

多层微带贴片天线单元和阵列设计¹

李秀萍 安毅 徐晓文 吕听

(北京理工大学电子工程系 北京 100081)

摘 要 该文通过结合经验公式和全波分析法,设计了一种电容补偿双层贴片、四层介质的微带贴片天线单元,该单元天线在频率为 995~1125MHz 的范围内,在驻波比 $SWR < 1.5$ 的情况下,相对阻抗带宽达到 12.26% 的工程要求。此外,该文给出由该单元天线组成的 2×16 天线阵以及天线阵的驻波比的实测结果,最后给出天线阵的各单元排列方式和单元之间的互耦特性曲线的实测结果。

关键词 微带天线, 天线阵, 驻波比, 互耦

中图分类号 TN820

1 引 言

近年来,微带天线的应用越来越广泛。很多研究人员致力于展宽微带天线的带宽,并取得了很大的进展。但是根据有关文献报道表明,现在还没有一种系统的宽频微带天线的设计方法,微带天线频带的展宽的工作主要是在实验中摸索。

一般单层微带天线的带宽只有 0.7%~7%,目前不少工作者采用了各种方法使得天线单元的带宽达到 13%^[1], 16%($SWR \leq 2$)^[2], 25%($SWR \leq 2$)^[3], 目前也有部分天线带宽达到 30%($SWR \leq 2$)^[4], 甚至更高——单层微带天线带宽为 40%($SWR \leq 2$)^[5]。本文采用经验公式和全波分析法相结合的方法,设计了一种电容补偿双层贴片、四层介质的微带贴片天线单元,该单元天线在频率为 950~1275MHz 的范围内,在驻波比 $SWR < 1.5$ 的情况下,相对阻抗带宽超过 13.96%,而且在频率为 995~1125MHz 的范围内,在驻波比 $SWR < 1.5$ 的情况下,达到了工程应用上阻抗带宽为 12.26% 的要求。

2 电容补偿双层贴片、四层介质的微带贴片天线单元的设计

文献 [3] 曾结合经典和实验公式,进行设计微带贴片天线,得到了良好的效果。如前面所述 L 波段微带天线,在 1.0GHz~1.6GHz 的工作频率范围内, $SWR \leq 2$ 的情况下,带宽达到 25%,在 $SWR \leq 1.5$ 时,带宽也超过 13%。但是这种设计的缺点为,天线的尺寸和参数必须经过反复的实验进行确定,导致设计周期长、又不经济。本文仍采用文献 [3] 的天线结构,天线单元由上面两层正方形贴片和下面一层小的圆形贴片组成,同轴探针直接对下层的圆形电容片馈电。其结构示意图如图 1(a) 所示。

另外,文献 [3] 采用聚四氟乙烯作为微带天线介质,这种材料密度较大,导致天线阵列重量过重,应用受到限制。鉴于这个原因,本文采用由 Nomex412 纸及特定的胶粘剂和浸渍树脂制作而成的 NH-1 芳纶纸蜂窝作为填充介质,其性能良好而且可以在一定范围内选择所需要的介电常数。本文选择的介电常数为 1.05,这种介电常数的介质的重量很轻,在重量上很易于满足工程的需要。

2.1 微带贴片天线单元参数的粗略计算^[6]

下面应用经典公式,得到在给出频率范围内的部分微带天线的基本尺寸和参数。

¹ 2000-12-27 收到, 2001-10-18 定稿

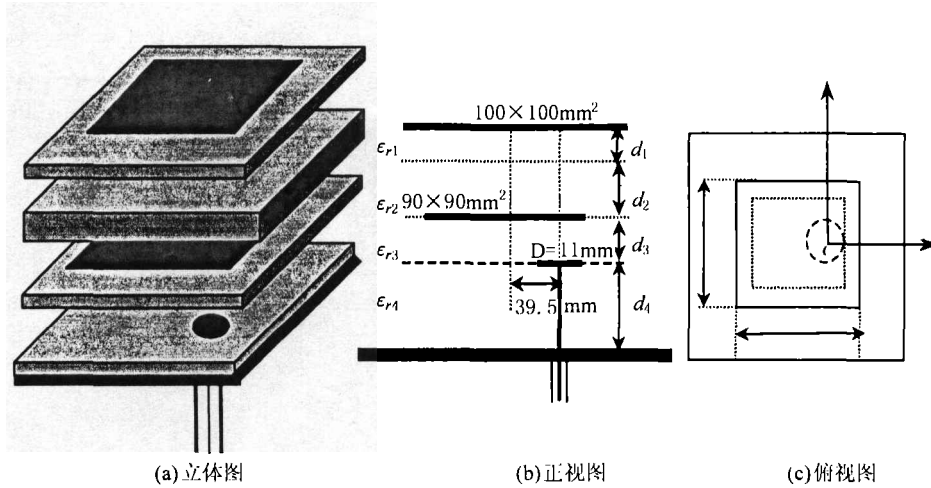


图 1 电容补偿双层贴片、四层介质的微带贴片天线单元结构图

由改进的传输线模型法, 得到上、下层贴片的谐振频率分别有下面的表示式:

$$f_1 = \frac{c_0}{2L_1\sqrt{\varepsilon_{e1}}} \frac{1 - \zeta_1}{1 + \zeta_1 \ln \left(1.123L_1\sqrt{\varepsilon_{e1}} / \sum_{i=1}^4 d_i \right)} \quad (1)$$

$$f_3 = \frac{c_0}{2(L_3 + 2\Delta L_3)\sqrt{\varepsilon_{e3}}} \quad (2)$$

f_1, f_3 分别表示工程中给定的工作频率的上下限; c_0 为自由空间的光速; L_1, L_3 分别表示上、下贴片的长度; d_i 为各层介质的厚度; ε_{ri} 为各层的介电常数, 其中两层贴片下面的介质的等效介电常数 ε_{e1} 和 ε_{e3} 及 ζ_1 的表示式分别为

$$\varepsilon_{ej} = \frac{\sum_{i=1}^4 \frac{d_i}{\varepsilon_{ri}}}{2 \sum_{i=1}^4 \frac{d_i}{\varepsilon_{ri}}} + \frac{1}{2} + \left(\frac{\sum_{i=1}^4 \frac{d_i}{\varepsilon_{ri}}}{2 \sum_{i=1}^4 \frac{d_i}{\varepsilon_{ri}}} - \frac{1}{2} \right) \cdot \left[1 + \left(10.0 \sum_{i=j}^4 d_i \right) / L_j \right]^{-1/2}, \quad j = 1, 3 \quad (3)$$

$$\zeta_1 = \frac{2}{\pi \varepsilon_{e1} \left[L_1 / \sum_{i=1}^4 d_i + 1.393 + 0.667 \ln \left(L_1 / \sum_{i=1}^4 d_i + 1.444 \right) \right]} \quad (4)$$

ΔL_3 为第二层贴片的伸长量, 它可由下式求得

$$\Delta L_3 = 0.412 \sum_{i=3}^4 d_i \left[\frac{\varepsilon_{e3} + 0.3}{\varepsilon_{e3} - 0.258} \right] \left[\left(\frac{L_3}{\sum_{i=3}^4 d_i} + 0.264 \right) / \left(\frac{L_3}{\sum_{i=3}^4 d_i} + 0.8 \right) \right] \quad (5)$$

由工程中给出的背景资料提供的厚度参数和上面各层的介电常数 ε_{ri} , 微带天线的两层贴片大小也可以由上面的式子粗略的计算出来。

2.2 微带贴片天线单元参数的严格理论分析^[7]

对图 1 所示的结构采用严格的全波分析法进行分析: 即通过分层媒质中的并矢格林函数建立场与源的关系, 并根据边界条件建立混合位势积分方程 (MPIE), 然后用矩量法求解得到各贴片上的电流系数, 从而求出天线的输入阻抗与远区场。

设微带天线结构中导体 S 为无限薄, 则由贴片切向电场的边界条件:

$$\hat{e}_z \times [\mathbf{E}^c + \mathbf{E}^d] = Z_s \hat{e}_z \times \mathbf{J}_s \quad (6)$$

上式中 E^e 是激励场, E^d 是散射场, 它由上下两个贴片和一个圆形电容片上的电流产生的场所组成, Z_s 为贴片的表面阻抗, 它定义为总的切向电场与总的表面电流密度之比, 对于理想导体 $Z_s = 0$. 将 E^d 可用矢量电位 A 和标量电位 V 表示, A 和 V 用并矢和标量格林函数和电流密度 J_s 、电荷密度 q_s 的积分表示, 可得混合位势积分方程

$$\hat{e}_z \times E^e(r) = \hat{e}_z \times [j\omega \int_s ds' \overline{G}_A(r|r') \cdot J_s(r') + \nabla \int_s ds' G_V(r|r') q_s(r')] + Z_s J_s(r) \quad (7)$$

\overline{G}_A 和 G_V 的求解见文献 [3], 只要把 \overline{G}_A 和 G_V 包含有汉克尔函数的积分 (Sommerfeld 积分) 计算出来, 则 (7) 式就易于由矩量法求解.

假设贴片 S_j 上的表面电流 J_{sj} 为

$$J_{sj} = \sum_{n=1}^N I_{jn} J_{jn}, \quad j = 1, 2, 3 \quad (8)$$

式中 J_{jn} 为电流分布的基函数, 由电流连续性方程可得表面电荷分布为

$$q_{sj} = \sum_{n=1}^N I_{jn} q_{jn}, \quad q_{jn} = \frac{\nabla_t \cdot J_{jn}}{j\omega} \quad (9)$$

将 (8) 式和 (9) 式代入 (7) 式, 若不计表面阻抗, 可得

$$\hat{e}_z \times E^e(r) = \hat{e}_z \times \sum_{j=1}^3 \sum_{n=1}^N I_{jn} \left[j\omega \int_{s_j} ds'_j \overline{G}_A^{ij} \cdot J_{jn} + \nabla \int_{s_j} ds'_j G_V^{ij} q_{jn} \right] \quad (10)$$

应用 Galerkin 法, 取检验函数与基函数一样为 J_{im} , 对 (10) 式取内积, 得矩阵方程

$$ZI = V \quad (11)$$

(11) 式中激励矢量的单元可表示为在贴片 S_i 上的激励场与检验电流 J_{im} 产生的场 E_{im} 与激励电流 J_ρ 的内积:

$$V_{im} = \int_V E_{im} \cdot J_\rho d\tau \quad (12)$$

对于同轴馈电方式, 假设探针无限细, 馈电电流为 1A, J_ρ 可表示为 δ 函数

$$J_\rho = \hat{z} \delta(x - x_0, y - y_0) \quad (13)$$

上式中 (x_0, y_0) 为馈电点坐标.

一旦 Z_{mn}^{ij} 和 V_{im} 被计算出来之后, 求解矩阵方程 (11) 式, 就可以很容易得到贴片上的电流系数 I_{jn} , 这样馈电点电压和输入阻抗就可以确定了.

对于单个天线单元, 其输入阻抗的定义为

$$Z_{in} = - \int_V E_{total} \cdot J_\rho d\tau / (I_\rho)^2 \quad (14)$$

(14) 式中 I_ρ 是馈电点电流, (假设为 1A), E_{total} 是两贴片和圆形电容片上的电流共同产生的场.

用前面由经典公式确定的天线参数, 和设计要求的各项参数, 经过严格的理论分析, 得到以下 3 条规律, 这也是我们理论选取参数和实验调整的基础。

(1) 微带天线的上贴片的尺寸决定着工作低频端的驻波比, 在与下贴片尺寸相关的一定的范围内, 适当增大上贴片的尺寸可以降低低频端的驻波比;

(2) 微带天线的下贴片的尺寸决定着工作高频端的驻波比, 在与上贴片尺寸相关的一定的范围内, 适当减小下贴片的尺寸可以降低高频端的驻波比;

(3) 在圆形电容片和其相邻的贴片的介质厚度确定的情况下, 电容片和相邻贴片形成的电容值主要由圆形电容片的直径和厚度所决定。电容值与微带天线的匹配情况密切相关, 调整圆形电容片的直径或厚度, 即改变其电容值, 可以适当调整输入阻抗的虚部大小和正负, 从而有助于确定微带天线的匹配点。

当然, 上贴片和下贴片的调整是密切相关的, 二者的尺寸增大或减小是在一定的范围内进行的, 超过该范围, 该调整规律不再有效。若上下两贴片的尺寸差别过大, 将会产生双峰谐振。这样, 由理论计算得到的天线单元参数如下:

上两层贴片的长宽及第三层的电容片的直径分别为: $L_1 = W_1 = 100\text{mm}$; $L_3 = W_3 = 90\text{mm}$; $D = 11\text{mm}$; 各介质厚度为 $d_1 = d_3 = 0.8\text{mm}$; $d_2 = d_4 = 15\text{mm}$ 。

3 天线单元的理论结果和实验结果的对照

天线单元的立体结构图、正视图和俯视图如图 1 所示。

单元的驻波比随频率的变化的计算曲线和实验曲线如图 2 所示。

在图 2 所示的工作频率为 950~1275MHz 的范围内, 在驻波比 $\text{SWR} < 1.5$ 的情况下, 实验得到的相对带宽大于 13.96%, 比理论计算的结果还要理想, 这种差别主要是由于理论计算上的一系列的近似处理造成的: 我们将这种带有电容补偿的重叠微带天线视为是三层贴片的微带天线进行处理, 即将电容片也看做贴片和第一第二层贴片同样处理; 将第一层和第二层贴片之间的两层介质看作一层来计算, 介电常数取其平均值; 以及理论计算中视所有介质和贴片为无限长等等。但是二者曲线的总体趋势和走向还是比较吻合的。

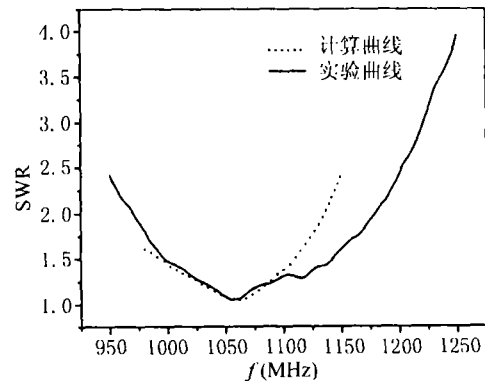


图 2 阵单元驻波比随频率的变化曲线

4 电容补偿双层贴片、四层介质的微带贴片天线阵的设计

以上一节给出的天线单元为阵列天线单元, 当阵列天线单元的设计完成之后, 接下来就是对馈电网络进行设计制作。对于阵列天线来讲, 馈电网络直接决定了阵列的各项性能指标, 比如驻波比、主瓣指向、副瓣电平等。所以, 通过馈电网络来严格实现所设计的阵列幅度相位激励是该设计工作中尤为重要的一个环节。通过阵列天线的综合, 可以得到阵列各单元的激励幅度和相位值, 然后, 根据激励要求和阵列结构可以进行微带电路馈电网络的设计。本文设计的 2×16 (2 行 16 列) 天线阵, 采用并馈网络, 即利用并合式功率分配网络, 即利用多个将一端分成两路的 T 形分支, 依次分为两路, 直到总分端数等于阵元数, 各 T 形分支为 $\lambda/4$ 传输线以保证各阵元与馈电线的阻抗匹配, 馈电电流幅度自中心向两端以泰勒锥削分布递减。该天线阵的方向图的理论计算结果中得到的副瓣电平均小于 -25dB , 如图 3 实线所示, 由馈电网络测试结果分析远区方向图的结果与理论计算结果有一定的差异, 如图 3 虚线所示, 其副瓣电平有所

升高, 为 -20dB 。图 4 给出 2×16 天线阵的驻波比的测试曲线图, 在中心频率 1.06GHz 处, 阵列增益的测试结果为 20.9dB 。

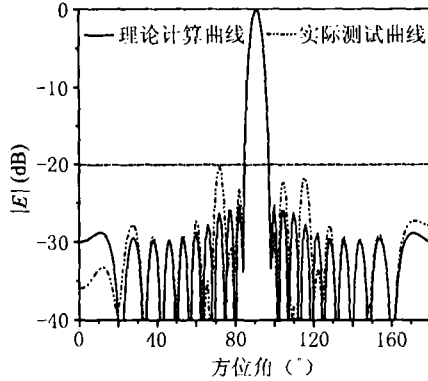


图 3 2×16 天线阵理论计算与实际测试方向图

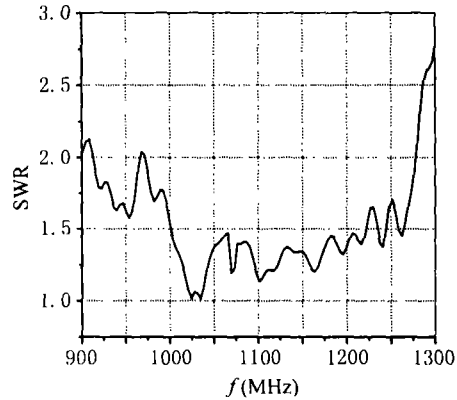


图 4 2×16 天线阵的驻波比测试曲线

取 2×16 天线阵的简单模型即 2×4 实验阵, 来详细说明单元的排列及间距, 如图 5 所示。图 6 和图 7 分别给出了 2×4 实验阵的 H 面和 E 面单元之间的互耦特性曲线的实测结果。由图可以看出, 无论是 E 面还是 H 面, 由于边缘效应的作用, 阵边缘上和阵单元中的相邻两单元之间的互耦有一定的差别, 但是取值的范围基本一致; 随着单元间距的增加, 两单元之间的互耦效应减小, H 面相距最远的两单元之间的互耦最小值低于 -60dB , 而斜对角上的两单元, 如图 7 所示的单元 1 和 7 之间的互耦最小值也低于 -60dB 。

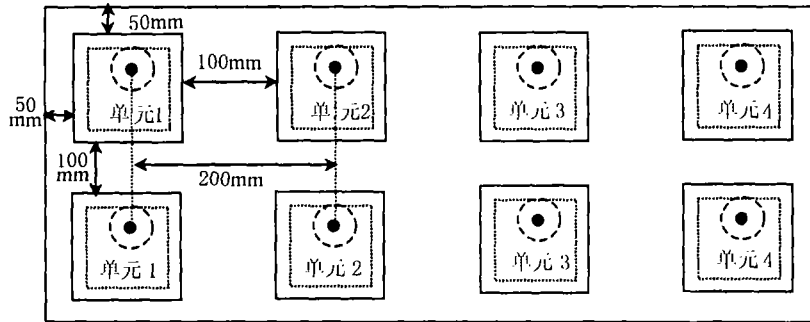


图 5 由图 1 所示单元组成的 2×4 子阵模型

5 结 论

本文结合改进的传输线模型法的经验公式、严格的全波分析法以及实际设计经验, 成功地设计了一种电容补偿双层贴片、四层介质的微带贴片天线单元, 并以该天线单元为基本单元设计了工程应用的 2×16 天线阵。天线单元满足在工作频率为 $995 \sim 1125\text{MHz}$ 的范围内, 驻波比均小于 1.5 的工程要求, E 面和 H 面相邻两单元之间的互耦最大值分别为 -18dB 和 -20dB 左右, 在中心工作频率 1.06GHz 处, 所设计的 2×16 天线阵列的增益的测试结果为 20.9dB 。本文通过实际工程设计证明了所选用的设计方法的正确性和有效性。

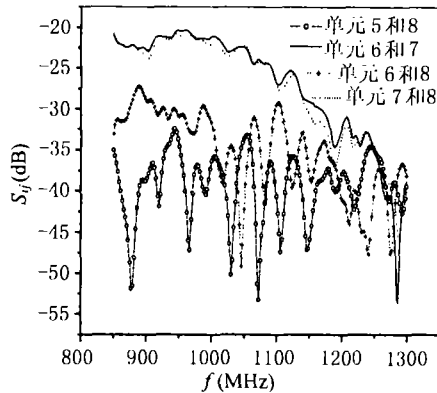


图 6 天线阵中 H 面各单元之间的互耦曲线

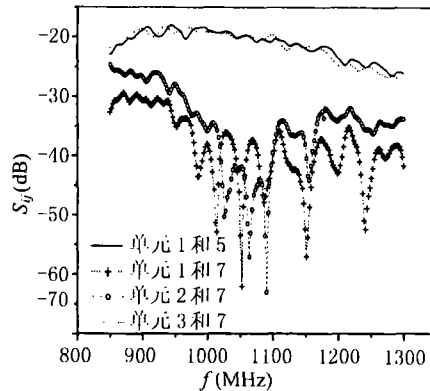


图 7 天线中 E 面各单元之间及对角线和斜对角线单元的互耦曲线

参 考 文 献

- [1] D. M. Pozar, B. Kaufman, Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling, *Electronics Letters*, 1987, 23(9), 368-369.
- [2] 徐健, 重叠微带贴片天线的理论分析与实验研究, [博士论文], 北京, 北京理工大学, 1993, 9.
- [3] 刘章发, 宽频带微带天线的设计与相控阵扫描特性的研究, [博士论文], 北京, 北京理工大学, 1996, 7.
- [4] 刘庭华, 双层微带贴片天线单元的实验研究, *现代雷达*, 1997, 19(3), 54-60.
- [5] Naftali Herscovici, A wide-band single-layer patch antenna, *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, 1998, AP-46(4), 1108-1111.
- [6] 钟顺时, 微带天线的理论与应用, 西安, 西安电子科技大学出版社, 1991, 11-16.
- [7] 李世智, 电磁辐射与散射问题的矩量法, 北京, 电子工业出版社, 1985, 130-138.

DESIGN OF MULTI-LAYER MICROSTRIP ANTENNA AND ARRAYS

Li Xiuping An Yi Xu Xiaowen Lü Xin

(Dept. of Electron. Eng., Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract A stacked double-patch and four-layer substrate microstrip antenna with the capacitance compensation probe feed is designed by combining the experimental formulae and the full-wave method. The relative impedance bandwidth of this microstrip antenna reaches up to 12.26% in the frequency band between 995MHz and 1125MHz under the condition that SWR is less than 1.5. In addition, a 2×16 array composed by this kind of microstrip antenna is presented and the experimental results of the SWR are given too. Finally, the arrangement of elements in the antenna array and the experimental results of the mutual coupling between elements are given.

Key words Microstrip antenna, Antenna array, SWR, Mutual coupling

- 李秀萍: 女, 1974 年生, 博士, 主要研究方向为分层媒质中电波辐射与传播、宽带微带天线。
 安毅: 男, 1976 年生, 博士, 主要研究方向为自适应信号处理、移动通信中的智能天线和宽带微带天线。
 徐晓文: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向包括分层媒质中电波辐射与传播、超低副瓣相控阵天线、宽带微带天线、共形相控阵天线和智能天线等。
 吕昕: 男, 1960 年生, 教授, 博士, 无线通信系统总体设计, 天线和射频电路的设计。