

## FDTD 在宽带 MIC 魔 T 设计中的应用

李朝伟, 吕善伟, 刘 涓

(北京航空航天大学电子工程系, 北京 100083)

**摘 要:** 首先简要介绍平面魔 T 的发展历史, 指出了 MIC 和 MMIC 中魔 T 设计和分析存在的困难, 具体分析了一种由槽线与微带线构成的魔 T 的物理原理, 并给出了详细的等效电路图和计算公式. 针对现在微波电路中魔 T 设计存在的困难, 本文提出了将等效电路方法和时域有限差分算法相结合的设计分析方法, 随后以这种魔 T 类型为例, 设计了一个用在微波集成电路中的魔 T, 中心频率为 6GHz、带宽为 3-9GHz, 详述了该方法的整个过程. 在应用时域有限差分(FDTD)分析时, 为了计算的准确性, 采用了 PML 边界条件和非统一尺寸网格划分(non-uniform grid)方法.

**关键词:** 时域有限差分; 非统一尺寸正交网格划分; 魔 T

**中图分类号:** TN61 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 09-1294-03

## Application of FDTD for Design of Wideband Magic-T in MIC

LI Chao-wei, Lü Shan-wei, LIU Juan

(Dept. of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

**Abstract:** The history of the development of the magic-T in MIC and MMIC is presented briefly, and the difficulty and disadvantage in analysis and design of such magic-T is pointed out. The principle of a model of a magic-T formed by microstriplines and slotlines is explained and detailed equivalent circuits as well as equations based on it are given. To design magic-T effectively, a new method which combine the method of equivalent circuit and FDTD to design magic-T is given. Then an example of designing a magic-T is showed and all process of designing the magic-T in such method is presented in details. This magic-T is similar to one reported by Mzsayishi Aikawa, but is made in MIC and its center frequency is 6GHz. It shows good performance between 3.3GHz to 9.9GHz. The reason for using full-wave analysis is presented. The perfectly matched layer (PML) and non-uniform meshing techniques are used for getting accurate results in analysis by FDTD method.

**Key words:** FDTD; non-uniform orthogonal grid; magic-T

### 1 引言

魔 T 作为一种微波电路的基本元件应用非常广泛, 随着近年来微波集成电路(MIC)和微波单片集成电路(MMIC)的发展, 魔 T 在微波集成电路中的作用显得尤为重要. 尤其是在近代通讯和雷达的小型化趋势和频带扩宽的影响下, 结构紧凑的 MIC 和 MMIC 宽带魔 T 要求较为迫切. 早在 1964 年, Kraker 就报道了采用非对称定向耦合器和一个相移网络制作的魔 T<sup>[1]</sup>, 它的工作频带为 2~4GHz, 1970 年, de Ronde 应用微带线和槽线相结合在几乎相同的频带内实现了一种 MIC 魔 T<sup>[2]</sup>, 它用带线形成和路, 槽线形成差路, 结构紧凑、原理简单, 但是, 它们的电性能距宽频带的要求还相差甚远. Mzsayishi Aikawa 等人分别在微波集成电路和微波单片集成电路上应用槽线和带线设计出了宽带平面魔 T<sup>[3,4]</sup>.

在以前的魔 T 设计中, 存在两个较难解决的问题: 首先, 魔 T 的设计理论上只能依靠等效电路的方法进行, 设计完成以后, 一般需要进行多次实验进行修正, 即浪费资金, 周期又长, 另外, 由于在这些宽带魔 T 电路中大多都包含有槽线输出, 由此, 在测试时不仅要设计性能优良的微带-槽线转换器, 同时还要将转换器的影响从测试中扣除, 整个过程较为复杂;

其次, 等效电路分析本身只是一种近似, 尤其是包含槽线及带线-槽线耦合的电路中, 等效电路分析方法和实际电路特性还存在较大的差别. 所以, 采用全波分析方法进行辅助分析是非常必要的.

时域有限差分是近年来发展起来的一种行之有效的全波分析方法<sup>[5]</sup>, 对于平面电路, 该方法的优点显得尤其突出. 本文将等效电路的设计和分析方法同 FDTD 方法结合起来, 使设计和仿真一体化, 然后应用该方法对文献[4]魔 T 类型的一个实例进行设计, 并将 FDTD 仿真结果同等效电路计算结果进行了比较, 就其不同点给出了合理的解释.

### 2 工作原理与分析公式

图 1 为文献[4]在 MMIC 上实现的魔 T 基本结构示意图, 其中端口①和②为信号输入端, ③和④分别为差路和和路输出端. 图 2 为它的等效电路图. 本文将以此魔 T 为例说明等效电路和时域有限差分的一体化设计仿真方法.

由图 1 可以看出本文的物理结构和文献[4]中有所不同, 魔 T 是在一片相对介电常数为  $\epsilon_r$ , 厚度为  $t$  的介质板上制作的. 图中实线为微带线, 它位于介质基板的上表面; 虚线为槽线, 位于介质基板的下表面. 该魔 T 的和路利用了微带线的 T

收稿日期: 2000-07-10; 修回日期: 2001-02-21

型接头实现,差路利用槽线 T 型接头实现.由于微带线的 T 型分支等效为并联电路,而槽线的 T 型分支等效为串联电路,所以,当一对幅值和相位完全相同的激励信号分别在端口①和②激励时,槽线输出端③端口没有信号输出,微带线的输出端④端口输出的信号为①和②端口激励信号的和;当一对幅值相等、相位相反的激励信号分别在端口①和②激励时,槽线输出端③端口的信号的幅值为①和②端口激励信号的幅值和,

微带线的输出端④端口没有输出.

从图 2 等效电路可以看出,由于结构的对称性在理论上端口③和④是完全隔离的,图 3 和 4 分别为魔 T 在对称激励和反对称激励时的等效电路图,其中,  $Z_i$  分别为第  $i$  个端口的阻抗值.在此采用 J. Reed 的对称四端口网络分析方法<sup>[5]</sup>,可以得到 1 到 2 的回波损失  $R_{1-2}$  和隔离度  $L_{1-2}$ ,

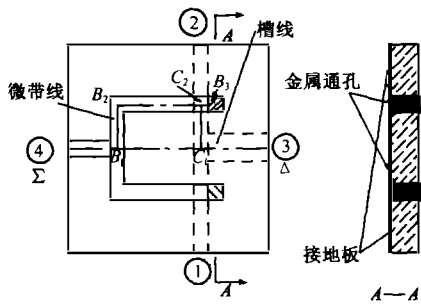


图 1 魔 T 结构示意图

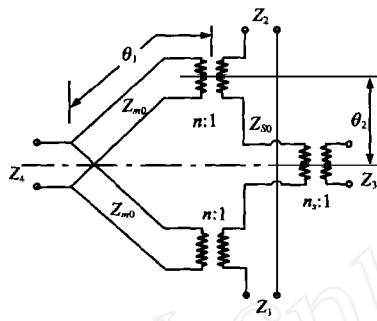


图 2 魔 T 等效电路示意图

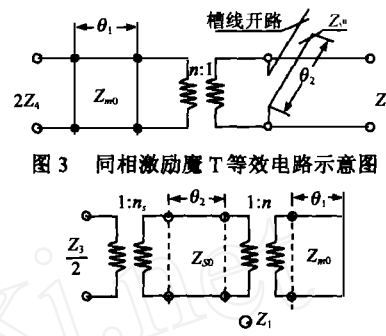


图 3 同相激励魔 T 等效电路示意图

图 4 反相激励魔 T 等效电路示意图

$$R_{1-2} = 20\lg |s_{11}| = 20\lg [ (|\Gamma_{++} + \Gamma_{+-}|)/2 ] \text{ (dB)} \quad (1)$$

$$L_{1-2} = 20\lg |s_{21}| = 20\lg [ (|\Gamma_{++} - \Gamma_{+-}|)/2 ] \text{ (dB)}$$

其中  $\Gamma_{++}$  和  $\Gamma_{+-}$  分别为正向激励和反相激励时,端口 1 的反射系数,如假设  $n = 1, n_2 = 1$ , 它的表达式为,

$$\Gamma_{++} = \frac{(2Z_4 - Z_1) + j(Z_{m0}^2 - 2Z_1Z_4) \cdot \text{tg}\theta_1 + Q_{++} \cdot \text{tg}\theta_2}{(2Z_4 + Z_1) + j(Z_{m0}^2 + 2Z_1Z_4) \cdot \text{tg}\theta_1 - Q_{++} \cdot \text{tg}\theta_2}$$

$$\Gamma_{+-} = \frac{-Z_1Z_3 + jZ_{m0}(Z_3 - 2Z_1) \cdot \text{tg}\theta_1 + Q_{1+-} \cdot \text{tg}\theta_2}{Z_1Z_3 + jZ_{m0}(Z_3 - 2Z_1) \cdot \text{tg}\theta_1 - Q_{2+-} \cdot \text{tg}\theta_2} \quad (2)$$

$$Q_{++} = Z_{m0}^2 \cdot \text{tg}\theta_1 - j \cdot 2Z_{m0}Z_4$$

$$Q_{1+-} = (Z_3 - 2Z_4) \cdot \text{tg}\theta_1 - j \cdot 2Z_1^2$$

$$Q_{2+-} = (Z_3 + 2Z_4) \cdot \text{tg}\theta_1 - j \cdot 2Z_1^2$$

$$\theta_1 = (2\pi/\lambda_{g1}) \cdot l_1, \quad \theta_2 = (2\pi/\lambda_{g2}) \cdot l_2$$

$l_1 = \overline{B_1B_2B_3} = \lambda_{g1}/4, l_2 = \overline{C_1C_2}, \lambda_{g1}$  和  $\lambda_{g2}$  分别为图 1 中  $B_1B_2B_3$  和  $C_1C_2$  段传输线的波导波长.

在理想情况下,一般认为  $\theta_2$  几乎为零,所以取  $\text{tg}\theta_2 = 0$ , 这样在中心频率上可得下面结果,

$$Z_{m0}^2 = 2Z_4 \cdot Z_1, \quad Z_3 = 2Z_4, \quad \theta_1 = \pi/2$$

我们选取和文献[4]基本同样的参数,即  $Z_1 = Z_2 = Z_4 = 50\Omega$ , 则  $Z_3 = 100\Omega, Z_{m0} = 71\Omega$ . 如果选取中心频率为 6GHz, 基板厚度  $t = 0.635\text{mm}, \epsilon_r = 10.2$ , 理想情况下  $R_{1-2}, L_{1-2}, |S_{31}|$  和  $|S_{41}|$  随频率变化的曲线如图 5 所示.

### 3 设计过程

等效电路分析方法虽然不是非常准确,然而,它计算简

单、反映的物理概念清楚,作为一种定性的分析方法是很有用的;与其相反, FDTD 的分析方法计算结果精度高,但是,计算较烦,计算时间较长,把它作为设计和综合方法是不经济的.从上述可以看出,这两种方法的特点是具有互补性的,将两种方法结合是一种明智的选择.下面本文就以上述魔 T 为例说明设计的方法.

第 1, 确定理想情况下的电参数和几何参数,这样可以得到图 5 的结果;

第 2, 应用式(1)和式(2)计算  $\theta_2$  不等于零时魔 T 的  $|S_{11}|, |S_{21}|, |S_{31}|$  和  $|S_{41}|$ , 其结果见图 6 所示.

由计算可知,  $\theta_2$  主要影响魔 T 的高频性能,但是  $l_2$  也不能太小,太小会使带线间产生强烈的耦合,这是魔 T 设计所不希望的.本文取  $l_2 = 0.6\text{mm}$ .

第 3, 应用 FDTD 方法分析魔 T 中采用等效电路方法无法分析的部分,然后调整相应参数;

(1) 由实践经验得知,槽线的 T 型串联分支等效电路分析是不可靠的, FDTD 的分析也证实了这一点,通过多次调整槽线的宽度,最后选取  $W_{s1} = 0.6\text{mm}, W_{s2} = 0.1\text{mm}$ , 它的 FDTD 分析结果如图 7 所示,在绝大部分频带内驻波系数小于 1.2.

(2) 在微带线和槽线的通孔过渡中,等效电路方法较难确定变压器的匝数比  $n$ , 为了保证有效的耦合,本文应用 FDTD 对该过渡进行分析,获得了良好的结果.

(3) 在等效电路分析中没有考虑带线的直角拐弯, 本文用 FDTD 进行分析, 结果如图 8 所示, 在此拐角的顶角切除程度

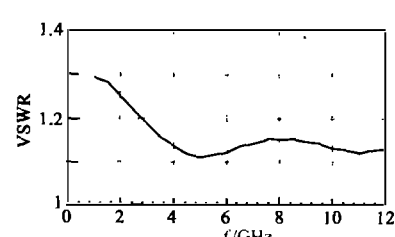
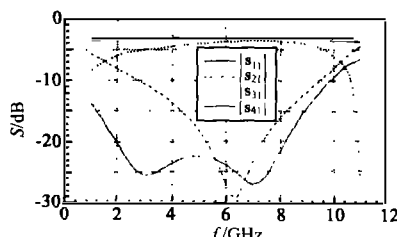
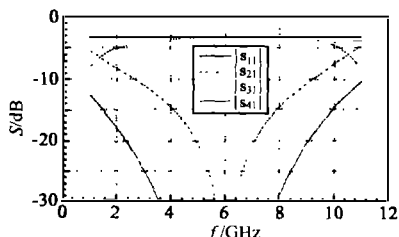


图 5 魔 T 的  $|S|$  随频率变化曲线 (不计  $l_2$  影响) 图 6 魔 T 的  $|S|$  随频率变化曲线 ( $l_2 = 0.6\text{mm}$ ) 图 7 槽线 T 型串联支路差端口的驻波系数

为 50%, 可看到 10GHz 以下驻波系数小于 1.2.

第 4, 采用等效电路方法分析几何尺寸修改后的魔 T 电参数, 并根据总体要求进行调整, 如果不满意, 可以重新回到第 3 步. 经调整后的魔 T 主要电参数随频率变化的曲

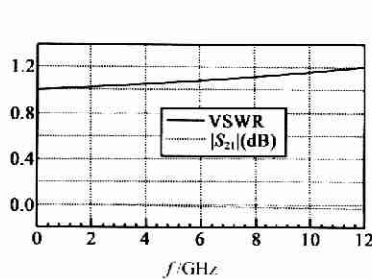


图 8 微带线直角拐弯驻波系数和传输系数

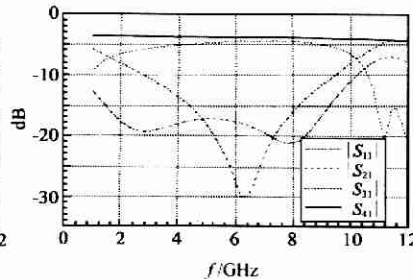


图 9 等效电路计算魔 T 的 |S| 曲线

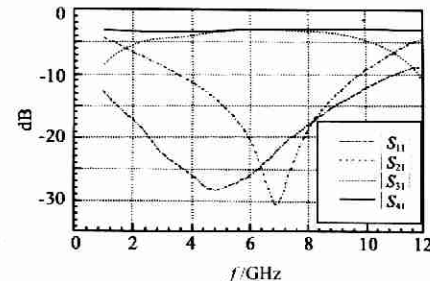


图 10 FDTD 计算魔 T 的 |S| 曲线

#### 4 魔 T 的 FDTD 总体参数分析

为了保证计算精度, 本文在所有 FDTD 计算中均采用了 PML 边界条件, 同时, 为了保证划分网格的准确性, 采用了非统一尺寸网格划分方法 (non-uniform grid), 该划分方法可以在不过多增大网格总数的前提下, 准确地描述计算区域内的物理结构, 同时, 总体计算精度仍保持二级, 在计算有较细线段和缝隙的结构时, 该方法是非常有效的.

选取 PML 边界为 10 层, 理论反射系数  $R_{th}(0) = 10^{-6}$ ; PML 层中有耗介质电导率和磁导率的衰减幂指数取 3, 在魔 T 整体计算中网格的基本间距分别为  $\Delta x = 0.1\text{mm}$ ,  $\Delta y = 0.1\text{mm}$ ,  $\Delta z = 0.1\text{mm}$ ,  $\Delta t = 0.0715\text{ps}$ ; 网格的最小间距为,  $\Delta x = 0.054\text{mm}$ ,  $\Delta y = 0.025\text{mm}$ ,  $\Delta z = 0.0907\text{mm}$ . 包括 PML 层在内的整个计算区域网格数为  $91 \times 130 \times 50$ , 激励源采用高斯脉冲, 即

$$E_z = e^{-\langle t-t_0 \rangle^2 / T^2}$$

其中  $T = 8.9\text{ps}$ ,  $t_0 = 3T$ , 共计算 10000 个时间步长, 在 Pentium III 500 上计算时间大约为 10 小时, 计算结果如图 10 所示. 可以看出, 1 和 2 端口隔离度的中心频率比设计的和等效电路的计算结果均偏高一些, 频率向高频移动的原因由等效电路分析就可看出, 它是由  $l_2$  不为零引起的. FDTD 和等效电路计算的  $|S_{21}|$  结果差别较大, 这主要是由于对于槽线 T 型支路, 等效电路无法准确计算, 同时等效电路计算式中没有考虑微带槽线的通孔过渡影响所造成的.

在所有计算中, 微带线的特性阻抗和传播常数采用了保角变换法加频率修整的公式, 槽线的特性阻抗和传播常数采用了 Chon 分析的曲线拟和公式<sup>[7]</sup>. 另外, FDTD 计算中, 金属通孔用正方形金属实孔代替.

#### 5 结论

在 MIC 和 MMIC 中, 魔 T 是一种常用的电路元件, 由于在平面电路中宽带魔 T 一般采用微带、槽线、共面波导等传输线混合使用来构成, 然而分析和设计大都采用等效电路的方法, 由于等效电路方法的局限性, 使得魔 T 的分析和设计较困难. 本文针对存在的这个问题, 采用了等效电路和时域有限差分相结合的设计方法, 该方法不仅能够设计时把握总的方向, 而且能够兼顾结构的细节, 是一种在实际电路设计中非常有效的方法. 同时, 本文通过一种类型的宽带魔 T 的设计实例,

线如图 9 所示.

第 5, 根据几何参数, 应用 FDTD 就魔 T 整体放在计算区域内进行最后计算. 下一节将详述计算方法与过程的细节.

详述了该方法的应用过程, 最后得到了较满意的结果. 需要指出的是, 由于 FDTD 方法能够将辐射损耗考虑在内, 这对分析槽线电路非常有益, 必要时也可以将介质损耗和欧姆损耗考虑在内, 所以, FDTD 的应用弥补了等效电路设计中的缺陷.

#### 参考文献:

- [1] Kraker D I. Asymmetric coupled transmission-line Magic-T [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., November 1964, MTT-12(11): 595 - 599.
- [2] F C de Ronde. A new class of microstrip directional coupler [A]. Rec. IEEE Int. Microwave Symp [C]. May 1970.
- [3] Masayoshi Aikawa, Hiroyo Ogawa. A new MIC Magic-T using coupled slot lines [J]. IEEE Trans., June 1980, MTT-28(6): 532 - 528.
- [4] Tokumitsu T, Hara S, Aikawa M. Very small ultra-wide-band MMIC magic T and applications to combiners and dividers [J]. IEEE Trans., Dec. 1989, MTT-37(12): 1985 - 1990.
- [5] Allen Taflov. Computational Electrodynamics: the finite-difference time-domain method [C]. Dordham, MA: Artech House, 1995.
- [6] Reed J, Wheeler G J. A method of analysis of symmetrical fourport networks [J]. IRE Trans., Oct 1956, MTT-4(5): 246 - 252.
- [7] Gupta K C, Garg R, Bahl I J, Bhartia Prakash. Microstrip Lines and Slotlines, Second Edition [M]. Norwood, MA: Artech House, 1978.

#### 作者简介:

李朝伟 男. 1965 年生于河南洛阳. 1997 年 ~ 2000 年于北京航空航天大学攻读博士学位, 并获博士学位. 主要从事微波天线、馈线方面理论与应用研究.

吕善伟 男. 1937 年生于辽宁大连. 北京航空航天大学教授、博士生导师, 天线专业委员会委员, 北京航空航天大学电子专业副主任等. 主要从事射频、微波天线与系统方面的教学与科学研究工作.



刘 涓 女. 1968 年出生于陕西西安. 1986 ~ 1993 年于东南大学学习并获学士学位和电磁场及微波技术专业硕士学位. 毕业后在航天机电集团 25 所负责天馈系统方面课题, 现为高级工程师, 从事射频超宽带系统的设计研究等. 1999 年 9 月于北京航空航天大学攻读博士学位.