

# 偏心环微带天线谐振特性的研究

饶 亲 江

(广西师范大学物理系, 桂林 541001)

**摘要** 本文用点匹配法分析了偏心环微带天线的谐振特性, 所得公式可将圆形、同心圆环和偏心圆环微带天线作为特例来应用。对偏心圆环谐振波数的理论计算与实验测试的良好一致性表明, 这种方法适用于分析任意形状微带天线的谐振特性。偏心圆环较之同心圆环有较宽的带宽。

**关键词** 微带天线; 谐振特性; 带宽; 偏心圆环; 点匹配法

## 1. 引言

近几年来, 许多天线工作者对同心圆环微带天线的特性进行了研究<sup>[1-4]</sup>。结果表明, 同心圆环微带天线具有较宽的带宽, 因而受到重视。然而, 随着对微带天线理论研究和实际应用的不断发展, 特别是对微带天线带宽要求的进一步提高, 越来越多的形状不规则的微带贴片天线在工程中得到应用。显然开展对不规则形状的微带天线的分析探讨是一项极具实用价值的工作。本文作者依据文献 [5] 中关于简并模解可得到双频和多频工作状态的思想, 提出了如图 1 所示的任意形偏心环微带天线。由于这种天线边界曲线是任意形状、要得到天线特性的精确解是困难的。原理上讲, 变分法、有限元法能得到近似解, 但这些方法, 计算量大、耗时多, 在试探函数收敛较快的状况下, 才能得到较为准确的解。如果仅用腔模理论中的本征函数展开法也是较困难的。本文以腔模法为基础, 用点匹配法分析了图 1 所示的微带天线的谐振特性。这种方法是在微带天线的磁壁周界上选取一系

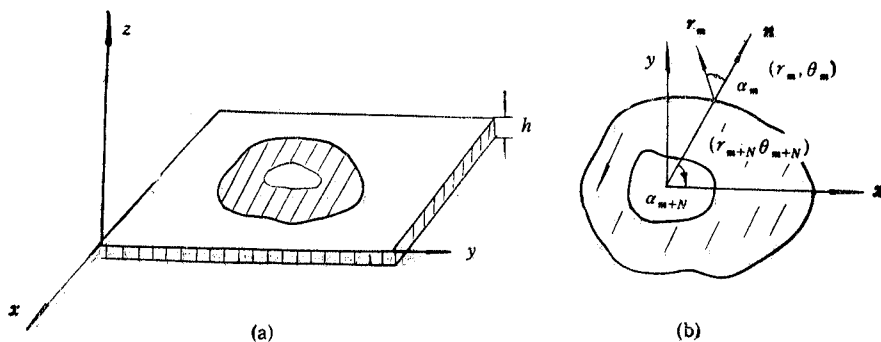


图 1 偏心环微带天线示意图

1992.06.10 收到, 1993.02.05 定稿。

饶亲江 男, 1962 年生, 副教授, 从事微带天线、电子线路 CAD 等方面的教学和科研工作

列的匹配点,腔内的本征方程在这些点上满足边界条件,微分方程解的问题就转化为求解方程组的算术根问题,且只需在 PC 机上就可以求出所期望的特征值。对偏心圆环微带天线的低阶模的谐振特性的计算表明,偏心环微带天线能将带宽展宽。

## 2. 方程的建立

图 1 所示为偏心环微带贴片天线,它置于极坐标  $(R, \theta)$  平面内,天线用同轴背馈,馈点坐标  $(\rho_0, \theta_0)$ 。设贴片与金属地板之间的绝缘介质层的介电常数为  $\epsilon_r$ ,厚度为  $h$ ,且  $h \ll \lambda$ 。因此,微带天线的介质层中电场只有  $E_z$  分量,  $E_z$  满足如下方程:

$$(\nabla_T^2 + K^2)E_z = j\omega\mu_0 J_z \quad (1)$$

$$\left. \frac{\partial E_z}{\partial n} \right|_{r=c} = 0, \quad C \text{ 为边界} \quad (2)$$

上述问题的解为

$$E_z = \iint G(s/s_0)J(s/s_0)ds \quad (3)$$

$$G(s/s_0) = j\omega\mu h \sum_n \frac{\phi_{mn}(s) \cdot \phi_{mn}(s_0)}{K_{mn}^2 - K^2} \quad (4)$$

式中  $K_{mn}$  为本征值,  $\phi_{mn}$  为对应的本征函数,且满足如下方程:

$$(\nabla_T^2 + K_{mn}^2)\phi_{mn} = 0 \quad (5)$$

$$\left. \frac{\partial \phi_{mn}}{\partial n} \right|_{r=c} = 0 \quad (6)$$

(5)式中的  $\phi_{mn}$  其奇、偶模可写成本征函数的展开式,以圆柱波函数表示则为

$$\phi_{emn} = \sum_{n=0}^{\infty} [A_{en}J_n(K_{mn}r) + B_{en}Y_n(K_{mn}r)] \cos n\theta \quad (7)$$

$$\phi_{omn} = \sum_{n=1}^{\infty} [A_{on}J_n(K_{mn}r) + B_{on}Y_n(K_{mn}r)] \sin n\theta \quad (8)$$

(7),(8)式中  $e, o$  分别代表偶模和奇模; $r, \theta$  为极坐标; $n$  为整数; $J_n$  和  $Y_n$  为一类、二类  $n$  阶贝塞尔函数; $K_{mn}$  为谐振波数;系数  $A, B$  由边界条件决定。

假设展开(7),(8)式在所考虑的条件下能够迅速地一致收敛,则波函数  $\phi_{mn}$  能近似表示为有限项展开式的和<sup>[6]</sup>:

$$\phi_{emn} = \sum_{n=0}^{N-1} [A_{en}J_n(K_{mn}r) + B_{en}Y_n(K_{mn}r)] \cos n\theta \quad (9)$$

$$\phi_{omn} = \sum_{n=1}^N [A_{on}J_n(K_{mn}r) + B_{on}Y_n(K_{mn}r)] \sin n\theta \quad (10)$$

点匹配法要求(9),(10)式在磁壁边界上有限点满足边界条件。设共有  $2N$  个有限点,其坐标依次为在偏心环外壁  $(r_1, \theta_1), (r_2, \theta_2), \dots, (r_N, \theta_N)$ ; 在偏心环内壁  $(r_{N+1}, \theta_{N+1}), (r_{N+2}, \theta_{N+2}), \dots, (r_{2N}, \theta_{2N})$ ; 且内外点一一对应。边界条件(6)式在  $2N$  点上满足时,则要求

$$\mathbf{n} \cdot \nabla_T \sum_n [A_n J_n(K_{mn}r_m) + B_n Y_n(K_{mn}r_m)] \Big|_{\sin(n\theta_m)}^{\cos(n\theta_m)} = 0 \quad (11)$$

式中  $m = 1, 2, \dots, 2N$ 。  $\mathbf{n}$  是磁壁表面单位外法向矢量,(11)式可进一步写成

$$\sum_n \{K_{mn} r_m [A_n J'_n(K_{mn} r_m) + B_n Y'_n(K_{mn} r_m)] \frac{\cos(n\theta_m)}{\sin(n\theta_m)} \mp \tan \alpha_m [A_n J_n(K_{mn} r_m) + B_n Y_n(K_{mn} r_m)] \times \frac{\sin(n\theta_m)}{\cos(n\theta_m)}\} = 0 \quad (12)$$

(12)式中,  $\cos \alpha_m = \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_m$ , 对于  $m = 1, 2, \dots, N$

$$\cos \alpha_m = -\mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_m, \text{ 对于 } m = N + 1, N + 2, \dots, 2N$$

$\mathbf{r}_m$  是点  $(r_m, \theta_m)$  处  $r$  方向上单位矢量, 如图 1 所示. 为了得到系数  $A_n, B_n$  的非零解, 则系数行列式必须为 0, 即

$$D(K_{mn}) = \det |d_{ij}| = 0 \quad (13)$$

$$d_{ij} = K_{mn} r_i \frac{\cos(i\theta_j)}{\sin(i\theta_j)} J'_i(K_{mn} r_i) \mp \tan \alpha_j \cdot \frac{\sin(i\theta_j)}{\cos(i\theta_j)} J_i(K_{mn} r_i), \quad j = 1, 2, 3, \dots, N \quad (14)$$

$$d_{ij} = K_{mn} r_j \frac{\cos(i-N)\theta_j}{\sin(i-N)\theta_j} Y'_{i-N}(K_{mn} r_j) \mp (i-N) \tan \alpha_j \cdot \frac{\sin(i-N)\theta_j}{\cos(i-N)\theta_j} Y_{i-N}(K_{mn} r_j), \quad j = N + 1, N + 2, \dots, 2N \quad (15)$$

(13) 式的根即为本征波数  $K_{mn}$ , 每一个  $K_{mn}$  都对应一个模. 一旦确定了  $K_{mn}$ , 则展开系数  $A_n, B_n$  即可确定.

### 3. 应用举例

为了说明上述方法的有效性, 我们分析了如下几种微带天线的本征解问题.

(1) 圆形微带天线 在这种情形下,  $r_{N+1}, r_{N+2}, \dots, r_{2N}$  均为 0;  $r_1, r_2, \dots, r_N$  均为常数  $a_1$ ,  $\tan \alpha_j = 0$ , (15) 式即转化为圆形微带天线的特征解方程

$$J'_n(K_{mn} a_1) = 0, \quad a_1 \text{ 为圆片半径}$$

(2) 内磁壁为圆形的环形微带天线 考虑这种结构的微带天线,  $r_{N+1} = r_{N+2} = \dots = r_{2N} = a_2$ , 当  $(\partial \phi_{mn} / \partial n)|_{r=N+1, N+2=a_2} = 0$  时, 有

$$B_n = -A_n J'_n(K_{mn} a_2) / Y'_n(K_{mn} a_2) \quad (16)$$

把(16)式代入(12)式并在外壁上再用点匹配法得到如下方程:

$$\sum_n \{M \cdot K_{mn} r_m \frac{\cos(n\theta_m)}{\sin(n\theta_m)} / Y'_n(K_{mn} a_2) \mp \tan \alpha_m \cdot P \times \frac{\sin(n\theta_m)}{\cos(n\theta_m)} / Y'_n(K_{mn} a_2)\} A_n = 0 \quad (17)$$

(17)式中

$$M = [J'_n(K_{mn} r_m) Y'_n(K_{mn} a_2) - J'_n(K_{mn} a_2) Y'_n(K_{mn} r_m)]$$

$$P = [J_n(K_{mn} r_m) Y'_n(K_{mn} a_2) - J'_n(K_{mn} a_2) Y_n(K_{mn} r_m)]$$

(17)式中  $m = 1, 2, 3, \dots, N$ , 可进一步将(17)式写成

$$d_{mn} = M \times K_{mn} r_m \frac{\cos(n\theta_m)}{\sin(n\theta_m)} \mp n \tan \alpha_m \times P \times \frac{\sin(n\theta_m)}{\cos(n\theta_m)} = 0 \quad (18)$$

和

$$1/Y'_n(K_{mn} a_2) = 0 \quad (19)$$

显然将(17)式应用到同心圆环微带天线时可以得到准确解.

(3) 偏心圆环微带天线的谐振特性 为了证实上述公式的有效性, 作者对偏心圆环微带天线  $OTM_{110}^-$  和  $ETM_{110}^+$  的谐振特性进行了理论计算和实际测量. 偏心圆环内半径  $R_1 = 2\text{cm}$ ,  $R_2/R_1 = 1.5$ ,  $L/R_1 = 0.3$ ,  $L$  为内、外圆环的偏心距, 在利用(17)式计算时,

$R_1, R_2$  分别用等效半径  $R_{1e}$  和  $R_{2e}$  代入,即

$$R_{1e} = 2R_1 - R_1 \left[ 1 + \frac{2h}{2R_1\epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi R_1}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{1/2} \quad (20)$$

$$R_{2e} = R_2 \left[ 1 + \frac{2h}{2R_2\epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi R_2}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{1/2} \quad (21)$$

所选匹配点近似的均匀分布在磁壁的边缘。对于奇、偶二模都分别选取  $N = 4, 5, 6, \dots,$

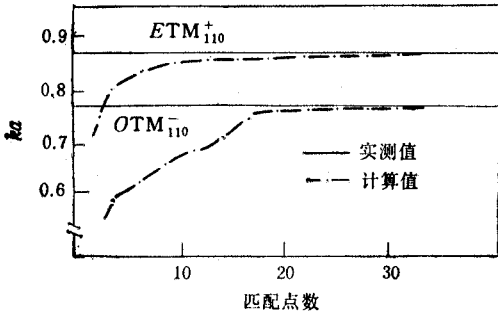


图 2 谐振波数实测值与计算值的比较

35 点, 进行计算; 实际测量采用谐振频率法<sup>[7]</sup>, 馈电采用同轴背馈, 接头阻抗为  $50\Omega$ , 探针直径为  $1\text{mm}$ ; 所得结果如图 2 所示。由图可见, 匹配点数增多, 计算值逐渐趋于实测值。点数取到一定数量后, 计算值与实测值趋于一致。此后如果再增多点数已无意义。显然, 点选多少个为宜, 一则依赖于微带天线的结构, 二则依赖于场的分布。一般来讲, 两点间的间距越小, 实测值与计算值之间的

误差越小。

(4) 偏心圆环微带天线的双频特性 当同心圆环微带天线工作在  $\text{TM}_{110}$  模态时, 如果让圆心偏离而成为偏心圆环微带天线, 则由此而产生两个新的简并分离模  $\text{ETM}_{110}^+$  和  $\text{OTM}_{110}^-$ , 选择合理的馈点, 微带天线就工作在双频状态, 如图 3 所示, 因而带宽有所增宽<sup>[8]</sup>。

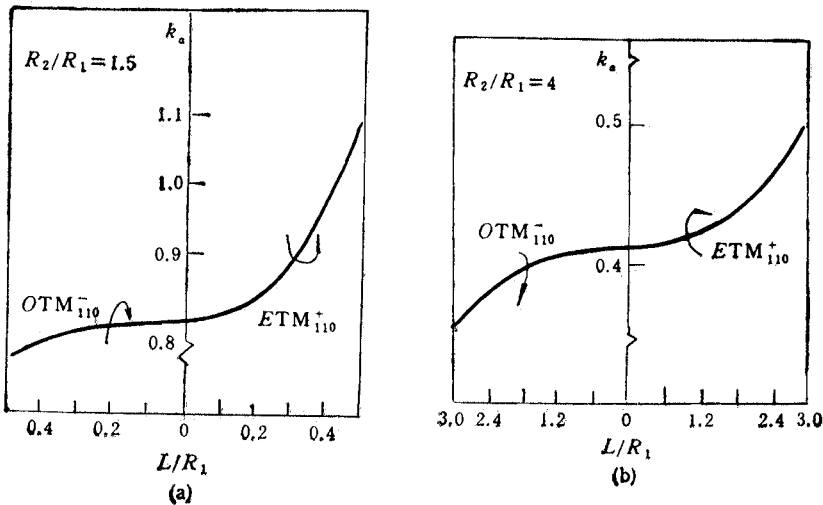


图 3 偏心圆环微带天线的双频特性  
( $h = 0.15\text{cm}, \epsilon_r = 2.5, \tan\delta = 0.0018$ )

#### 4. 结论

从上面分析可知, 点匹配法能够解决一类边界较为复杂的微带天线谐振特性的分析

问题,只要确定了本征模展开式中的系数  $A_n$  和  $B_n$ ,微带天线的内场分布即可求出,因而就可以用常规的方法求出微带天线的辐射特性和阻抗特性等。

感谢电子科技大学天线室主任林昌禄教授的支持与鼓励。

### 参 考 文 献

- [ 1 ] I. J. Bahl, S. S. Stuchly, M. A. Stuchly *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-28**(1980)12, 1464—1468.
- [ 2 ] W. C. Chew, *IEEE Trans. on AP*, **P-30**(1982)5, 918—922.
- [ 3 ] I. S. Dahel, K. F. Lee, *Electron Lett.*, **18**(1982)24, 1051—1052.
- [ 4 ] J. W. Mink, Circular Ring Microstrip Antennas Elements, Presented in 1980 AP Soc., Int. Symp., Quebec, Canada, June, 1980, pp. 605—608.
- [ 5 ] I. J. Bahl, P. Bhartia 著. 梁联倬,冠廷耀译. 微带天线,电子工业出版社,1985年3月,第98—103页,第114—117页.
- [ 6 ] Rao Qinjiang Resonant Frequencies of Arbitrary Shaped Microstrip Patch Antennas, IEEE-APS International Symposium, 1992 Digest, Chicago, USA, Vol. 3, pp. 1745—1748.
- [ 7 ] 林昌禄,天线测量技术. 成都电讯工程学院出版社,成都,1987年,第二章.
- [ 8 ] Rao Qinjiang Double-Frequencies Characteristic of Ridged Circular Microstrip Patch Antennas IEEE APS International Symposium, 1992 Digest, Chicago, USA, Vol. 3, pp. 1473—1474.

## ANALYSIS OF RESONANT CHARACTERISTIC ON ECCENTRIC RING MICROSTRIP ANTENNAS WITH ARBITRARY SHAPE

Rao Qinjiang

(Guangxi Normal University, Guilin 541001)

**Abstract** Resonant characteristic of eccentric ring microstrip antennas has been studied using point-matching method. The formulation can be applied to some specific cases, for example, circular, circular ring and eccentric circular ring patch antenna. The good agreement between measured and calculated results of resonant wave-number of eccentric circular ring microstrip antenna indicates that the method can be used to analyse characteristic of arbitrary shape microstrip antennas.

**Key words** Microstrip antenna; Resonant characteristic; Bandwidth; Eccentric circular ring; Point-matching method.