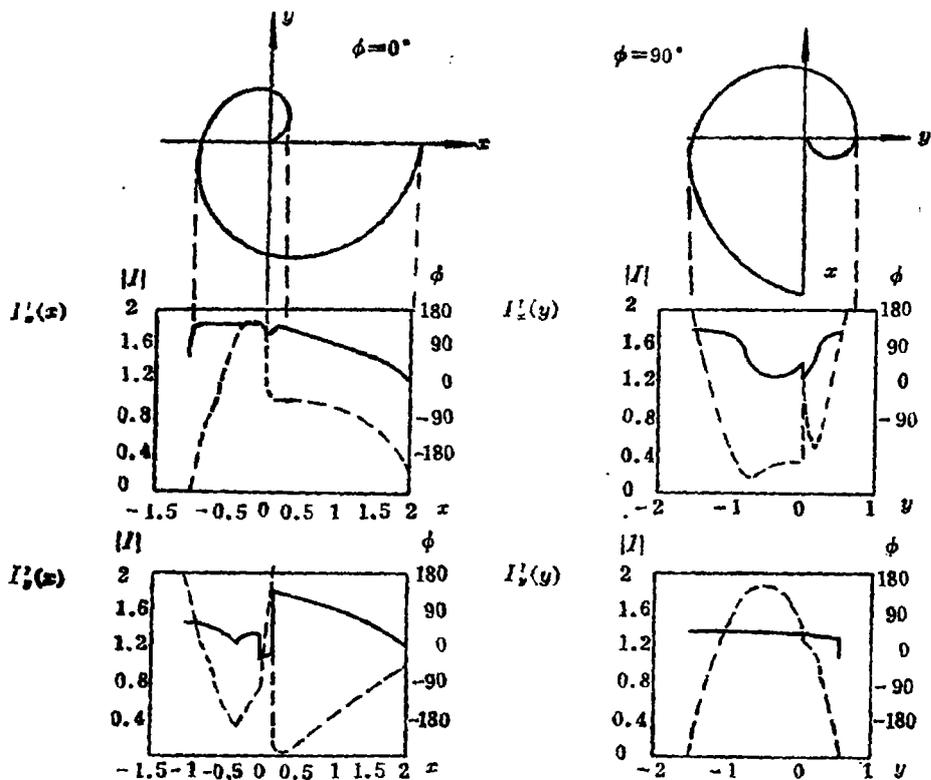
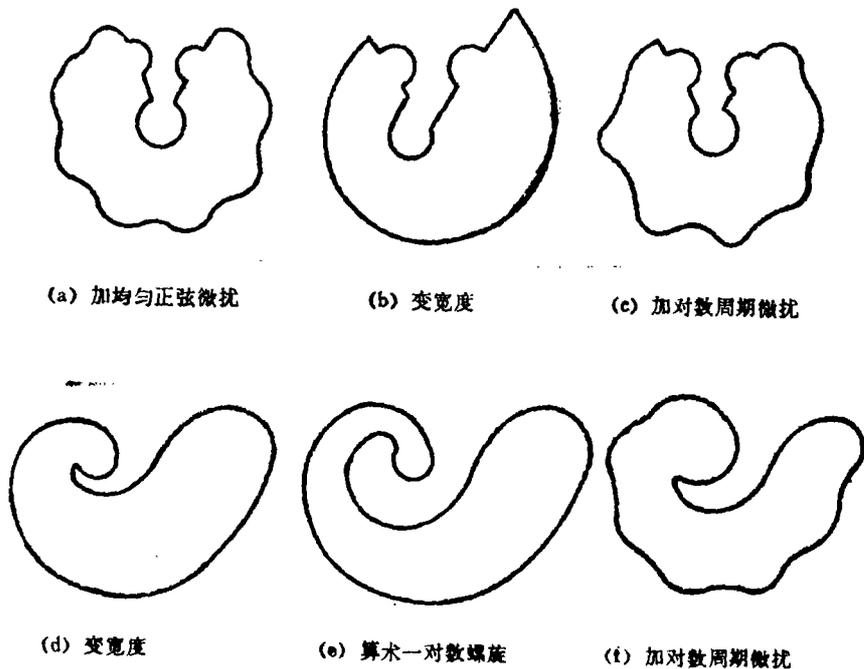


图9 规则螺旋形天线等效直线阵的源分布  
 ---|I|      —φ



(a) 加均匀正弦微扰

(b) 变宽度

(c) 加对数周期微扰

(d) 变宽度

(e) 算术-对数螺旋

(f) 加对数周期微扰

图10 六种实验图形

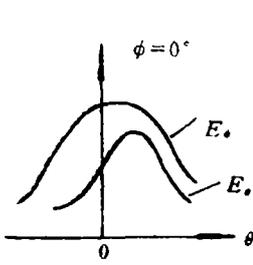


图 11

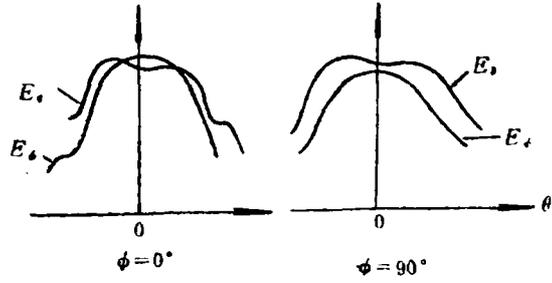


图 12 加正弦微扰圆扇形天线的方向图

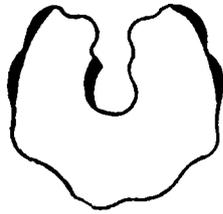


图 13 修改后的圆扇形天线



图 14

## A Study of Curved Microstrip Circularly Polarized Antennas

Song Xuecheng Zheng Xiaodong  
Zeng Zhaojuan