

# 双极化微带天线单元及二元阵的 FDTD 法分析

杨雪霞, 钟顺时

(上海大学通信与信息工程学院, 上海 200072)

**摘 要:** 本文用 FDTD 全波分析法研究了双极化方形贴片单元的物理参数, 即馈线宽度、相对介电常数和基片厚度对天线谐振频率、反射系数和隔离度的影响。比较了这些参数对二元阵和单元性能影响的不同, 同时研究了阵列互耦随天线参数的变化情况。

**关键词:** 双极化; 微带天线阵; 互耦; 时域有限差分法

**中图分类号:** TN822.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 09-1333-03

## Analysis of the Dual-Polarized Patch Antenna and Two-Element Array by FDTD

YANG Xue-xia, ZHONG Shun-shi

(School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072)

**Abstract:** The effects of dual-polarized square patch antenna physical parameters, such as the width of feedline, the relative dielectric constant and the depth of the substrate, on the antenna resonant frequency, reflection coefficient and isolation are analyzed by the FDTD method. The different effects of these parameters on the two-element array performance are compared with those of the single element. The variances of the array coupling with its parameters are also studied.

**Key words:** dual-polarization; microstrip antenna array; mutual-coupling; finite difference-time domain method

### 1 引言

为了节约有限的频率资源和优化系统性能, 许多现代通信和遥感系统要求极化纯度很高的双极化天线。微带天线由于其剖面小、重量轻、体积小、易加工等优良特性, 在这些应用领域已经受到关注<sup>[1-2]</sup>。微带天线的缺点是增益低, 在许多实际应用场合是以阵列形式出现的。单元组成阵列时, 会引起天线谐振频率、带宽、反射损耗和隔离度等频率特性的不同。阵列互耦的影响也是设计微带天线阵需要考虑的重要因素, 过度的互耦会导致天线单元与其馈电点的失配, 也会引起方向图、增益、极化等辐射性能的恶化。双边馈方形贴片是典型的双极化天线单元, 在形成阵列时, 其物理参数对天线阵性能的影响与单元情况有差异, 且会引入新的参数因子。

一般研究贴片天线阵的方法是基于传输线理论或腔模理论。这些方法的理论本身已经对研究模型作了一维或二维近似。在忽略了辐射缝宽度、表面波等影响的情况下, 推导出互耦的近似解析表达式, 形式简捷, 但精度较低。在此基础上发展的 Green 函数法和多端口网络法也没有进一步对阵列互耦进行研究<sup>[3,4]</sup>。

另一种是全波分析法。其中矩量法是一种常用的方法, 其难点在于确定相应问题的格林函数, 在天线结构有变化时, 给格林函数的求解带来困难。而 FDTD 法是一种比较灵活的全波分析法, 能够比较精确地模拟具体模型, 但是在双极化天线

方面的研究尚少见报道。本文用 FDTD 法对双极化方形贴片单元和其阵列作深入的探讨, 与文献发表的数据和我们的实验数据作比较。研究双极化天线单元的反射系数和隔离度随基片介电常数、厚度和馈线宽度的变化情况, 这些参数对二元阵的不同影响, 以及阵列的互耦特性。

### 2 双极化贴片天线的 FDTD 建模

双极化单元和二元阵如图 1(a)、(b)所示。对方形贴片天线的相邻两边同时馈电, 会激励一对垂直于馈电边的正交极化工作模  $TM_{01}$  和  $TM_{10}$ , 它们等幅同相, 且极化方向相互垂直。其工作原理可以用四端口网络表示, 如图 1(c)所示,  $S_{11}$  和  $S_{22}$  是天线输入端的反射损耗,  $S_{21}$ 、 $S_{12}$  是两个输入端口的隔离度,  $S_{41}$ 、 $S_{32}$  表示辐射波的交叉极化; 一副性能好的双极化天线除了具有良好的输入阻抗匹配网络

外, 还应该具有较高的输入端口隔离度和较低的交叉极化辐射。二元双极化阵除了双极化单元的参数外, 另一个重要性能参数是阵列互耦  $C_p$ , 即  $S_{51}$ 。

用 Yee 氏网格模拟天线结构, 由于馈线宽度是决定其特

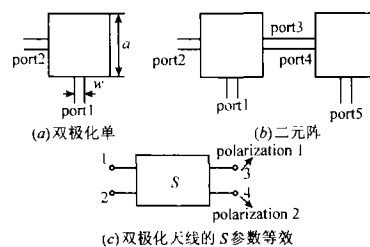


图 1 双极化单元、阵列及端口等效

收稿日期: 2001-01-20; 修回日期: 2002-02-02

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60071020)

性阻抗的主要因素之一,为了在提高计算精度的同时不使计算量增加太大,对馈线宽度用亚网格技术模拟[5].微带线激励源面置于边界前数个网格,不需作电壁和吸收边界的转换就可获得较高的计算精度[6].激励源为高斯脉冲:

$$E_z(t) = e^{-(t-t_0)^2/T^2} \quad (1)$$

把激励波作为 FDTD 方程的一项参与迭代运算,激励面上的差分迭代方程为:

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i, j, k + \frac{1}{2}) &= E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} [H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \\ &- H_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})] - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} [H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \\ &- H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})] + E_z^n(i, j_{source}, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $\Delta t$  为时间步长,  $\Delta x$ 、 $\Delta y$ 、 $\Delta z$  分别为  $x$ 、 $y$ 、 $z$  方向的空间步长,上标  $n$  代表时间序列,  $i$ 、 $j$ 、 $k$  为空间坐标位置.为保证迭代稳定,计算准确,需满足如下稳定条件:

$$\Delta t \leq \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2} / 3c \quad (3)$$

这里  $c$  为光速.贴片天线底部、贴片和微带馈线是理想导体,另外五个面用 Liao[7]的二阶吸收边界条件:

$$\begin{aligned} \phi(x_m, t + \Delta t) &= 2[T_{11}\phi(x_m, t) + T_{12}\phi(x_m - \Delta x, t) \\ &+ T_{13}\phi(x_m - 2\Delta x, t)] \\ &- [T_{11}^2\phi(x_m, t - \Delta t) + 2T_{11}T_{12}\phi(x_m - \Delta x, t - \Delta t) \\ &+ (T_{12}^2 + 2T_{11}T_{13})\phi(x_m - 2\Delta x, t - \Delta t) \\ &+ [T_{12}T_{13}\phi(x_m - 3\Delta x, t - \Delta t) + T_{13}^2\phi(x_m - 4\Delta x, t - \Delta t)] \end{aligned} \quad (4)$$

空气和基片分界面的相对介电常数修正为  $\epsilon'_r = (1 + \epsilon_r)/2$ .双极化单元和阵列的  $S$  参数频率特性由相应端口电压时间波的 FFT 之比求得:

$$S_{ij}(f) = V_i(f)/V_j(f) \quad (5)$$

### 3 数值与实验结果

#### 3.1 双极化单元

我们设计的双极化单元,基片相对介电常数为 2.78,厚度 0.8mm,方形贴片边长 15mm,馈线宽度 0.6mm,用宽度为 0.37mm 和 2.49mm 的四分之一波长阻抗变换器实现阻抗匹配.网格参数  $\Delta x = \Delta y = 0.3\text{mm}$ ,  $\Delta z = 0.2\text{mm}$ ,  $\Delta t = 0.333\text{ps}$ ,高斯脉冲时间宽度  $T = 10\text{ps}$ .用亚网格技术模拟微带馈线和四分之一波长阻抗变换器.

双极化单元  $S_{11}$  参数随频率的变化关系示于图 2.端口 1 的测试谐振频率 6.06GHz,反射系数  $S_{11}$  为 -35dB;端口 2 的谐振频率 5.99GHz,  $S_{11}$  为 -24.6dB.可见由于加工误差,二端口并不完全对称,端口 1 匹配得更好.双极化单元  $S_{21}$  的频率特性如图 3 所示,30dB 隔离度范围是 365MHz,计算值与测试值较吻合.我们同时计算了单极化端口的  $S_{11}$ ,它与图 2 中的实线基本重合,说明在这样设计时,增加一个馈电端口对天线的输入阻抗和工作频率基本没有影响,也说明其双极化端口具有较高的隔离度.

因此,下面研究设计参数对双极化单元性能的影响,而不考虑阻抗匹配网络.在研究某一参数的影响时,其它参数仍为

前面给定值.

对于不同馈线宽度  $W$ ,单元反射系数  $S_{11}$  的频率特性如图 4 所示,由图 4 可见馈线宽度  $W$  对中心频率没有影响,仍为 6GHz,且 -3dB 带宽较接近,但是随着  $W$  的变宽反射系数明显增大.  $W = 0.6\text{mm}$  时,  $S_{11} = -9.7\text{dB}$ ;  $W = 2.4\text{mm}$  时,  $S_{11} = -4.1\text{dB}$ .双极化隔离度  $S_{21}$  随馈线宽度  $W$  的变化不大,在  $W = 0.6\text{mm} \sim 1.8\text{mm}$  范围上,隔离度最大点均发生于中心频率,且在 500MHz 带宽内均有大于 25dB 的隔离度.

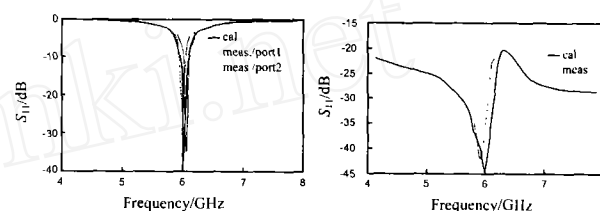


图 2  $S_{11}$  的频率特性

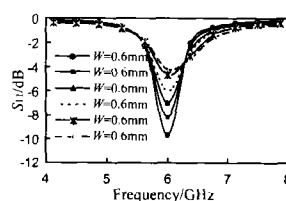


图 3  $S_{21}$  的频率特性

图 4 单元  $S_{11}$  随馈线宽度的变化 图 5 单元  $S_{11}$  随  $\epsilon_r$  的变化

不同相对介电常数  $\epsilon_r$  时  $S_{11}$  随频率的变化示于图 5.  $\epsilon_r$  对中心频率有较大影响,随着  $\epsilon_r$  的增大而中心频率降低,相对带宽减小,体现了具有高相对介电常数的贴片天线的强振荡性.当  $\epsilon_r = 9.6$  时,  $f_0 = 3.38\text{GHz}$ ,在  $f = 6.76\text{GHz}$  也有一个谐振点,这是由高次模产生的.计算表明  $\epsilon_r$  对双极化单元谐振频率上的隔离度的影响不明显,其值均在 31 ~ 40dB 以上.但隔离度大于 25dB 的带宽变化较大,  $\epsilon_r = 1.08$  时,  $BW = 180\text{MHz}$ ;  $\epsilon_r = 9.6$  时,  $BW = 65.6\text{MHz}$ .

不同基片厚度的  $S_{11}$  的频率特性示于图 6,随着基片的增厚,谐振频率逐渐降低,反射损耗有所降低;并且明显看出频带宽度有所增加.因此在设计频带较宽的微带天线时,用低介电常数的厚基片是可行的.基片厚度对隔离度有所影响,随着基片厚度的增加,  $S_{21}$  隔离度逐渐减小,例如  $h = 0.8\text{mm}$  时,  $S_{21} = -35.2\text{dB}$ ;  $h = 3.0\text{mm}$  时,  $S_{21} = -27.5\text{dB}$ .

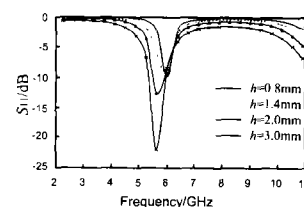


图 6 单元  $S_{11}$  随基片厚度的变化

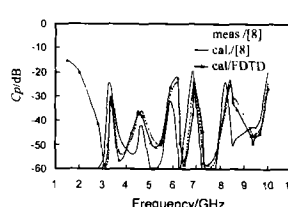


图 7 二元阵互耦系数的频率特性

#### 3.2 二元阵

我们首先计算了文献[8]的二元单极化阵的互耦系数  $C_p$  的频率特性,如图 7 所示,与文中的测试值比较接近,近似程度优于文献中的理论公式.其原因在于,文献中将贴片天线近

似等效为二维问题;而这里用的是全波分析法,计入了电磁场的三维变化情况。

用以上分析的方形贴片组成二元双极化阵,如图 1(b)所示,阵元间距  $0.625\lambda_0$ 。激励源在端口 1。下面主要研究阵列各参数对天线性能的不同影响和阵列的互耦特性。

不同馈线宽度的二元阵阵元  $S_{11}$  的频率特性如图 8 所示,与单元情况不同的是谐振频率随  $W$  的变宽有增大的趋势,其谐振频率上  $S_{11}$  逐渐增大,而且与单元相比,阵列的  $S_{11}$  相对要差。

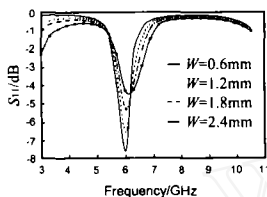


图 8 二元阵阵元  $S_{11}$  随馈线宽度的变化

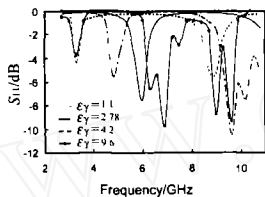


图 9 二元阵阵元  $S_{11}$  随  $\epsilon_r$  的变化

不同相对介电常数  $\epsilon_r$  的二元阵阵元  $S_{11}$  的频率特性如图 9 所示,由于阵元之间的相互影响,出现了另外的几个谐振频率点,如  $\epsilon_r = 1.1$  的 3.3GHz,以及  $\epsilon_r = 4.2$  的 9.6GHz,  $\epsilon_r = 9.6$  的谐振点更多。而且与图 5 比较可见,阵列的反射损耗要大于同一谐振频率点的单元反射损耗。

不同基片厚度的二元阵  $S_{11}$  的频率特性变化趋势与单元(图 6)的相似。厚度相同时,阵列的反射损耗要大于单元的反射损耗。因此,贴片单元在形成阵列结构时,其匹配性能变差,而且馈线宽度对阵列的谐振频率产生了影响,这一点也与单元性能不同。

阵元间距  $D$  对激励端的反射系数  $S_{11}$  和谐振频率基本没有影响,但是阵元间距太近时,会在附近频率也产生谐振情况,例如如  $d$  为  $10\delta x$  和  $20\delta x$  时,分别在 8.11GHz 和 9.61GHz 产生谐振。阵元互耦的最大点不是发生在中心频率,而是略高于中心频率;随着阵元间距  $D$  的增大,互耦逐渐减弱,将这种关系绘于图 10。由图可见,当阵元间距大于阵元尺寸后,互耦从约 -30dB 下降很快。图中还给出了互耦随馈线宽度变化的情况,随着馈线宽度的增加,互耦略有减小,馈线宽度变化范围为 0.6~2.4mm 时,互耦的变化约 8.5dB。

基片厚度对互耦的影响不大,随着基片厚度的增加互耦增强。基片厚度变化范围为 0.8~2.0mm 时,互耦的变化约 8dB。

#### 4 结论

用 FDTD 法详细分析了贴片天线馈线宽度、相对介电常数和厚度对双极化天线单元和阵列特性的影响,以及阵元间距对阵列谐振频率和互耦的影响。研究表明,馈

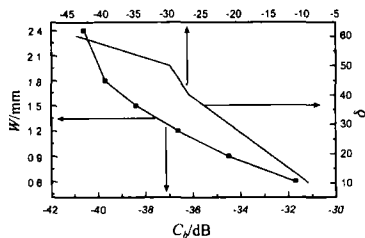


图 10 阵元间距和馈线宽度对阵元互耦的影响

线宽度  $W$  对反射损耗影响较大,随着  $W$  的变宽反射损耗明显增大。基片的相对介电常数  $\epsilon_r$  对中心频率有较大影响,随着  $\epsilon_r$  的增大而中心频率降低,相对带宽减小。基片厚度的影响比较明显,随着介质基片厚度的增加,中心频率逐渐降低,反射损耗有所减小,频带宽度有所增加;对隔离度也有一定影响。

对于二元阵,随着阵间距的增大,互耦逐渐减小,当阵元间距大于阵元尺寸后,互耦下降很快。馈线宽度对二元阵的谐振频率有影响,谐振频率随  $W$  的变宽有增大的趋势,且阵列的反射损耗也比单元的要大。

另外,双极化元和二元阵列的方向图与交叉极化,以及多元阵的 FDTD 模拟,是我们进一步要做的工作。

#### 参考文献:

- [1] Lindmark B, Lundgren S. Dual-polarized array for signal-processing applications in wireless communications [J]. IEEE Trans, 1988, AP-46 (6):758-763.
- [2] Shafai L L, Chamma W A, et al. Dual-band dual-polarized perforated microstrip antennas for SAR applications [J]. IEEE Trans, 2000, AP-48(1):58-66.
- [3] Yang X X, Zhong S S. Analysis of two dual-polarization square-patch antennas [J]. Microw Opt Technol Lett, 2000, 26(3):153-156.
- [4] 高式昌, 钟顺时. 并行角馈双极化微带天线阵的分析与设计 [A]. 电子科学学报, 1999, 21(4):529-534.
- [5] Zivanovic S S, et al. A subgridding method for the time-domain finite-difference method to solve Maxwell's equations [J]. IEEE Trans, 1991, MTT-39 (3):471-479.
- [6] Zhao A P, Räisänen A V. Application of a simple and efficient source excitation technique to the FDTD analysis of waveguide and microstrip circuits [J]. IEEE Trans, 1996, MTT-44 (9):1535-1538.
- [7] Liao Z P, et al. A transmitting boundary for transient wave analysis [J]. SCIENTIA SINICA Series A, 1984, XXVII(10):1063-1076.
- [8] Malkomes M. Mutual coupling between microstrip patch antenna [J]. Electronics Lett, 1982, 18 (12):520-522.

#### 作者简介:



杨雪霞 女, 1969 年 9 月出生于甘肃, 1991 年、1994 年分别获兰州大学无线电物理专业学士、硕士学位, 1998 年在上海大学攻读博士学位, 毕业后在通信学院工作。主要研究领域为: 电磁场的数值计算, 微带天线和 mm 波集成电路。



钟顺时 男, 1939 年生于浙江瑞安, 上海大学通信与信息学院教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, IEEE 高级会员。1980~1982 年美国华盛顿大学和伊利诺伊大学访问学者。在国内外发表论文 130 余篇, 著译 4 部, 获全国电子类优秀教材奖 2 项, 国家和省部级科技进步奖 7 项, 专利 2 项。研究方向为天线、电磁兼容和电磁理

论等。