

宽频带高增益微带天线元研究¹

姚德森 蔡建明

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

摘要 本文提出了一种微带天线元的新结构,它具有宽频带和高增益特性。用谱域法推导了特征方程。用等效电路观点得到输入驻波比的频率特性公式、数值计算设计了一个 C 波段微带天线元。实测驻波比带宽达 16%(VSWR ≤ 1.5) 或 25% (VSWR ≤ 2), 增益在 10.2 ~ 11.3 dB 范围。这表明其带宽和增益都比普通微带天线元的带宽 (5 ~ 6)% 和增益 (6 ~ 7)dB 大得多。

关键词 微带天线, 宽频带, 高增益

中图分类号 TN823

1 引言

微带天线由于其结构体积小、重量轻、易制造、成本低以及平面结构和可与集成电路兼容等优点而被广泛用于航天、通信等各种低功率辐射和接收系统中。但是微带天线的主要缺点是其频带窄和增益低。近十几年来,天线工作者对此进行了大量的理论和实验研究,利用寄生元 and 多层结构等^[1-4]方法可使频带宽度扩展到 20% ~ 25%,但增益仍较低,在 6 ~ 7dB 左右。另一方面,微带背射式天线^[5,6]的增益较高,但频带却未见改善。目前还未见既为宽频带又具有高增益的微带天线元的报道。本文提出的这种新型微带元结构,综合了微带背射式天线和宽带双层天线的优点,可同时实现宽频带和高增益。给出了它的理论分析,也进行了实验研究。

所研究的微带天线元的结构如图 1 所示。我们称之为电磁耦合背射式微带天线。其结构分为三层:底层为接地面和馈电元,第二层为辐射元,第三层为部分反射元。各元均为圆形贴片,直径分别为 D_1 、 D_2 、 D_3 ,层间间隔分别为 h_1 和 h_2 。为方便起见,取各层厚度均为 t ,具有相同的介质参数 ϵ 、 μ 。

2 谱域分析

利用图 2 所示的等效传输线方法可求得谱域格林函数。谱域中, $z = t, h_1 + 2t, h_1 + h_2 + 2t$ 处界面上的切向电场与这些界面上的电流分布的关系为

$$\begin{bmatrix} \tilde{J}_1^i \\ \tilde{J}_2^i \\ \tilde{J}_3^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}^i & y_{12}^i & y_{13}^i \\ y_{21}^i & y_{22}^i & y_{23}^i \\ y_{31}^i & y_{32}^i & y_{33}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_1^i \\ \tilde{E}_2^i \\ \tilde{E}_3^i \end{bmatrix}, \quad i = e, h, \quad (1)$$

¹ 1994-11-28 收到, 1995-03-13 定稿

式中字母头上的“~”表示该物理量为相应量的汉格尔变换。右上角标 e, h 分别表示对 z 方向的 E 波和 H 波, 右下角标 1, 2, 3 分别表示各元所在的界面。利用等效传输线图 2, 不难求出 [7](1) 式中的导纳矩阵各元素为

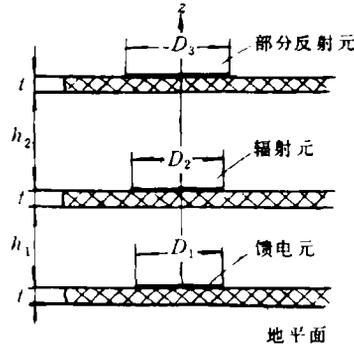


图 1 天线几何结构

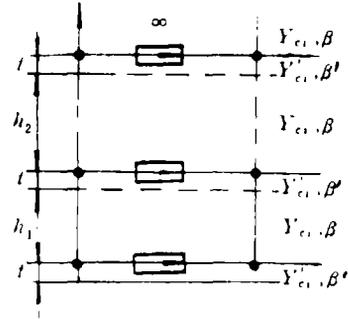


图 2 求格林函数的等效传输线

$$\begin{aligned}
 y_{11}^i &= jy'_{ei} \operatorname{ctg} \beta' t - [\cos \beta h_1 \cos \beta' t - (\sin \beta h_1 \sin \beta' t) y_{c_i} / y'_{c_i}] y_{12}^i, \\
 y_{12}^i &= -j / [(\cos \beta h_1 \sin \beta' t) / y'_{c_i} + (\cos \beta' t \sin \beta h_1) / y_{c_i}] = y_{21}^i, \\
 y_{13}^i &= y_{31}^i = 0 \\
 y_{22}^i &= -[\cos \beta h_2 \cos \beta' t - (\sin \beta h_2 \sin \beta' t) y_{c_i} / y'_{c_i}] y_{23}^i \\
 &\quad - [\cos \beta h_1 \cos \beta' t - (\sin \beta h_1 \sin \beta' t) y'_{c_i} / y_{c_i}] y_{12}^i, \\
 y_{23}^i &= y_{32}^i = -j / [(\cos \beta h_2 \sin \beta' t) / y'_{c_i} + (\cos \beta' t \sin \beta h_2) / y_{c_i}] \\
 y_{33}^i &= -y_{c_i} - [\cos \beta h_2 \cos \beta' t - (\sin \beta h_2 \sin \beta' t) y'_{c_i} / y_{c_i}] y_{23}^i,
 \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned}
 \beta &= \sqrt{\omega^2 \epsilon_0 \mu_0 - \alpha^2}, & \beta' &= \sqrt{\omega^2 \epsilon \mu_0 - \alpha^2}, \\
 y_{c_i} &= \begin{cases} \omega \epsilon_0 / \beta, & i = e; \\ \beta / \omega \mu_0, & i = h \end{cases} & y'_{c_i} &= \begin{cases} \omega \epsilon / \beta', & i = e; \\ \beta' / \omega \mu_0, & i = h. \end{cases}
 \end{aligned}$$

上式中 ω 为待求的复谐振角频率, α 为径向波数, ϵ 为介质基板的介质常数。为方便起见, 现将电场 E 和电流分布 J 写成统一形式: $F_{\pm}(r) = F_r(r) \pm jF_{\phi}(r)$, 于是有

$$\tilde{F}_{\pm}(\alpha) = \int_0^{\infty} F_{\pm}(r) J_{n\pm 1}(\alpha r) r dr. \quad (2)$$

定义 [8]

$$\left. \begin{aligned}
 \tilde{F}^h &= [\tilde{F}_+ + \tilde{F}_-] / 2, \\
 \tilde{F}^e &= [\tilde{F}_+ - \tilde{F}_-] / 2.
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

将电流的汉格尔变换展开为基函数的线性组合

$$\tilde{J}_i^\pm = \sum_{n=1}^N a_{in} \tilde{J}_{irn}^\pm \pm j \sum_{n=1}^N b_{in} \tilde{J}_{i\phi n}^\pm. \quad (4)$$

由 Parseval 关系式

$$\int_0^\infty \tilde{J}_{in}^\pm \tilde{E}_i^\pm \alpha d\alpha = \int_0^\infty J_{in}^\pm E_i^\pm r dr = 0, \quad i = 1, 2, 3. \quad (5)$$

为避免特征方程中的积分发散, 选择如下组合^[9,10]:

$$\left. \begin{aligned} < \tilde{J}_{irm}^+ \tilde{E}_i^+ > + < \tilde{J}_{irm}^- \tilde{E}_i^- > = 0, \\ < \tilde{J}_{i\phi m}^+ \tilde{E}_i^+ > - < \tilde{J}_{i\phi m}^- \tilde{E}_i^- > = 0, \end{aligned} \right\} \quad i = 1, 2, 3, \quad m = 1, 2, \dots, N. \quad (6)$$

(6) 式中 $< >$ 号表示内积: $< \tilde{F}(\alpha) > = \int_0^\infty \tilde{F}(\alpha) \alpha d\alpha$ 。计及 (3) 和 (6) 式, 可得

$$\left. \begin{aligned} < \tilde{J}_{irm}^h \tilde{E}_i^h > + < \tilde{J}_{irm}^e \tilde{E}_i^e > = 0, \\ < \tilde{J}_{i\phi m}^e \tilde{E}_i^h > + < \tilde{J}_{i\phi m}^h \tilde{E}_i^e > = 0, \end{aligned} \right\} \quad i = 1, 2, 3, \quad m = 1, 2, \dots, N. \quad (7)$$

由 (3) 和 (4) 式可得

$$\begin{bmatrix} \tilde{J}_j^h \\ \tilde{J}_i^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{J}_{ir}^h & \tilde{J}_{i\phi}^e \\ \tilde{J}_{ir}^e & \tilde{J}_{i\phi}^h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ B_i \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3. \quad (8)$$

(8) 式中 $\tilde{J}_{ir}^h = [\tilde{J}_{ir1} \tilde{J}_{ir2} \dots \tilde{J}_{irN}]$, 其它元素类推。这样, 可将 (7) 写成矩阵形式:

$$[P][A_1 B_1 A_2 B_2 A_3 B_3]^{-1} = 0, \quad (9)$$

(9) 式中 $[P]$ 定义为

$$[P] = \begin{bmatrix} p_{rr}^{11} & p_{r\phi}^{11} & p_{rr}^{12} & p_{r\phi}^{12} & p_{rr}^{13} & p_{r\phi}^{13} \\ p_{\phi r}^{11} & p_{\phi\phi}^{11} & p_{\phi r}^{12} & p_{\phi\phi}^{12} & p_{\phi r}^{13} & p_{\phi\phi}^{13} \\ p_{rr}^{21} & p_{r\phi}^{21} & p_{rr}^{22} & p_{r\phi}^{22} & p_{rr}^{23} & p_{r\phi}^{23} \\ p_{\phi r}^{21} & p_{\phi\phi}^{21} & p_{\phi r}^{22} & p_{\phi\phi}^{22} & p_{\phi r}^{23} & p_{\phi\phi}^{23} \\ p_{rr}^{31} & p_{r\phi}^{31} & p_{rr}^{32} & p_{r\phi}^{32} & p_{rr}^{33} & p_{r\phi}^{33} \\ p_{\phi r}^{31} & p_{\phi\phi}^{31} & p_{\phi r}^{32} & p_{\phi\phi}^{32} & p_{\phi r}^{33} & p_{\phi\phi}^{33} \end{bmatrix}.$$

不难写出 $[P]$ 中各子阵 p_{rr}^{11} 到 $p_{\phi\phi}^{33}$ 的各元素为

$$\left. \begin{aligned} p_{rrmn}^{ij} &= < Z_{ij}^e \tilde{J}_{irm}^e \tilde{J}_{jrn}^e + Z_{ij}^h \tilde{J}_{irm}^h \tilde{J}_{jrn}^h >, \\ p_{r\phi mn}^{ij} &= < Z_{ij}^e \tilde{J}_{irm}^e \tilde{J}_{j\phi n}^h + Z_{ij}^h \tilde{J}_{irm}^h \tilde{J}_{j\phi n}^e >, \\ p_{\phi r mn}^{ij} &= < Z_{ij}^e \tilde{J}_{i\phi m}^h \tilde{J}_{jrn}^e + Z_{ij}^h \tilde{J}_{i\phi m}^e \tilde{J}_{jrn}^h >, \\ p_{\phi\phi mn}^{ij} &= < Z_{ij}^e \tilde{J}_{i\phi m}^h \tilde{J}_{j\phi n}^h + Z_{ij}^h \tilde{J}_{i\phi m}^e \tilde{J}_{j\phi n}^e >, \end{aligned} \right\} \quad i, j = 1, 2, 3.$$

(9) 式有非零解的条件是系数行列式为零，即有特征方程：

$$f(\omega) \equiv \det[P] = 0, \tag{10}$$

式中 ω 是系统的自然谐振角频率。一旦解出 ω ，通过 (9) 式就可以解出特征模相应的展开系数之比，从而可进一步计算辐射场。

3 辐射方向图

所研究微带天线元的辐射场可简单地由天线的部分反射元所在平面处的口径场的汉格尔变换直接得到。利用 (9) 式的解代入 (1) 式得出 \vec{E}_3^i 和 \vec{E}_3^h 就可计算远场方向图 [8]。

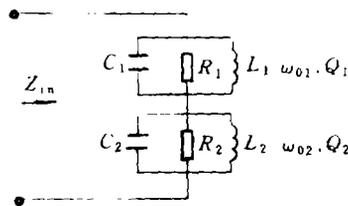


图 3 求微带天线输出阻抗的等效电路

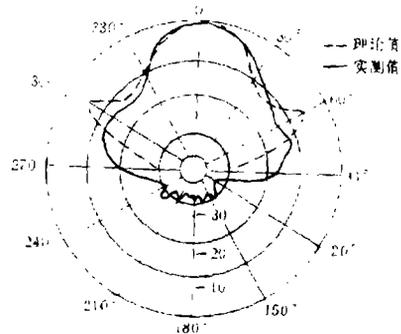


图 4 天线方向图的计算和实测值

4 天线带宽分析

利用前面计算所得的自然谐振角频率 ω ，可以计算天线的带宽。由于微带天线的带宽是以驻波比定义的，因此可从天线的输入阻抗着手。该天线的正确等效电路应该是三调谐回路。但为分析简单起见，我们采用双调谐回路的等效电路。并在实验调试时尽量按双回路调整。这样从馈电点看入的归一化输入阻抗等效电路示于图 3。

图 3 中回路 Q 值可由前面计算的复谐振角频率得到 [11]： $Q = \omega_r / 2\omega_i$ ，式中 ω_r 和 ω_i 分别为 ω 的实部和虚部。两谐振回路的导纳 y_1, y_2 为

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= [1 + jQ_1(\omega/\omega_{01} - \omega_{01}/\omega)]/R_1 = (1 + jx_1)/R_1, \\ y_2 &= [1 + jQ_2(\omega/\omega_{02} - \omega_{02}/\omega)]/R_2 = (1 + jx_2)/R_2, \end{aligned} \right\} \tag{11}$$

则输入阻抗为

$$Z_{in} = R_1/(1 + x_1^2) + R_2/(1 + x_2^2) - j[R_1x_1/(1 + x_1^2) + R_2x_2/(1 + x_2^2)]. \tag{12}$$

当天线与馈线匹配时，输入阻抗的实部接近 1，而虚部接近 0。这样给定匹配频率 ω_0 ，便可得到能唯一确定 R_1 和 R_2 的两个方程。从而可求得相应的 VSWR 特性。

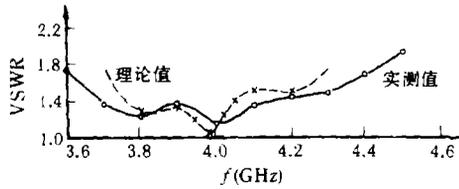


图 5 计算和实测的输入 VSWR

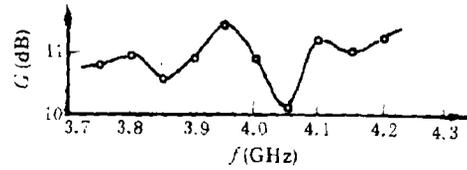


图 6 实测的增益特性

5 数值计算和实验结果

对图 1 所示天线作了数值计算和实验研究。频率在 C 波段, 首先按下式确定 D_1

$$D_1 = 3.682c/\omega_0\sqrt{\epsilon_r},$$

然后给定其余几何尺寸的初值, 求特征方程 (10) 式的根, 再求方向图和带宽。调整初值 D_2 、 D_3 、 h_1 、 h_2 、以获得最佳方向图和带宽, 初值 D_2 和 D_3 一般取等于或稍大于 D_1 。 h_1 取约为 5mm, h_2 约为 $\lambda_0/2$, f_0 为 3.95GHz。最后的结构尺寸为 $D_1=26.4\text{mm}$, $D_2=28\text{mm}$, $D_3=30\text{mm}$, $t=1.42\text{mm}$, $h_1=3\text{mm}$, $h_2=41\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.85$ 。计算和实测的辐射方向图见图 4, 输入 VSWR 特性见图 5, 实测的天线增益见图 6。从图中可见, 计算与实测的方向图比较接近; 实测的 VSWR 曲线比计算的宽, 这主要是因为计算中只考虑了双回路而忽略了部分反射元的影响 (实际应是三调谐回路)。从实测的方向图、VSWR 和增益可见, 这种微带天线元的驻波比带宽按 $\text{VSWR} \leq 2$ 计为 25%, 按 $\text{VSWR} \leq 1.5$ 计为 16%, 而天线增益在 10.2 ~ 11.3dB。这种宽频带、高增益的性能是十分诱人的。

参 考 文 献

- [1] C. Wood, IEE Proc. 1980, 127(4): 231-234.
- [2] Derneryd A G, et al. IEEE Trans. on AP. 1981, AP-29(1): 140-141.
- [3] Hall P S, et al. Electron. Lett., 1979, 15(15): 458-459.
- [4] Poddar D R, et al. IEEE Trans. on AP, 1983, AP-31(1): 193-194.
- [5] Kaloi C M, et al. IEEE Trans. on AP, 1981, AP-29(2) 343-346.
- [6] Kaloi C M, et al. Microstrip Backfire Antenna. U.S.Patent No.4,347,517, Aug. 31, 1982.
- [7] 蔡建明, 姚德森. 宽频带高增益微带天线元研究. 长沙: 国防科技大学四系内部报告, 1991.
- [8] Araki K, Itoh T. IEEE Trans. on AP, 1981, AP-29(1): 84-89.
- [9] Araki K, et al. IEEE Trans. on AP, 1986, AP-34(12): 1390-1395.
- [10] Araki K, et al. IEEE Trans. on MTT, 1982, MTT-30(2): 147-153.
- [11] Itoh T, et al. IEEE Trans. on AP, 1981, AP-29(1): 63-69.

STUDY ON THE WIDE-BAND AND HIGH-GAIN MICROSTRIP ANTENNA ELEMENT

Yao Demiao Cai Jianming

*(Department of Electronic Technology, National University of
Defence Technology of China, Changsha 410073)*

Abstract A novel three layers microstrip antenna element that has the advantages of wide-band and high-gain is proposed. The characteristic equation and the frequency characteristic formulas of the input Voltage Stand Wave Ratio(VSWR) are obtained by using the spectral domain method and equivalent circuit method, respectively. With the aid of the numerical results, a C-band microstrip antenna element with bandwidth of 16% (VSWR < 1.5) or 25% (VSWR < 2) and gain of 10.2-11.3 dB is developed, which are much larger than the bandwidth of 5%-6% and the gain of 6-7 dB of the common microstrip antenna element.

Key words Microstrip antenna, Wide band, High gain

姚德森：男，1938年生，教授，电磁场与微波技术专业，目前主要从事毫米波技术、天线与系统研究。

蔡建明：男，1967年生，硕士，从事电子通讯技术工作。