

文章编号:1004-3365(2002)06-0423-05

# MEMS 层叠式微带贴片天线的 FDTD 分析

庞 敏, 金吉成, 钟先信  
(重庆大学 通信学院, 重庆 400044)

**摘 要:** 将机电系统(MEMS)技术应用于射频(RF)领域,制作新型的微带天线,是目前的一个重点和热点。文章以 Maxwell 方程为出发点,应用时域有限差分(FDTD)法对 MEMS 层叠式微带贴片天线进行精确的分析,给出了经济实用的近似吸收边界条件,找到了一系列精确模拟微带贴片天线、有效减少存储空间和计算量、节约计算时间的方法。

**关键词:** 微机电系统;微带贴片天线;时域有限差分法;吸收边界条件

**中图分类号:** TN828.4

**文献标识码:** A

## Analysis of MEMS Multilayer Microstrip Patch Antenna Using FDTD Method

PANG Min, JIN Ji-cheng, ZHONG Xian-xin

(Communication Engineering College, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

**Abstract:** Based on the Maxwell's Equation, the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method is used in the paper for accurate analysis of the MEMS multiplayer microstrip patch antenna. Inexpensive absorbing boundary conditions are derived, and methods for saving computer memory and CPU time were found.

**Key words:** Micro-electro-mechanical-system (MEMS); Microstrip patch antenna; Finite-difference time-domain (FDTD) method; Absorbing boundary condition

**EEACC:** 2575; 5270

### 1 引 言

天线的微型化是无线通信接收和发射系统微型化的关键技术之一。同普通微波天线相比,微带天线具有重量轻、体积小、成本低、平面结构、可以与集成电路兼容等优点。它的主要缺点是工作频带较窄。经过几十年的研究,已发展了不少技术来克服上述缺点。微带天线因其一系列突出的优点而在通信和其它很多领域获得了广泛的应用。

微机电系统(MEMS)技术用于天线等射频(RF)器件的制作,称为射频微机电系统(RF-MEMS)技术,是目前一个崭新的发展方向。MEMS 技术结合微电子技术和精密加工技术,使天线在几何尺寸、功能、物理性能、价格等许多方面具有一般传统器件所无法比拟的优越性,从而大大缩小了通

信系统的体积,提高了可靠性与寿命,提高了效率,降低了功耗。国内外对这类新型微带天线的研究尚处于起步阶段,寻找一种好的方法来分析这类天线的特性,是目前亟待研究的内容。

用时域有限差分(FDTD)法与傅里叶变换(FFT)相结合分析这类微带贴片天线,对求解天线性能是一良好的工具。它便于定性理解天线工作的物理过程,得到供定量分析的有关电参数,从而求得频域上的天线参量(如等效介电常数、特性阻抗)。

本文介绍了一种小尺寸大带宽的微带贴片天线,利用 FDTD 法对其进行仿真和分析。文中综合多种方法,结合实际模型,推导出了一套经济实用的近似吸收边界条件,精确地模拟了微带贴片天线的实际结构,节约了存储空间和运算时间,并定性、定量地分析了天线的工作特性,是快速、精确地分析复杂微带贴片天线的好方法。

收稿日期:2001-12-11; 定稿日期:2002-02-20

基金项目:国家重点基础研究发展计划项目《集成微光机电系统研究》资助课题(G1999033105)

## 2 FDTD 分析

### 2.1 MEMS 层叠式微带贴片天线

采用图 1 所示的层叠式结构和附加无源贴片相结合的方法,可以有效地增大微带天线的频带。通过在贴片末端设置短路壁的方法,可以大幅度地缩小天线的尺寸。

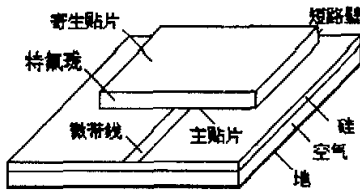


图 1 MEMS 层叠式微带贴片天线模型

由于硅具有极好的机械性能,硅片上的微机械工艺与标准半导体的制作兼容,有利于和其它元件的集成,因此选用硅晶片( $\epsilon_r=11.7$ )做成一层薄介质板。硅片与金属底板之间设置一定厚度的空气层( $\epsilon_r=1$ ),硅和空气两种具有不同介电常数的介质相互作用,可大大地降低等效介电常数,使天线的效率和辐射图得到改善,提高带宽。

采用无源附加贴片的结构,主驱动贴片和寄生贴片分别调谐在两个相隔较近的频率之上,形成共振,从而进一步扩展带宽。主贴片和寄生贴片之间以特氟瓷材料( $\epsilon_r=2.3$ )为介质。

传统的微带贴片天线中,贴片的长度通常取为电磁波在天线系统中传播波长  $\lambda$  的二分之一。为了进一步缩小天线的尺寸,本文所提出的天线模型在主贴片和寄生贴片末端设置了到底板的短路壁,贴片的长度仅取为波长  $\lambda$  的四分之一。采用这种特殊结构,微带贴片天线上的电磁场传播和传统的半波长微带贴片天线等效,而贴片长度仅为后者的二分之一,因此大大地缩小了天线的尺寸。这种天线的尺寸很小,在制造中使用了 MEMS 加工技术。

### 2.2 FDTD 方程

电磁场的最基本规律是 Maxwell 方程。K. S. Yee<sup>[1]</sup>正是由此出发,将 Maxwell 六个标量方程中场分量对坐标和时间的偏导数用有限差分式来表示,创立了计算电磁场的 FDTD 法。在 K. S. Yee 所创建的 Yee 氏网格中,电场和磁场各分量在空间的取值点被交叉放置。每个网格点上的电场(或磁场)分量仅与它相邻的磁场(或电场)分量及上一时间步该点的场值有关。在每一时间步计算网格空间各点的电场和磁场分量,随着时间步的推进,即可直接模

拟电磁波的传播及与物体的相互作用过程。

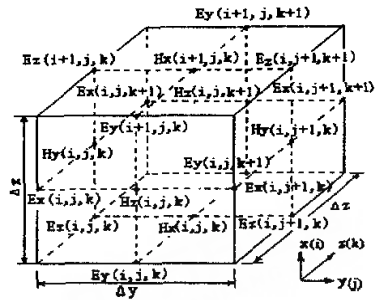


图 2 Yee 氏网格

出于编程的考虑,且为了便于理解推导,本文采用的 FDTD 网格坐标不同于 Yee 氏的原始编排,也不雷同于其它文献中的设置,而是采用了自定义的坐标,如图 2 所示。相应的 FDTD 方程为:

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[ \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (1a)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[ \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (1b)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[ \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (1c)$$

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \left[ \frac{E_z^n(i, j+1, k) - E_z^n(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (2a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \left[ \frac{E_z^n(i, j, k+1) - E_z^n(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{E_x^n(i+1, j, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (2b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left[ \frac{E_y^n(i+1, j, k) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j+1, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (2c)$$

### 2.3 稳定性条件

在 FDTD 算法中,保持数值解的稳定是一个很

重要的问题。为保证在每一步计算中所产生的数值误差不会积累和增长,文献[2]导出了稳定性的判决式为:

$$v_{\max} \cdot \Delta t \leq \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

式中,  $v_{\max}$  为所考虑轮廓中的最大信号相速,这相当于按最坏条件选择时间步长  $\Delta t$ 。由于计算区域通常包含介质和空气,因此,有  $v_{\max} = c$ ,  $c$  为自由空间中的光速。一般选

$$\Delta t = \frac{\min(\Delta x, \Delta y, \Delta z)}{c/k} \quad (4)$$

式中,  $c$  为真空中的光速,  $k$  为小于  $1/\sqrt{3}$ , 但接近于  $1/\sqrt{3}$  的值,一般选 0.5。

## 2.4 数值色散

由于 FDTD 方程是对 Maxwell 方程的一种数值近似,用于电磁波的模拟时,会产生非物理的色散现象,且相速度随波长、传播方向及变量离散化的情况而发生变化,称为数值色散。

数值色散的影响可通过减少离散化过程所取时间和空间步长而无限地减小,但是这意味着计算网格空间的总网格数目增加,以及计算机存储空间和计算时间的增加。所以,在实践中总是根据问题的性质和实际条件来适当地选择时间和空间步长。

## 2.5 FDTD 网格模型

在天线的对称面上设置磁壁,只将一半结构纳入 FDTD 网格中计算,能够大大节约存储空间和计算时间。磁壁的形成利用了镜像原理,即,磁壁外侧的切向磁场分量等于磁壁内侧切向磁场分量的负值。对于金属导体和接地平面,一般假设导体是理想的,故可认为  $E_x$ 、 $E_z$ 、 $H_x$  均为零。

为了较好地拟合研究对象,尽可能减少数值色散,空间离散间隔应小于  $\lambda/20$ ; 同时又不能太细,以免所需的存储空间过于巨大。

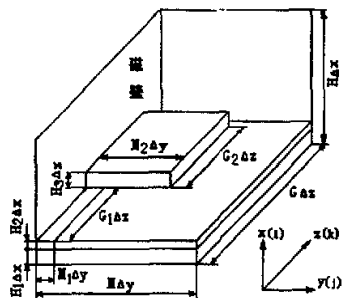


图3 微带贴片天线的 FDTD 网格模型

取空间步长  $\Delta x = 0.5 \text{ mm}$ ,  $\Delta y = 0.5 \text{ mm}$ ,  $\Delta z = 1.5 \text{ mm}$ , 考虑天线的一半结构, 计算的空间域取为  $20 \Delta x \times 30 \Delta y \times 40 \Delta z$ 。矩形贴片的大小为  $15 \Delta y \times 18 \Delta z$ , 微带线长  $20 \Delta z$ , 宽  $2 \Delta y$ ; 空气、硅、特氟龙介质层的厚度分别为  $3 \Delta x$ 、 $\Delta x$  和  $4 \Delta x$ 。时间步长  $\Delta t$  取为:

$$\Delta t = \frac{0.5 \Delta x}{c} = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{2 \times 3 \times 10^8} = 0.833 \times 10^{-12} \text{ s}$$

## 2.6 边界条件

### 2.6.1 吸收边界条件

为了用有限的计算网格空间模拟电磁波在无限大物理空间中的传播,需要对网格边界进行特殊处理,即对网格边界施加一种称之为“吸收边界条件”的算法,来消除由截断边界所带来的非物理性的反射。

目前,已发展了多种吸收边界条件,其中, Mur 吸收边界条件<sup>[3]</sup> 和超吸收边界条件<sup>[4]</sup> 是较为广泛使用的两种技术。二者各有自己的特点:前者算法简单,所需内存和机时少,吸收性能不如后者;超吸收技术算法比较复杂,所需内存也有增加,吸收性能有较大改善。

由于各边界面对沿一定方向传播的电磁波表现出不同的反射特性,综合使用以上技术,对各边界面施以不同的吸收边界条件,会收到事半功倍的效果,使计算更经济<sup>[5]</sup>。以下对天线的终端、侧面、顶面、前端表面分别进行讨论。

终端表面 ( $k = G$ ) 与一维传播的情况类似,应用 Mur 一阶吸收边界条件即可。由于高介电常数衬底上金属导带的导引性质,功率主要流向  $+z$  方向,侧向泄漏和辐射都很小,在边界面垂直方向上,场满足一维波动方程,以  $E_x$  为例:

$$\left( \frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_x = 0 \quad (7)$$

其有限差分式为:

$$E_x^{n+1}(i, j, G) = E_x^n(i, j, G-1) + \frac{v \Delta t - \Delta z}{v \Delta t + \Delta z} \times [E_x^{n+1}(i, j, G-1) - E_x^n(i, j, G)] \quad (8)$$

这就是 Mur 一阶吸收边界条件,  $v$  是边界面处波的相速。当被研究媒质距边界有  $10 \sim 20$  个空间网格单元时,可以假定  $v$  是光速。

侧向边界 ( $j = M$ ) 的处理与终端表面类似,不同的是法向入射的近似已不适用。一种行之有效的办法是,在侧向边界上应用超吸收边界条件进行误差相消。通常把边界切向电场  $E$  规定为其内侧相

邻一个时间步长之值,并把这一条件同时应用于磁场  $H$ ,让磁场也参与计算,减少计算电场时所产生的非物理因素引起的反射,改善吸收边界条件的性能。

顶部平面( $i = H$ )仅需对切向电场  $E$  运用边界条件。电场  $E$  规定为其内侧相邻一个时间步长值。不必运用误差相消的算法,因为场在这个方向上是消散型的。

前端表面需作特别处理。由于激励源直接加在前端表面,脉冲激励期间,微带线下方垂直于导线区域电场给定为 Guass 脉冲的数值,其它地方规定为 0。这种与电壁等效的条件在前端表面和其附近将感应出直流或切向磁场,因此需要在电磁波离开源和由不连续处反射回来之前,把吸收边界条件“加”到一个平行与源平面、但在其后几个空间步长的平面上。

### 2.6.2 介质交界面的边界条件

假设  $+x$  为交界面的法向,位于交界面的场分量是  $E_y, E_z, H_x$ 。由于  $\mu$  值及用来计算  $H_x$  的  $E_y, E_z$  在经过边界时不发生变化,故仍可用(2)式计算  $H_x$ 。对于  $E_y, E_z$ ,可由场的连续性条件<sup>[6]</sup>推导出以下近似方程来计算:

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \frac{\partial E_y}{\partial x} = \frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\Delta H_x}{\Delta x} \quad (9a)$$

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \frac{\partial E_z}{\partial x} = \frac{\Delta H_x}{\Delta x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (9b)$$

这表明在计算交界面处的切向电场时,把两种介质介电常数的平均值用于(2)式即可。

### 2.7 激励源的类型和设置

在微波电路的时域分析中,一般采用 Guass 脉冲作为激发源,因为它在时间上比较平滑,频谱宽度比较容易设定。采用文献[6]中的设置,激励平面上微带线下方垂直于导线区域的电场分量  $E_x$  为:

$$E_x(t) = \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right] \quad (10)$$

其参数为:  $T = 40 \Delta t, t_0 = 110 \Delta t$ ; 空间宽度为  $20 \Delta z$ , 它的频谱覆盖从 0 到 14.1 GHz。

### 2.8 运算的总时间步数

频域计算时,为了使散射体内外场达到稳定状态,计算的总时间至少大于三个谐振周期  $T$ ,即时间步数为  $N_t \geq 3T/\Delta t$ 。对于时域计算,可以用逐渐增加时间步数使计算结果收敛的方法来决定所需要的总时间步数。

### 2.9 节约计算时间的途径

FDTD 法需要的存储空间和计算时间与网格数

$N$  成正比。建立 FDTD 网格模型要在基本满足精度要求的情况下,在数值色散允许范围内,尽量节省存储空间和计算时间。由于本文所研究的天线为对称结构,在对称面上设置磁壁,可减少一半计算量。考虑到天线结构在  $x, y$  方向变化较快,  $z$  方向变化较慢,因此划分网格单元时,保证  $\Delta x, \Delta y$  足够精细,合理地增大  $\Delta z$ ,减少网格数,可以达到节省存储空间和计算时间的目的。

用 Matlab 编程计算时需注意:对要使用的矩阵预先分配空间,可以加快运行速度,以减少内存碎片化的可能性;因 Matlab 的内部矩阵运算远比 Matlab 的编译解释的速度快,所以,将程序中的 for 语句转换成矩阵运算,运算速度显著提高。

采取以上措施优化仿真计算程序,能够明显地节约计算时间。

## 3 天线特性分析

计算得到天线的中心谐振频率约为 1.9 GHz,与实验测得的值吻合得较好,而贴片长度仅为传统微带天线中贴片长度的一半。这证明在四分之一波长的贴片末端设置短路壁的方法,可以成功地缩小微带天线的尺寸。同时,采用这种层叠式结构后,天线的相对带宽约为 8%,比传统微带天线的 0.6% ~ 3% 带宽大有提高。

计算得到某一时刻微带贴片下方轴线上电场  $E_x$  和磁场  $H_z$  的分布,如图 4、图 5 所示。由图可以看出,电磁波主要集中在微带线和微带贴片下沿  $+z$  向传播,这是因为对于大多数高介常数衬底,由于金属带的导引性质,能量主要集中在微带贴片和底板间的介质中传播,侧向泄露和辐射都很小。图 5 中,磁场在前端表面和其附近有较大的脉冲,这是由于前端表面的电壁条件所引起的切向磁场。正是因为有这种畸变,吸收边界条件需要加在平行于前端表面、在其后几空间步长的平面上。

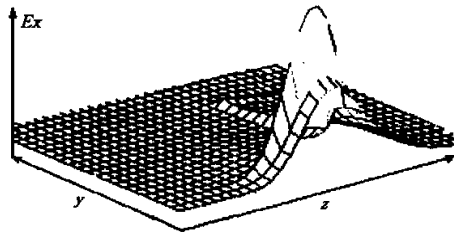


图 4 电场的传播

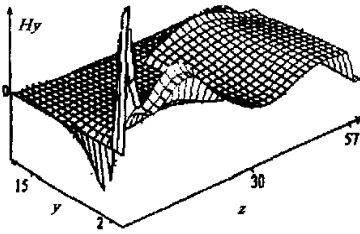


图5 磁场的传播

利用 FDTD 法求得天线上电磁场分布的规律后,即可得到与电场分布有关的电压和与磁场分布有关的电流;通过一次傅里叶变换,可求得天线在宽频域内的特征参量,如有效介电常数和特性阻抗,这是 FDTD 法的特点和优点。

在微带线上选取相距为  $L$  的两个参考面  $z = z_1$  和  $z = z_2$ ,记录用 FDTD 法得到的电场和磁场随时间变化的规律,求金属带下方的法向电场积分,得到时域的电压波  $V(t, z)$ ,而环绕金属带的切向磁场积分得到时域的电流波  $I(t, z)$ 。

设天线的工作频率为  $\omega = 2\pi f$ ,取时域的电压波  $V(t, z)$  的傅里叶变换,可以得到频域的电压波  $V(\omega, z)$  如下:

$$V(\omega, z_1) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t, z_1) e^{-j\omega t} dt \quad (10a)$$

$$V(\omega, z_2) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t, z_2) e^{-j\omega t} dt \quad (10b)$$

类似地,取参考面上时域的电流波  $I(t, z)$  的傅里叶变换,可以得到频域的电流波  $I(\omega, z)$ :

$$I(\omega, z_1) = \int_{-\infty}^{\infty} I(t, z_1) e^{-j\omega t} dt \quad (11a)$$

$$I(\omega, z_2) = \int_{-\infty}^{\infty} I(t, z_2) e^{-j\omega t} dt \quad (11b)$$

取(10a)式和(10b)式的比值,得到这一段微带线的转移函数

$$e^{-\gamma(\omega)L} = \frac{V(\omega, z_2)}{V(\omega, z_1)} \quad (12)$$

式中,  $\gamma(\omega)$  为传输常数

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad (13)$$

式中,  $\alpha(\omega)$  为衰减常数,  $\beta(\omega)$  为相位常数。由此得到与微带色散特性有关的等效介电常数  $\epsilon_{re}(\omega)$ , 即

$$\beta(\omega) = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{re}(\omega)} \quad (14a)$$

$$\epsilon_{re}(\omega) = \frac{\beta^2(\omega)}{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0} \quad (14b)$$

传输系统的另一个重要参量是特性阻抗,它可

以由  $V(\omega)/I(\omega)$  的比值求得

$$Z_0(\omega) = \frac{V(\omega, Z_1)}{I(\omega, Z_1)} = \frac{V(\omega, Z_2)}{I(\omega, Z_2)} \quad (15)$$

原则上讲,特性阻抗应该与  $z$  无关。但由于吸收边界条件的不完善,系统内总存在某种反射波,会使不同  $z$  处所计算的特性阻抗存在一定的差异。

用逐渐增加时间步数的方法使计算结果收敛,求得中心频率时天线的等效介电常数  $\epsilon_{re}(\omega) = 1.53$ ,与用经验公式<sup>[7]</sup>计算的结果一致性较好。计算得天线的特性阻抗  $z_0(\omega) = 47.6 \Omega$ ,与实验测得的结果  $z_0(\omega) = 48.3 \Omega$  基本相符。

## 4 结 论

本文提出了一种新型的机电系统层叠式微带天线模型,在缩小天线体积和增大天线带宽方面都取得了较好的效果。将时域有限差分法应用于机电系统层叠式微带贴片天线的分析,结合实际模型,给出了经济实用的近似吸收边界条件,精确地模拟了天线的复杂结构。通过时域计算,得到了电磁波随时间变化的规律,给电磁波在天线中传播的复杂物理过程绘制出了清晰的图像,这便于定性理解天线工作的物理过程。同时,利用时域计算的结果对天线的频域上的参量进行了定量的分析计算。计算与实验结果表明,将 FDTD 法与傅里叶变换相结合分析微带天线,对求解天线特性是一个有效、良好的工具。

## 参 考 文 献:

- [1] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media [J]. IEEE Trans AP, 1996; 14 (5): 302-307.
- [2] Taflov A, Brodwin M E. Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problems using the time dependent Maxwell's equations [J]. IEEE Trans MTT, 1975; 23 (8): 623-630.
- [3] Mur G. Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equations [J]. IEEE Trans EMC, 1981; 23 (4): 1073-1077.
- [4] Mei K K, Fang J. Superabsorption — a method to improve absorbing boundary conditions [J]. IEEE Trans AP, 1992; 40 (9): 1001-1092.
- [5] Zhang X, Mei K K. Time-domain finite-difference approach to the calculation of frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities [J]. IEEE Trans MTT, 1988; 36 (12): 1775-1783.

(下转第 430 页)



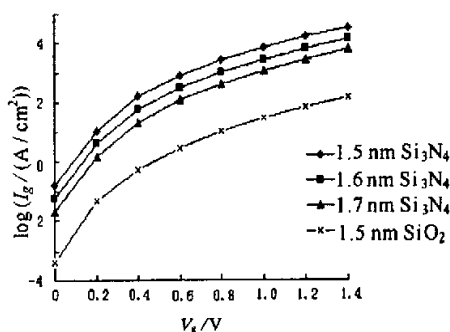


图3 1.5~1.7 nm  $\text{Si}_3\text{N}_4$  栅 MOS 器件的隧穿电流

从图3中可以看到,随着栅厚度的减小,隧穿电流急剧增大,每减少0.1 nm厚度,隧穿电流将提高约10倍,这使得 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 材料很难在更小尺寸的MOS器件中发挥作用。

另一方面, $t=1.5$  nm的 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 栅器件的隧穿电流比同样尺寸的 $\text{SiO}_2$ 栅器件要大两个数量级。这是因为 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 的势垒高度 $\Delta E_c$ 要比 $\text{SiO}_2$ 小很多。 $\Delta E_c$ 也是选择高 $k$ 材料的一个重要尺度。

正因为 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 的 $\Delta E_c$ 较小,决定了它不可能长期成为栅介质的主流材料。也许1.6~1.7 nm将达到 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 材料的极限,相当于栅长约40~50 nm,栅氧厚度0.9 nm的普通 $\text{SiO}_2$ 材料。

## 4 结 论

通过新材料的添加和参数的修改,在新版本的

PISCES-II中成功地实现了对高 $k$ 材料MOSFET的模拟。并使用MWKB近似方法,对 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 栅的隧穿电流进行了模拟。结果表明,使用 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 可以有效地减少隧穿电流。 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 材料可以在将来的6~8年里有效地减少隧穿电流。

## 参 考 文 献:

- [1] Wilk G D, Wallace R M, Anthony J M. High- $k$  gate dielectrics: current status and materials properties considerations [J]. J Appl Phys, 2001; 89(9): 5243-5246.
- [2] Chatterjee A. CMOS metal replacement gate transistors using tantalum pentoxide gate insulator [A]. IEEE IEDM Technical Digest [C]. 1998. 777-779.
- [3] 吴大维,范湘军,郭怀喜,等. PECVD法氮化硅薄膜的研究[J]. 材料科学与工程, 1997; 15(1): 46-49.
- [4] Semiconductor Industry Association. National Technology Roadmap for Semiconductors [Z]. Austin, TX. 1997.
- [5] Momos H S, Ono M. 1.5 nm direct tunneling gate oxide Si MOSFET [J]. IEEE Trans Elec Dev, 1996; 36(1): 11-15.



作者简介:陈震(1976—),男(汉族),北京市人,硕士研究生,1999年就读于清华大学微电子所,主要从事深亚微米MOS器件CAD研究。



作者简介:庞敏(1973—),女(汉族),陕西省蓝田县人,硕士研究生,1996年毕业于重庆大学无线电系无线电技术专业,获学士学位,参加了973国家重点基础研究发展规划项目“集成微光机电系统”中“微米尺度射频元件”相关问题的研究。

(上接第427页)

- [6] Zhao A P, Raisanen A V, Cvetkovic S R. A fast and efficient FDTD algorithm for the analysis of planar microstrip discontinuities by using a simple source excitation scheme [J]. IEEE Microwave and Guided Wave Lett, 1995; 5(10): 341-343.
- [7] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社. 1991. 5-18.

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>