

文章编号 1004 924X(2001)03 0247-05

# 微机械微带贴片天线研究

潘 武, 钟先信, 巫正中

(重庆大学微系统研究中心, 重庆 400044)

摘要: 研究了以硅材料作基底的微机械微带贴片天线。采用微细加工技术, 将金属导体贴片下方的硅基底背向刻蚀出一个空腔, 形成硅材料和空气构成的混合结构, 从而降低基底有效介电常数。对混合结构基底的等效介电常数、天线相关参数作了理论与实验比较。

关键词: 微机械; 微带天线; 硅

中图分类号: TN821 文献标识码: A

## 1 引言

微带天线具有剖面薄、易共形和低制造成本等特点, 被广泛用于卫星通信、雷达、遥感遥测以及生物医学系统等许多领域<sup>[1]</sup>。随着更高频率的使用, 对射频器件、电路和辐射单元集成的要求也越来越高, 以便提供重量轻、尺寸小和最佳性能的无线通信系统。通常集成电路被作在高介电常数基底材料上, 而天线则应作在低介电常数基片上。一般的解决办法是电路集成在基片的高介电常数区域, 平面天线集成在低介电常数区域的混合集成。然而随着使用频率的提高, 混合集成越来越困难, 开发成本越来越高。特别是对单片通信系统的急迫要求, 要求辐射元件能与电路集成在一起。研究高介电常数基片上的微带贴片天线成为人们关注的问题<sup>[2]</sup>。

然而高介电常数基底材料中表面波的显著激励, 使微带天线性能明显降低, 如效率更低、带宽更窄、辐射方向图变坏以及在阵列结构中辐射单元之间的不必要的耦合等。最佳天线性能依赖于基底介质材料和馈电网络的最佳选择。

近年来, 有人用改变圆形贴片天线结构的办法来抑制激励的表面波, 使天线工作在第一个高阶模式(TM<sub>120</sub>)而不是 TM<sub>110</sub>模式。或者通过将矩形贴片作在悬于空气腔的薄膜上, 或者作在具有

光子带隙结构的基片上<sup>[3]</sup>, 可有效排除表面波的传播, 使得天线的辐射效率提高, 方向图得到改善。

本文中提出一种利用微机械加工工艺, 将硅片作部分刻蚀, 形成空气腔, 使天线基底变为硅片和空气腔的混合结构。这样可以为天线提供一个等效的低介电常数环境, 达到抑制表面波激励的目的。后面几部分将对混合介质基底的等效介电常数, 微机械微带贴片天线的理论和测试结果加以讨论。

## 2 微机械微带贴片天线结构

在不影响电路要求的情况下, 人们希望将微机械平面天线结构与集成电路集成在同一硅或砷化镓基片上。在天线和电路的集成中, 采用微带馈电的微带贴片天线应是较为方便的方案。本文研究的天线制作在一个由空气和硅基片两种介质构成的腔体区域上。采用微机械各向异性深刻蚀工艺, 将硅基片厚度的一半或更多去除掉, 在基片中产生一个空气区域, 形成硅材料和空气构成的等厚度或不等厚度的混合结构, 从而使天线集成在基底的等效低介电常数区域。天线导体贴片采用淀积金属铝制成, 以阻抗匹配关系确定微带馈线的长短。其结构和相关参数如图1所示。图2为该天线的实物图片。

收稿日期: 2001-03-14; 修订日期: 2001-04-10

基金项目: 国家重点基础研究发展规划项目《集成微光机电系统研究》资助, 项目编号: G1999033105

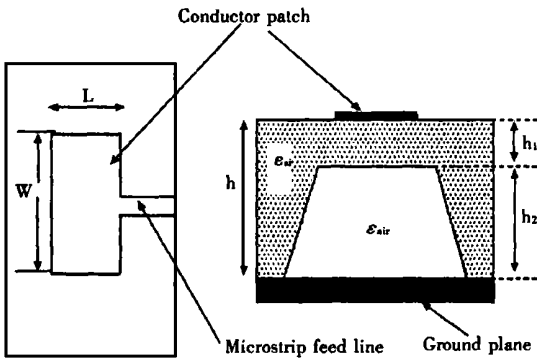


Fig. 1 Geometry of the micromachined microstrip patch antenna

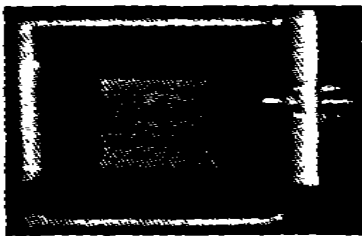


Fig. 2 Photograph of the micromachined microstrip patch antenna

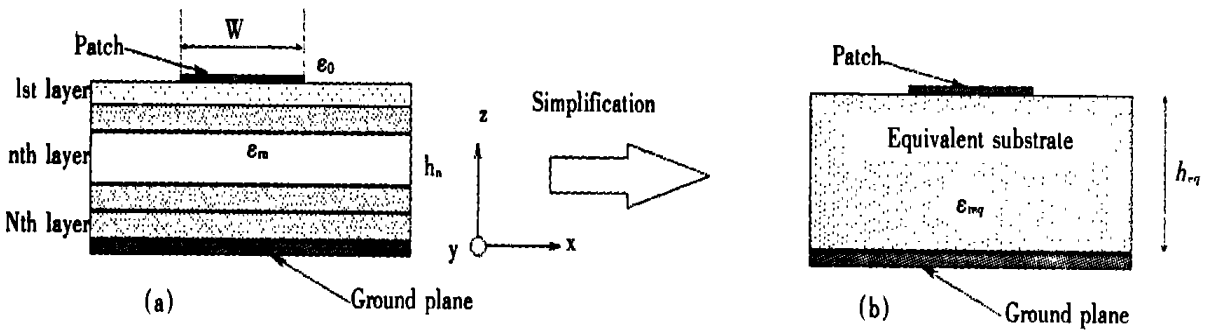


Fig. 3 Simplification of the antenna with multi-layer substrate into a single layer

微带天线贴片的尺寸(如其宽度和长度)不变。

天线基底的有效介电常数为  $\epsilon_e$ ,

$$\epsilon_e = \frac{1}{2} \left[ \epsilon_{req} + 1 + (\epsilon_{req} - 1) \left( 1 + \frac{10h_{eq}}{w} \right)^{-1/2} \right] \quad (3)$$

根据天线基本谐振模式的不同,  $w$  的取值取天线的宽或长度大小, 如  $TM_{01}$  模式, 计算有效介电常数时  $w = W$ 。

另外利用保角变换原理, 如图 4 所示, 也可计算出由空气 ( $\epsilon_0$ ) 和另外两种介质(本文中 ( $\epsilon_1 = 1$ )) 构成的微带线的介电常数。由于  $w/h > 1$ , 填

### 3 天线参数分析

#### 3.1 混合结构有效介电常数计算

以图 3(a) 表示的多层介质结构为例。虽然天线有众多的严格分析方法, 但它们往往相当复杂。对于微带贴片天线工程设计, 传输线法和空腔模型法仍是较为有效的方法<sup>[1]</sup>。但是, 对于具有多层介质基底的微带贴片天线, 应用空腔模型理论来分析, 效果不理想。因为需要对每一层介质中的每一个模式进行求解, 而且要与相邻层匹配。

这里提出一种将多层介质基底简化为等效的单一均匀介质基底的方法(如图 3 所示), 并用空腔模型理论分析天线参数。等效的单一均匀介质基底的相对介电常数可表示为:

$$\epsilon_{req} = \left( \sum_{n=1}^N \frac{h_n}{\epsilon_n} \right)^{-1} \cdot \left( \sum_{n=1}^N h_n \right) \quad (1)$$

其中:  $h_n$  为第  $n$  介质层的厚度,  $\epsilon_n$  为第  $n$  介质层的相对介电常数。

等效基底的厚度为:

$$h_{eq} = \sum_{n=1}^N h_n \quad (2)$$

充因子  $q_1$  和  $q_2$  分别表示为

$$q_1 = \frac{S_{\epsilon_1}}{S_c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{h_1}{h} \left[ 1 + \frac{\pi}{4} - \frac{h}{w_{ef}} \ln \left( \frac{\pi}{h} \cdot w_{ef} \cdot \frac{\sin \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{h_1}{h} \right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{h_1}{h}} + \cos \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{h_1}{h} \right) \right) \right] \quad (4)$$

$$q_2 = \frac{S_{\epsilon_2}}{S_c} = 1 - q_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln \left( \frac{\pi}{h} w_{ef} - 1 \right)}{\frac{w_{ef}}{h}} \quad (5)$$

其中,  $w_{ef} = w + \frac{2h}{\pi} \ln \left[ 17.08 \left( \frac{\omega}{2h} + 0.92 \right) \right]$ , 则可得到微带的有效介电常数为

$$\epsilon = 1 - q_1 - q_2 + \epsilon_{r1} \epsilon_2 \cdot \frac{(q_1 + q_2)^2}{\epsilon_{1q2} + \epsilon_{2q1}} \quad (6)$$

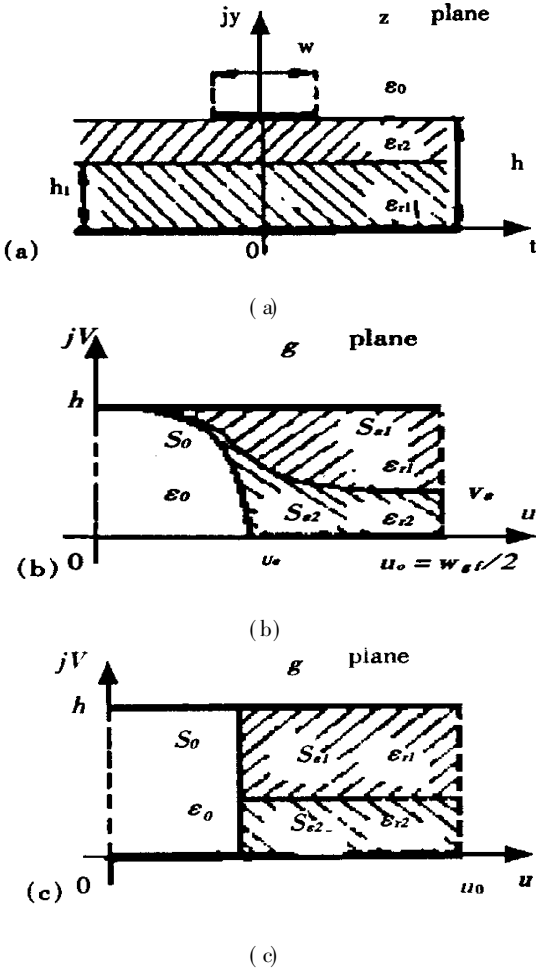


Fig. 4 Conformal mapping method of the tree layer microstrip line

利用上述两种方法得到的有效介电常数在图 5 中比较, 可以看到两者相差较小, 可作为天线工程设计使用。

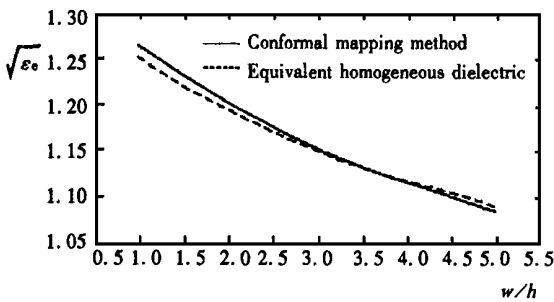


Fig. 5 Effective dielectric constant of the microstrip

### 3.2 微机械微带贴片天线分析

当  $h_{eq} \ll \lambda_0$  时 ( $\lambda_0$  为天线工作波长), 贴片与接地面之间的场可作以下假定: (1) 电场只存在  $E_z$  分量, 磁场只有  $H_x$  和  $H_y$  分量; (2) 内场不随  $z$  坐标变化; (3) 四周边缘处电流无法向分量, 即边缘处切向磁场为零, 空腔四周可视为磁壁。

由于本文设计的微机械微带贴片天线的贴片宽度和长度小于刻蚀的空气腔底部宽度与长度, 故天线基底可看成是由硅 ( $\epsilon = 11.9$ ) 和空气 ( $\epsilon = 1$ ) 两种介质构成的混合基底, 这样的基底可等效一个均匀介质基底(如图 3 所示)。

硅层厚度为  $h_1$ , 空气层厚度为  $h_2$ ,  $\epsilon_1 = \epsilon_i = 11.9$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_{air} = 1$ 。通过式(2)、(1)可计算出基底等效厚度  $h_{eq}$  和等效相对介电常数  $\epsilon_{req}$ 。

天线采用在  $(x_0, y_0)$  (其中  $y_0 = 0$ ) 处以宽度为  $d_0$  的微带线边馈, 在该处磁壁的  $d_0$  宽度上将会有横向磁场激励, 等效于沿  $z$  向的电流片。考虑边缘效应, 应取稍大于微带线宽度的值作为  $d_0$ 。

根据空腔模型理论<sup>[1]</sup>, 可得

天线的  $TM_{mn}$  模的谐振频率为

$$f_{mn} = \frac{c}{2 \sqrt{\epsilon_e}} \sqrt{\left( \frac{m}{W'} \right)^2 + \left( \frac{n}{L'} \right)^2} \quad (7)$$

其中  $m, n$  为模式序号,  $\epsilon_e$  为有效介电常数,  $W'$  和  $L'$  为考虑了边缘延伸效应的天线贴片尺寸,  $c$  为自由空间光速。

$$W' = W + 2 \Delta(L), L' = L + 2 \Delta(W) \quad (8)$$

$\Delta(L)$  和  $\Delta(W)$  可用下式计算:

$$\Delta(w) = 0.412 h_{eq} \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \cdot \frac{\frac{w}{h_{eq}} + 0.264}{\frac{w}{h_{eq}} + 0.8} \quad (9)$$

这里  $w = W$  或  $L$ 。

$$\epsilon_e = \begin{cases} \epsilon_e(W), & m = 0 \\ \epsilon_e(L), & n = 0 \\ \frac{\epsilon_e(W) \epsilon_e(L)}{\epsilon_{req}}, & m \neq 0, n \neq 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$\epsilon_e(w) = \frac{1}{2} \left[ \epsilon_{req} + 1 + (\epsilon_{req} - 1) \left( 1 + \frac{10 h_{eq}}{w} \right)^{-1/2} \right] \quad (11)$$

其中  $w = W$  或  $L$ 。

贴片和接地面之间的电场分量为:

$$E_z = j k_0 Z_0 I_0 \sum_{m,n} \frac{\Psi_{mn}(x, y) \Psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} J_0 \left( \frac{m \pi d_0}{2 W'} \right) \quad (12)$$

其中,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ ,  $Z_0 = 120\pi$ ,  $I_0$  为馈电电流片总电流,  $k = k_0 \sqrt{\epsilon_{req}(1 - j \tan \delta_{eq})}$ ,  $\tan \delta_{eq}$  为等效基底的损耗角正切。  $J_0(x) = \frac{\sin x}{x}$ ,  $\Psi_{mn}(x, y) = \cos \frac{m\pi x}{W} \cos \frac{n\pi y}{L}$ ,  $k_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2}$ 。

天线输入阻抗为:

$$Z_{in} = jk_0 Z_0 h_{eq} \sum_{m,n} \frac{\Psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{k_{mn}^2 - k_{eff}^2} J_0^2\left(\frac{m\pi d_0}{2W}\right) \quad (13)$$

其中  $k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{req}(1 - j \tan \delta_{eff})}$ ,  $\tan \delta_{eff} = 1/Q$ ,  $Q$  为计入全部损耗后的天线品质因数, 其计算参考文献[1]。

### 4 计算与测试结果

天线取如下参数:  $W = 28.0\text{mm}$ ,  $L = 24.0\text{mm}$ ,  $\epsilon_1 = 11.9$ ,  $h_1 = 0.5\text{mm}$ ,  $h_2 = 1.3\text{mm}$ , 馈电方式采用在距离贴片中心 5mm 处微带线边馈。用本文的方法计算了天线的谐振频率、回损曲线、阻抗圆图; 并与用矢量网络分析仪 HP8720C 测试天线的回损曲线和阻抗圆图比较, 可得到基本一致的结果, 如图 6 和图 7 所示。

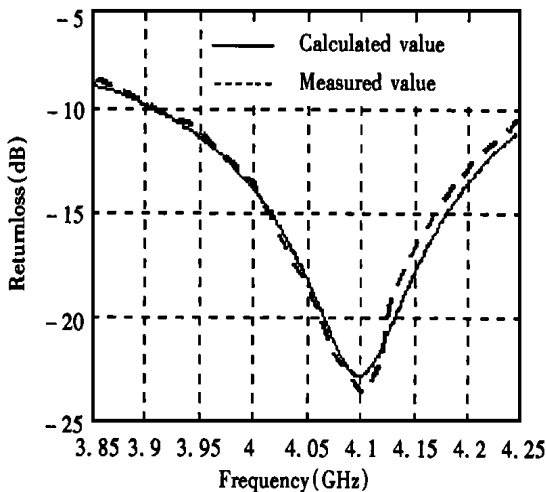


Fig. 6 Return loss versus the micromachined microstrip patch antenna

此天线的主模式为  $TM_{10}$ , 带宽约为 3%。在实际制作微机械贴片天线时, 硅片上还要生成一层二氧化硅, 然后再淀积金属贴片。由于这层二氧化硅非常薄, 计算时暂且忽略其影响。

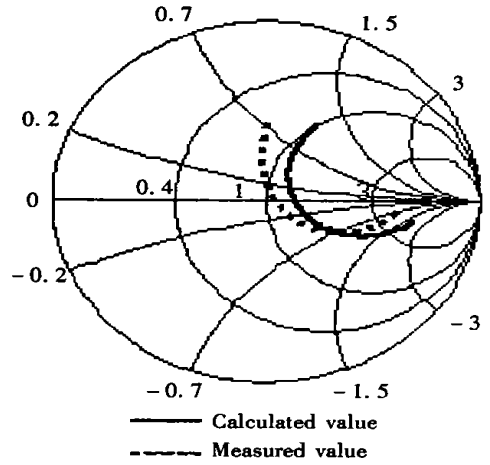


Fig. 7 Smith chart for the micromachined microstrip patch antenna

### 5 结 论

本文介绍了利用微机械加工技术在高介电常数的硅材料基底上制造微带贴片天线的一种方法, 在硅基底中刻蚀出空气腔, 使金属贴片下方形成一个等效低介电常数环境, 抑制表面波的激励。文中采用了将多层介质等效为一个单一均匀介质以及保角变换两种方法计算了混合基底有效介电常数, 并利用矩形贴片天线的空腔模型理论计算天线的相关参数, 与实际天线的测试结果比较, 两者基本相符。本方法用于工程上天线设计较为简单方便。

### 参考文献:

[1] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 陕西: 西安电子科技大学出版社, 1991.  
 [2] 潘武, 钟先信, 巫正中. 微带天线的宽带化、微型化研究及微机械天线[J]. 微米/纳米科学技术, 2000, 5(1): 150-155.  
 [3] Horii Y, Tsutsumi M. Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna[J]. IEEE Microwave Guided Wave Lett, 1999, 9(1): 13- 15.

## Study of micromachined microstrip patch antenna

PAN Wu, ZHONG Xiarr xin, WU Zheng zhong

(*Microsystem Research Center of Chongqing University, Chongqing 400044, China*)

**Abstract:** The paper studies the silicon based micromachined microstrip patch antenna, and an air cavity fabricated by silicon micromachining. A mixed structure consisting of silicon and air cavity underneath the metal patch results in a low dielectric constant substrate. The equivalent dielectric constant of the mixed structure substrate and the relevant parameters of the antenna are studied. The calculated results are compared with the measured results.

**Key words:** micromachines; microstrip antennae; silicon

作者简介: 潘 武(1966), 男, 四川省大英县人, 1989年7月毕业于重庆大学应用物理系应用物理专业, 1995年4月毕业于重庆大学光学仪器专业, 获工学硕士学位。现为重庆大学微系统中心博士研究生, 主要从事微光机电系统技术等方面研究工作。已在国内外期刊及会议上发表论文多篇。