

微带天线的宽频带馈电技术*

钟 顺 时

(西北电讯工程学院, 西安)

摘要 为展宽微带天线的频带, 本文提出一种利用电抗补偿原理的宽频带双端馈电技术。文中介绍了原理和设计原则, 建立了一种实用结构的理论分析和优化设计, 并给出了多种实验模型和测试结果。理论和实测表明, 这一技术可使微带贴片天线的驻波比带宽展宽到2到3倍或更大。

关键词 天线; 微带天线; 宽频带馈电技术

一、引 言

微带天线具有印刷电路技术的许多优点, 已成为有吸引力的天线形式之一。它的主要弱点是频带窄, 通常为1—5%^[1]。为此已发展了许多方法^[2], 如: (1)采用厚基片和减小基片介电常数, 以降低 Q 值; (2)利用加耦合贴片等方法来修改等效谐振电路^[3-4]; (3)加阻抗匹配网络。此外, 若不限定结构, 形式, 还可选择贴片形式、改变构造(如用圆锥形体来代替圆形贴片, 频带约增宽一倍^[5])等。本文在上述第3种方法的基础上, 提出一种新的宽频带馈电技术。其原理简单, 通用性强, 应用简便。

二、原 理

微带天线的频带主要受其阻抗的固有谐振特性限制。当工作于主模谐振频率附近而又远离其他谐振点时, 它的阻抗如同一个RLC简单并联谐振电路^[6]。但是, 我们可利用微带贴片便于多端馈电的特点, 按电抗补偿原理来适当连接单个贴片的两个馈电端。其中一个馈电端 b 在经过 $\lambda_r/4$ 传输线(λ_r 为线上波长)后再与另一馈电端 a 相连。这样, 由于 $\lambda_r/4$ 线的阻抗变换特性, 经 $\lambda_r/4$ 线变换后的 b 端电纳将与 a 端电纳符号相反而起互相抵消的作用, 使合成的输入阻抗呈现更平坦的频率特性。

微带天线在馈电端 a 处的输入导纳为^[2]

$$Y_a = G_a + jG_a Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = G_a + jB_a \quad (1)$$

式中 f 是工作频率, f_0 是主模谐振频率, Q 是微带天线无载品质因数。由 B_a 表示式可以

* 1987年2月11日收到, 1987年6月29日修改定稿。

证明,

$$Q = \frac{f_0}{2G_a} \left[\frac{dB_a}{df} \right]_{f \approx f_0} \quad (2)$$

当只有馈电端 a 时,其阻抗带宽将与此 Q 值成反比。若取馈线特性导纳为 $Y_0 = G_a$,可以证明^[2],馈线电压驻波比不大于 ρ 的相对带宽为

$$BW = \frac{\rho - 1}{\sqrt{\rho} Q} \times 100\% \quad (3)$$

现在来研究计入另一馈电端 b 的情况。在 b 处同样有

$$Y_b = G_b + jG_bQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = G_b + jB_b \quad (4)$$

经过特性导纳为 Y_i 的 $\lambda_i/4$ 线后,转换为

$$Y'_b = \frac{Y_i^2}{Y_b} = \frac{Y_i^2}{G_b^2 + B_b^2} (G_b - jB_b) \quad (5)$$

此时总输入导纳为

$$Y_{in} = Y_a + Y'_b = G_a(1 + t_b) + jG_a(1 - t_b)Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (6)$$

式中

$$t_b = \frac{Y_i^2}{G_a G_b (1 + B_b^2 / G_b^2)} \quad (7)$$

显然, $t_b \geq 0$,一般可选 $t_b \approx 1$ 。

比较(6)式与(1)式可见,引入馈电端 b 后可使电导由 G_a 增大为 $G_a(1 + t_b)$,而电纳由 B_a 减小至 $B_a(1 - t_b)$ 。由(2)式知,这时等效 Q 值减小,从而使频带展宽。其参数所需关系推导如下。

令 $f = f_0$ 时 $Y_{in} = Y_0$,得

$$Y_0 = G_a(1 + Y_i^2 / G_a G_b) \quad (8)$$

令 $f = f_0$ 时 $1 - t_b = 0$ (使 Y_{in} 的电纳小至零),则

$$Y_i^2 / G_a G_b = 1 \quad (9)$$

将(9)代入(8)式,得

$$G_a = Y_0 / 2 \quad (10)$$

由(9)式知, G_b 的选择与 Y_i 取值有关,两种典型的选择是:

$$G_b = Y_0 / 2 = G_a, \text{ 当 } Y_i = Y_0 / 2 \quad (11-a)$$

$$G_b = 2Y_0 = 4G_a, \text{ 当 } Y_i = Y_0 \quad (11-b)$$

上述(8),(9)两式和由它们导出的(10)和(11)式可用作设计的导引。注意,推导中已用了以下假设:(1) $\lambda_i/4$ 线是理想的,即当频率改变时仍保持为 $1/4$ 波长;(2)忽略了两馈电端间的互耦;(3)未计馈电端 a 至总输入端的馈线长度效应。这些假定实际上并不成立,因此实用计算与设计还需要有更准确的理论模型。

三、理论计算模型

应用上述原理的一种实际结构如图 1 所示。微带贴片尺寸为 $W \times L$ ，基片厚 H ，相对介电常数为 ϵ_r 。两馈电端 a 和 b 至总输入端 o 的馈线长度分别为 L_a 和 L_b ， $L_b - L_a = L_t \approx \lambda_g/4$ 。为使计算足够精确而速度又快，我们采用改进的传输线模型^[7]来计算。等效电路如图 2 所示，其中虚线方框内的三端口网络表示微带天线元。这里已将矩形贴片处理为一段长 L 宽 W 的传输线，其特性导纳为 Y_c 。沿两开路端 (W 边) 形成两辐射缝隙，设缝隙自导纳为 Y_s ，两缝互耦引起的互导纳为 Y_m 。今只在 $a-a'$ 和 $b-b'$ 两端口馈电，故 $I_2 = 0$ 。从而导出其双端口网络导纳矩阵如下：

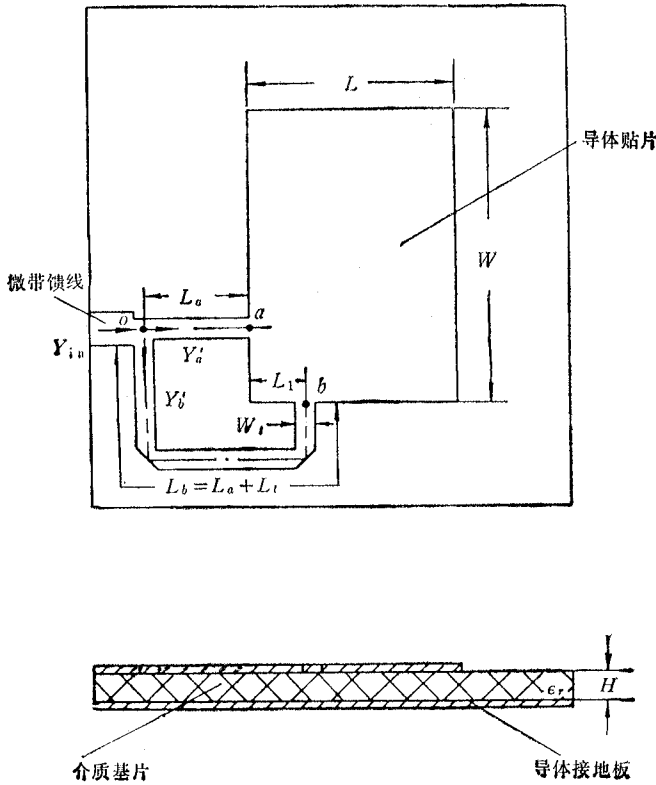


图 1 双端馈电矩形微带天线

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{13} \\ Y_{31} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} \tag{12}$$

式中

$$Y_{11} = Y_s + Y_c \text{cth}\theta_1 - \frac{Y_m^2}{Y_s + Y_c \text{cth}\theta_2} \tag{13}$$

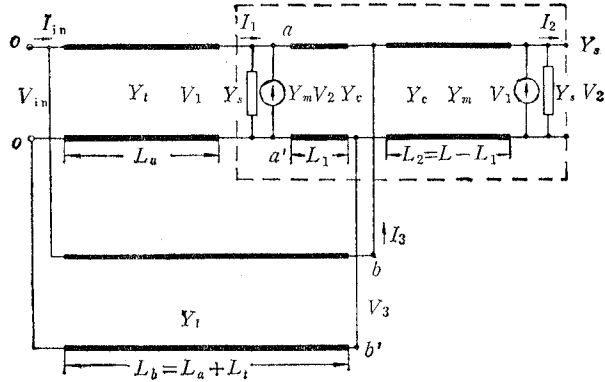


图2 双端馈电结构的等效电路

$$Y_{33} = Y_s + Y_c \operatorname{cth} \theta_1 + \frac{Y_c^2 - Y_s^2}{Y_s + Y_c \operatorname{cth} \theta_2} \quad (14)$$

$$Y_{13} = Y_{31} = -Y_s \operatorname{csch} \theta_1 - \frac{Y_m Y_c \operatorname{csch} \theta_2}{Y_s + Y_c \operatorname{cth} \theta_2} \quad (15)$$

$\theta_1 = \gamma L_1$, $\theta_2 = \gamma L_2$, $L_1 + L_2 = L$, $\gamma = \alpha + j\beta$, 是等效传输线的传播常数。

把 $a-a'$ 和 $b-b'$ 端口都视为电压源, 则各端口的输入导纳分别为

$$Y_a = Y_1 = \frac{I_1}{V_1} = Y_{11} - \frac{Y_{31}^2}{Y_{33}} \quad (16)$$

$$Y_b = Y_3 = \frac{I_3}{V_3} = Y_{33} - \frac{Y_{13}^2}{Y_{11}} \quad (17)$$

设微带馈线宽 W , 相位常数为 β ; 并令 $\theta_a = \beta L_a$, $\theta_b = \beta L_b$, 则 Y_a , Y_b 在输入端 $o-o'$ 处分别转换为

$$Y'_a = Y_t \frac{Y_a + jY_t \tan \theta_a}{Y_t + jY_a \tan \theta_a} \quad (18)$$

$$Y'_b = Y_t \frac{Y_b + jY_t \tan \theta_b}{Y_t + jY_b \tan \theta_b} \quad (19)$$

$o-o'$ 端总输入导纳为

$$Y_{in} = Y'_a + Y'_b \quad (20)$$

当输入馈线特性导纳为 Y_0 时, 馈线电压驻波比为

$$\rho = \frac{1 + |\gamma|}{1 - |\gamma|}, \quad |\gamma| = \left| \frac{1 - Y_{in}/Y_0}{1 + Y_{in}/Y_0} \right| \quad (21)$$

上述公式中的参数计算公式见附录。其中选用了某些较为简化的算法, 以缩短计算时间。用这套公式对单端馈电的常规矩形微带天线作了校核计算, 结果与文献[7]的图6和文献[8]的图2等的实测和计算数据相当吻合。

四、参数优化与数值结果

图 1 所示双端馈电结构的实际特性, 主要与 b 端馈电位置 L_1 、变换段长度 L_t 、宽度 W_t 和 a 端馈线长度 L_a 等有关. 因此应用多参数优化程序来确定设计参数, 可利用现成的单纯形加速法程序^[9]. 该程序的功能是求无约束条件下多变量函数的极小值, 目标函数取 $FA = 1/BW(\rho \leq 2) = f_0/(f_H - f_L)$, 式中 f_H , f_L 分别是 $\rho \leq 2$ 的最高和最低频率, $f_0 = (f_H + f_L)/2$. 给定的天线参数如下: $W \times L \times H = 43 \times 29 \times 5 \text{mm}^3$, $\epsilon_r = 2.55$, 介质损耗角正切 $\tan \delta = 0.001$, 导体贴片厚度 $t = 0.035 \text{mm}$. 已知单端馈电时, 带宽为 $BW(\rho \leq 2) = 6.6\%$ ^[2].

先取 L_1, L_t 和 W_t 三参数作为变量进行优化, 得最大的 $\rho \leq 2$ 带宽达 21%, 约为单端馈电情况的 3.2 倍. 但此时 $W_t = 10 \text{mm}$, 这样宽的微带线将导致较强的寄生辐射. 于是改为取定 W_t , 进行 L_1, L_t 和 L_a 三参数优化. 取 $W_t = 6 \text{mm}$ 时, 初始值取 $L_1 = 4$, $L_t = 18, L_a = 50$ (单位均为 mm, 下同); $BW(\rho \leq 2) = 9.5\%$. 优化过程中第 12 次取

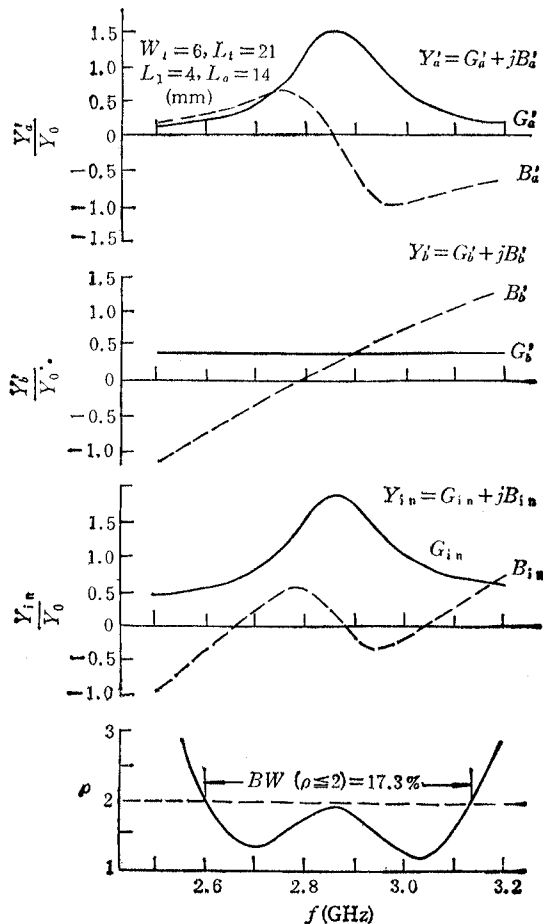


图 5 双端馈电结构(图 1)的导纳特性

值为: $L_1 = 1.7, L_t = 16.6, L_a = 52.9$; $BW(\rho \leq 2) = 17.2\%$; 最后(第 38 次)取值为: $L_1 = 2.1, L_t = 17.9, L_a = 55.4$; $BW(\rho \leq 2) = 17.9\%$ 。所得带宽并不代表这种方法的最大值, 因为, 这里的单纯形法优化结果与其初始值的选取有关。如果把馈线 L_b 的变换段部分 (L_t) 宽度取得与其他部分不同, 还将使带宽更宽。

当取 $W_t = 6\text{mm}$ 时, 另一组初始值的优化结果为: $L_1 = 4, L_t = 21, L_a = 14$; $BW(\rho \leq 2) = 17.3\%$ 。这时的导纳和驻波比特性示于图 3。比较图中 B'_a 和 B'_b 曲线可知, 二者基本符号相反而起互相抵消作用。在中心频率附近有 $G_{in} > G'_a$ 及 $-\frac{dB_{in}}{df} < -\frac{dB'_a}{df}$, 故 Q 值下降, 频带展宽到大约 2.6 倍。

图 4 至图 6 给出了由计算数据归纳的几组曲线。图 4 中取变换段长度 $L_t = \lambda_t/4$ 。该图明显说明了另一馈电端 b 的作用。当 b 端位置 L_1 近于零或 L 时, 即 $G_b \approx G_a$ 时, 能使带宽达 20%。图 5 表明, 当 W_t 增至 10mm, 即 $Y_t \approx Y_0$ 时, $\rho \leq 2$ 带宽趋于最大。图 6 说明, 变换段长度 L_t 的最优值发生于 $\lambda_t/4$ 附近。

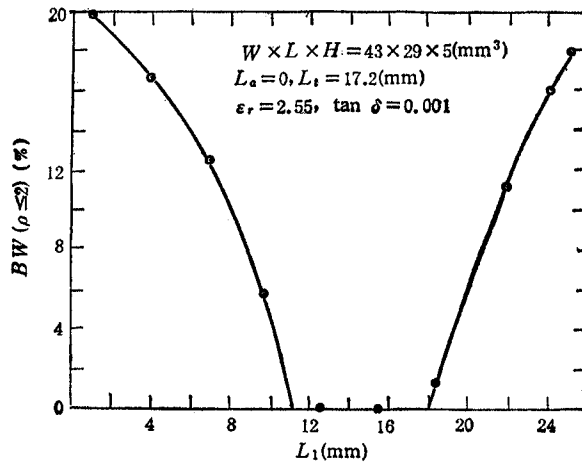


图 4 驻波比带宽与 L_1 的关系

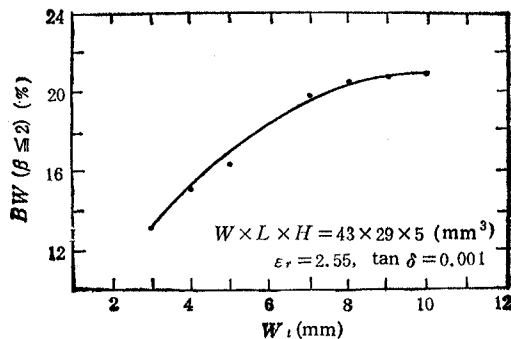


图 5 驻波比带宽与 W_t 的关系

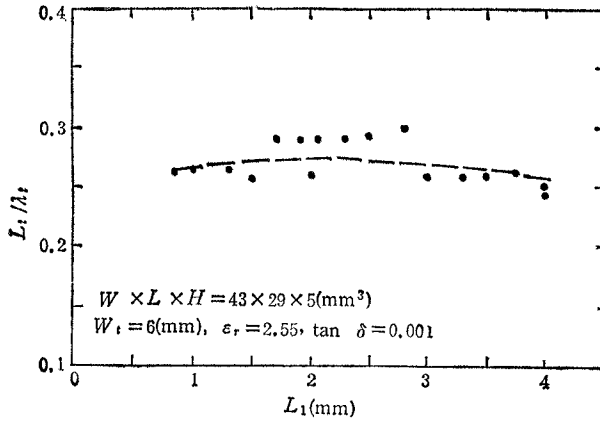


图 6 驻波比带宽最优时的 L_t 值

五、实验结果

为验证理论模型和优化计算的有效性,已直接取图 3 所示优化数据制作了实验模型。

采用聚四氟乙烯玻璃纤维双面覆铜板制作,用同轴接头 L16-50KFD 对 50Ω 微带线进行底馈。实测的与计算的阻抗轨迹示于图 7。可见二者基本特征相同。实测 $BW(\rho \leq 2) = 13.7\%$, 即展宽到 2.1 倍。实测数据与计算数据的误差估计主要来自两方面:一是微带-同轴接头过渡不理想,二是各段微带馈线的拐角和接头处引入附加效应。实验已证明,当直角拐角处不进行切角匹配时,和接头连接不好时,都导致驻波比带宽的减小。

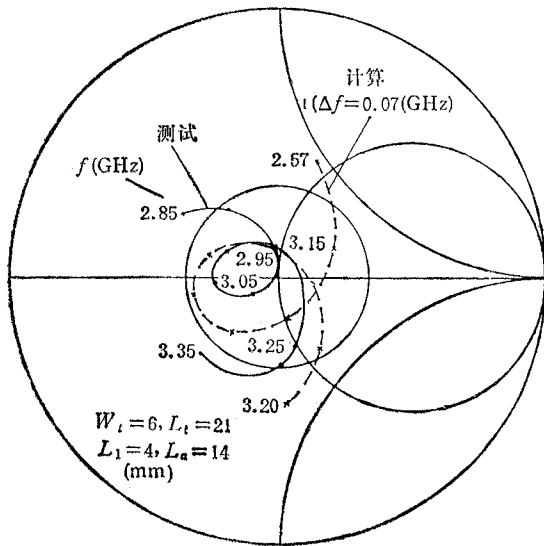


图 7 双馈结构(图 1)的阻抗轨迹

宽频带双端馈电技术可有多种实现方式。现已制作和试验了如下几种不同形式的结构,都证实了频带的展宽。图 8 为双馈电端都在辐射边的结构 ($G_a = G_b$), 贴片参数同前。实测的 $\rho \leq 2$ 带宽最大达 14.2%, 大约是单端馈电的 2.2 倍。图 9 所示为探针形式的双馈结构,其微带馈线刻蚀在另一薄印刷电路板上,反贴于天线背面。贴片尺寸为 $W \times L \times H = 40 \times 30 \times 2.5 \text{ mm}^3$, $\epsilon_r = 2.55$ 。实测 $\rho \leq 2$ 带宽约 10.7%, 而单端馈电时是 3.5%^[2]。可见展宽到 3.1 倍。

宽频带双端馈电原理同样可用于圆极化天线。实际上,图 10 所示双馈方形圆极化辐

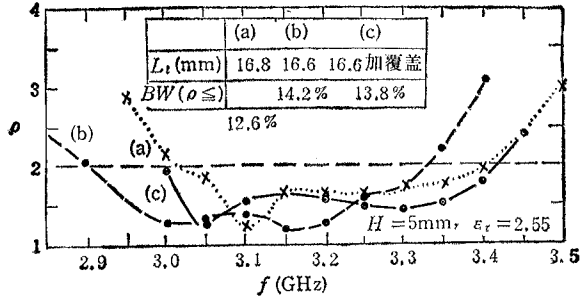
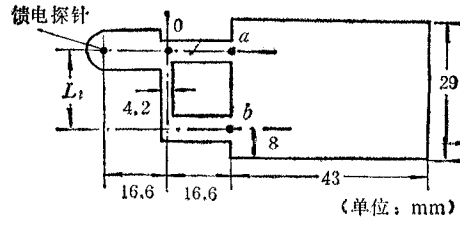


图8 共边馈结构和驻波比特性

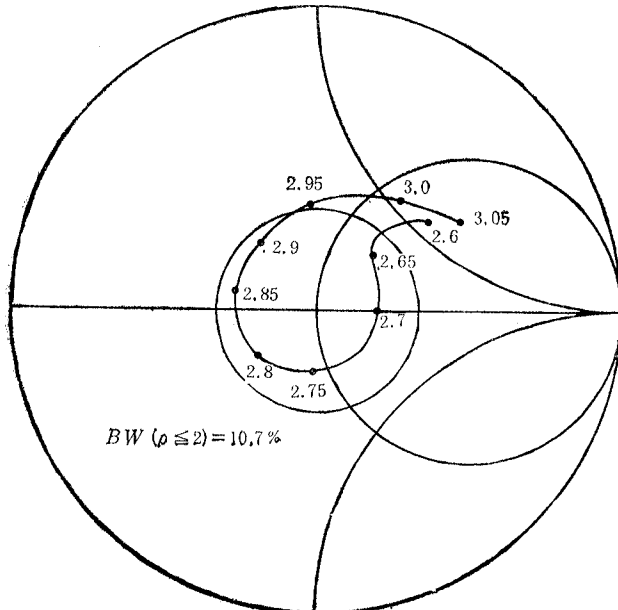
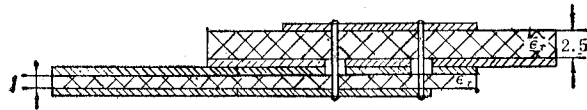
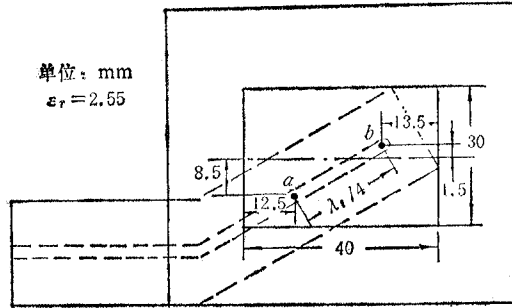


图9 探针双馈结构和导纳轨迹

射元正是此原理的自然应用。其 $\lambda_i/4$ 移相段同时起了电抗补偿作用。图中已示出所用的设计原则,可见, $Y_i = Y_0/2$ 和 $G'_a = G'_b = Y_0/2$, 正是(11-a)式情况。图中示出了三个实验模型的驻波比特性。最大的实测 $\rho \leq 2$ 带宽约 10.4%; 而单端斜馈的准方形圆极化辐射元的实测 $\rho \leq 2$ 带宽为 3.8%。故展宽到 2.7 倍左右。

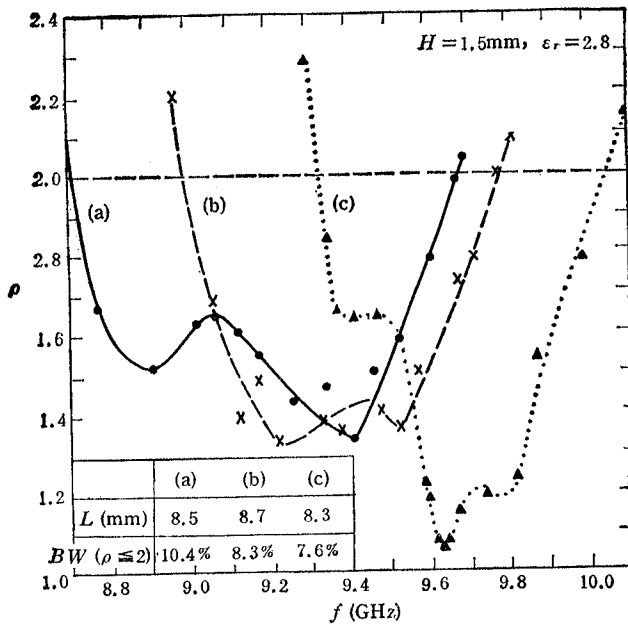
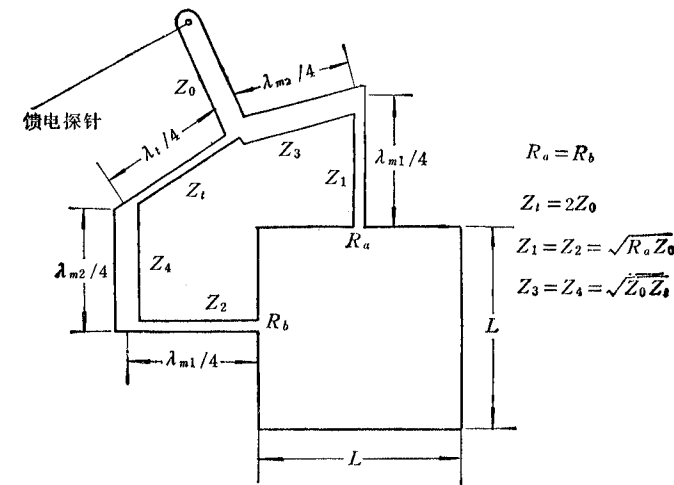


图 10 双馈圆极化微带天线和驻波比特性

还测试了上述各实验模型的辐射方向图。对图 1 结构按优化数据制作的实验模型,测试方向图如图 11 所示。可见仍能保持单瓣边射辐射特性。对图 9 实验模型测试的方向图则更令人满意。从原理上说,矩形微带贴片本身的方向图带宽是宽的^[2]; 双馈技术主

要是改善阻抗特性,对辐射特性影响小。但对于共面馈线的双馈结构,太宽的微带馈线将引起明显的寄生辐射,将干扰天线方向图。为此需限制微带线宽度。例如对图 10 圆极化元,取 $Z_i = 1/Y_i = 150\Omega$, $W_i = 0.34\text{mm}$, 实测的方向图很好。抑制寄生辐射的另一方法是用单面覆铜板(导体面在上方)来覆盖馈电网络。例如,对图 8 结构,用 2.5mm 单面覆铜板($\epsilon_r = 2.55$)覆盖后,获得了良好的实测方向图。这一措施对阻抗特性自然有影

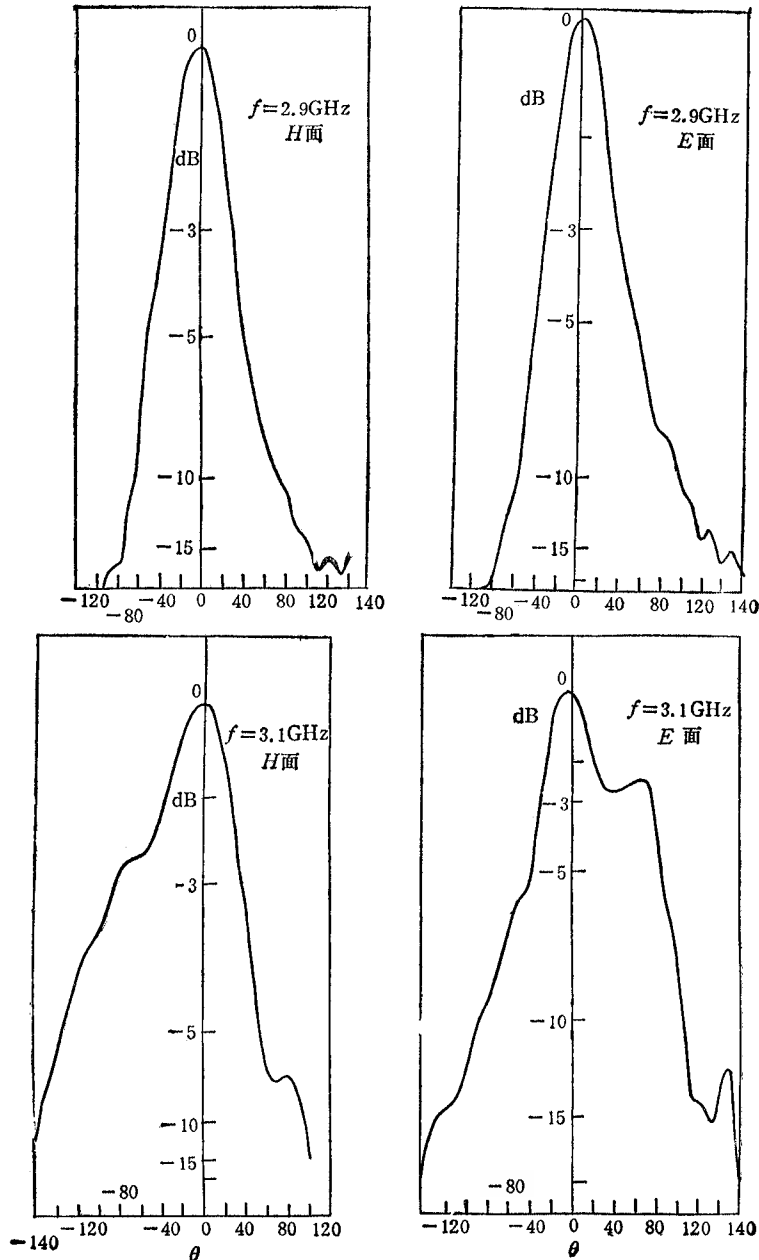


图 11 双馈结构(图 1)的辐射方向图

响。可喜的是,测试结果仍保持满意的性能,如图 8 曲线(c)所示。

六、结 论

利用电抗补偿原理的宽频带双端馈电技术是展宽微带天线阻抗频带的一种可行手段。其原理适用于许多不同的结构形式。多种实验模型的测试结果已证实:这一技术可使微带天线元的 $\rho \leq 2$ 带宽展宽到 2 到 3 倍以上。文中(8)和(9)式可作为导引性的初步设计原则。实用设计可利用较准确的具体模型,或通过实验研究。实测已表明,图 1 结构的理论模型和优化计算是有效的。可简便地直接由理论得出展宽约一倍多的实用设计,其制作要比文献[4,5]给出的结构简单易行。

本文的实验模型虽然都是选用矩形微带天线元,但双馈技术同样适用于其他形式(例如圆形)微带天线元。它不但适合于单元独立应用,也适合于共面馈电的微带阵列,如双馈圆极化贴片阵等。

本研究是在官三林、荔晔、胥德忠和耿京朝等多位同学的协助下完成的,特此致谢。

附录 微带天线传输线模型的参数计算公式

1. 矩形贴片的等效传输线参数

$$\theta = \gamma L, \quad \gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{A-1})$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{ef}}, \quad k_0 = 2\pi/\lambda \quad (\text{A-2})$$

$$\alpha = 0.5\beta \tan \delta_{ef}, \quad \tan \delta_{ef} = \frac{1 - 1/\epsilon_{ef}}{1 - 1/\epsilon_r} \tan \delta \quad (\text{A-3})$$

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{co}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (\text{A-4})$$

$$\epsilon_{co} = 0.5[\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1)(1 + 10H/W')^{-1/2}] \quad (\text{A-5})$$

$$G = 0.6 + 0.009Z_{co}f_p \quad (\text{NHZ}) = 0.4Z_{co}/H(\text{mm}) \quad (\text{A-6})$$

$$W' = W + \Delta W, \quad \Delta W = \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2H}{t} \right) \quad (\text{A-7})$$

$$Y_c = Y_{co} \sqrt{\frac{\epsilon_{co}}{\epsilon_{ef}}} \frac{\epsilon_{ef}^{-1}}{\epsilon_{co}^{-1}} \quad (\text{A-8})$$

$$Y_{co} = \frac{1}{Z_{co}} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{377} \left\{ \frac{W'}{H} + 0.883 + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{W'}{2H} + 0.94 \right) + 1.452 \right] \right\} \quad (\text{A-9})$$

2. 辐射缝隙自导纳

$$Y_s = G_s + jB_s \quad (\text{A-10})$$

$$G_s = \frac{1}{377\pi} \left\{ \left(W_n \sin W_n + \frac{\sin W_n}{W_n} + \cos W_n - 2 \right) \left(1 - \frac{s^2}{24} \right) + \frac{s^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos W_n}{W_n^2} - \frac{\sin W_n}{W_n^3} \right) \right\} \quad (\text{A-11})$$

$$B_s = Y_c \tan(\beta \Delta L) \quad (\text{A-12})$$

$$W_n = k_0 W_e, \quad W_e = 377 Y_c H / \sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (\text{A-13})$$

$$s = k_0 \Delta L, \quad \Delta L = 0.482 H \frac{\epsilon_{eo} + 0.3}{\epsilon_{eo} - 0.258} \cdot \frac{W'/H + 0.264}{W'/H + 0.8} \quad (\text{A-14})$$

3. 辐射缝隙互导纳

$$Y_m = G_m + jB_m \quad (\text{A-15})$$

$$G_m = G_g F_g \quad (\text{A-16})$$

$$B_m = (1 - e^{-0.21W_n}) B_b F_b \quad (\text{A-17})$$

$$F_g = J_0(L_n) + \frac{s^2}{24 - s^2} J_2(L_n) \quad (\text{A-18})$$

$$F_b = \frac{\pi}{2} \frac{Y_0(L_n) + Y_2(L_n)s^2/(24 - s^2)}{\ln(s/2) + 0.577216 - 1.5 + (s^2/12)/(24 - s^2)} \quad (\text{A-19})$$

$$L_n = k_0 L_e, \quad L_e = L + 2\Delta L \quad (\text{A-20})$$

式中 $J_i(x)$ 和 $Y_i(x)$ 分别为第 i 阶第一类和第二类贝塞耳函数。

4. 应用

对于常规的单端馈电矩形微带天线, 利用上述各量代入下式来计算其输入导纳(图 2 中取 $I_2 = I_3 = 0, L_1 = 0$)

$$Y_1 = \frac{I_1}{V_1} = Y_c + \frac{Y_c^2 - Y_m^2 + Y_s Y_c \text{cth}\theta - 2Y_m Y_c \text{csch}\theta}{Y_s + Y_c \text{cth}\theta} \quad (\text{A-21})$$

微带传输线参数 Y_s 和 β_s 分别按 Y_c 和 β 公式计算, 只需用 W_s 代替 W 即可。

参 考 文 献

- [1] I. J. Bahl, P. Bhartia 著, 梁联倬、寇廷耀译, 杨弃疾校, 微带天线, 电子工业出版社, 1985 年。
- [2] 钟顺时, 电子科学学刊, 7(1985), 98—107。
- [3] 钟顺时, 张学军, 刘武华, 一种新型宽频带微带馈源, 中国电子学会会议论文集, 反射面天线与电波传播, 1986 年, 151—157。
- [4] G. Kumar, K. C. Gupta, *IEEE Trans. on AP*, AP-33(1985), 173—178。
- [5] S. E. Davidson, et al., *Electron. Lett.*, 21(1985), 896—898。
- [6] W. F. Richards, Y. T. Lo, D. D. Harrison, *IEEE Trans. on AP*, AP-29(1981), 38—46。
- [7] H. Pues, A. Van de Capelle, *IEE Proc. H*, 131(1984), 334—340。
- [8] M. D. Deshpande, M. C. Bailey, *IEEE Trans. on AP*, AP-30(1982), 645—650。
- [9] 刘其中、官德明、梁昌洪, 计算机辅助设计, 上册, 西北电讯工程学院, 1985 年。

A BROADBAND FEEDING TECHNIQUE FOR MICROSTRIP PATCH ANTENNAS

Zhong Shunshi

(Northwest Telecommunication Engineering Institute, Xi'an)

ABSTRACT In order to broaden the bandwidth of a microstrip patch antenna, a broadband two-port feeding technique based on the principle of reactance compensation is suggested. The principle and some design guidelines are presented; the calculation model of a practical configuration as well as its parameter optimization is demonstrated, followed by several kinds of test models and their experimental results. It is shown that this technique enables the VSWR bandwidth to be broadened to 2—3 or more times than that of the conventional design for both linear and circular polarization operations.

KEY WORDS Antenna; Microstrip patch antenna; Broadband feeding technique