

一种新型的紧凑型 DGS 共模抑制滤波器设计

陈鲁巧¹, 申振宇², 丁义涛¹

(1. 武警工程大学 研究生管理大队 13 队, 西安 710086; 2. 武警工程大学 信息工程系, 西安 710086)

摘要: 提出一种新的 UH 形 DGS 宽带共模滤波器, 通过选择单个 DGS 结构合适尺寸和谐振点, 利用每个谐振器间的相互耦合, 达到了面积小 (8 mm×8 mm), 宽阻带 (3.61~10.7 GHz) 和低下限截止频率的效果; 对于差模信号, 阻带内衰减小于 -1.5 dB, 保持了良好的信号完整性; 同时采用一种新的减小宽带 DGS 结构滤波器面积的设计方法, 通过改变图形的形状, 用“C”形槽代替“U”形槽, 使该 DGS 结构相比原有模型减小了 10%, 同时阻带范围增加了 1.34 GHz。

关键词: 缺陷接地结构 (DGS); 宽带滤波器; 共模; 信号完整性

Design of A New Compact DGS Common—Mode Rejection Filter

Chen Luqiao¹, Shen Zhenning², Ding Yitao³

(1. Department of Graduate Management, Engineering University of PAP, Xi'an 710086, China;

2. Department of Information Engineering, Engineering University of PAP, Xi'an 710086, China)

Abstract: A new UH-shaped DGS wideband common—mode filter is proposed. By selecting the appropriate size and resonant point of a single DGS structure, the mutual coupling between each resonator is utilized to achieve a small area (8 mm×8 mm), wide stopband (3.61 GHz 10.7 GHz) and low cutoff frequency. For the differential mode signals, the stopband attenuation was less than -1.5 dB which maintained good signal integrity. At the same time, a new design method was proposed to reduce the area of the wideband DGS structure filter. By changing the shape of the graph, the "U" groove was replaced by a "C" groove, which reduced the DGS structure by 10%, while the stopband range increased by 1.34 GHz.

Keywords: DGS structure; broadband filter; common—mode; signal integrity

0 引言

20 世纪 90 年代, 韩国学者 Park 等人在光子带隙结构的基础上提出了缺陷接地结构 (DGS)。DGS 结构是通过在电路的接地金属板上刻蚀出缺陷图案, 改变衬底材料的有效介电常数, 从而改变微带电路的等效电容和等效电感, 使得微带线具有带阻效应和慢波效应, 而且由于其价格低, 与 PCB 结合时不会引入新的电磁干扰和易于提取等效电路参数的优点, 逐渐成为微波电路设计的一个研究热点。

DGS 结构的提出, 引起了越来越多的人对其传输特性的研究, 很多新的 DGS 结构被提出。文献 [1] 提出一种十字紧凑型低通滤波器模型, 通过在顶层增加额外的谐振器使通带变化更加陡峭。它对共模信号有 2.6~1.4 GHz 宽的抑制阻带和差模信号低的插入损耗, 但是不同形状的 DGS 刻蚀在微带线的接地平面上后, 可能会由于相互耦合得不够好, 而使阻带内出现较高的尖峰, 影响微带线的滤波特性。为解决这一问题, 文献 [2] 提出了在 PCB 板上打孔的方法, 引入附加电感, 有效地抑制阻带内超过 10 dB 的尖峰, 改善了滤波特性。DGS 的形状对微带线的滤波特性有显著的影响。然而刻蚀 DGS 单元

后, 增加了特性阻抗。文献 [3] 提出在微带线上加在并联枝节的方法, 改善了端口匹配特性, 使滤波器的回波损耗明显减小, 但是刻蚀 DGS 单元后, 增加了特性阻抗。

然而如何实现体积小, 宽带阻功能是 DGS 结构设计面临的主要问题。基于此目的, 本文提出了一种 DGS 结构的设计方案和思路, 优化了宽带滤波器的滤波性能。相比于原有模型, 该模型不仅面积更小, 而且阻带范围还有所拓宽, 具有较好的滤波深度。通过 HFSS 仿真软件的验证和对比, 充分证明该方法的有效性和合理性。

1 微波滤波器的基本理论

1.1 微波滤波器的基本概念

微波滤波器是一类无耗的二端口网络, 广泛应用于微波通信、电子对抗、雷达及微波测量中, 在系统中用来控制信号的频率响应。在通过滤波器时, 有用的信号几乎没有衰减, 而无用的信号则会受到很大的抑制。

微波滤波器的原理如图 1 所示。



图 1 滤波器的方框图

由于微波的波长很短, 在微波电路中, 元件尺寸可与电磁波比拟, 甚至为波长的倍数。在某一时刻, 元件中不同位置的电磁波幅度, 相位是不同的。所以在分析微波电路时, 不能采

收稿日期: 2017-03-13; 修回日期: 2017-03-24。

作者简介: 陈鲁巧 (1990-), 女, 浙江宁波人, 硕士研究生, 主要从事武警信息化方向的研究。

申振宇 (1976-), 男, 陕西高陵人, 博士, 副教授, 硕士研究生导师, 主要从事无线通信、射频电路设计等方向的研究。

用集总电路的分析法, 应该使用分布电路参数模型设计电路。

1.2 微滤波器的参数及性能指标

在实际工作中, 在截止频率 f_c 处, LA (dB) 不可能从 0 直接跳变到无穷大, 因此, 我们用以下参数来衡量滤波器的性能:

1) 中心频率 (Center Frequency): $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ 。其中 f_1, f_2 为带通或带阻滤波器左、右衰减 3 dB 处的边频点。

2) 截止频率 (Cutoff Frequency): 指通带衰减 3 dB 时的频点。

3) 通带带宽 (BW_{dB}): 带通滤波器上限截止频率 f_2 与下限截止频率 f_1 之间即为通带, 带宽 $BW_{dB} = f_2 - f_1$ 。常用表示带宽的还有相对带宽, 其定义为 $(f_2 - f_1) / f_0$ 。

4) 插入损耗 (Insertion Loss) 和回波损耗 (Return Loss): 插入损耗是指输出端口的输出功率与输入端口的输入功率之比, 以 dB 为单位。回波损耗是指端口信号输入功率与反射功率之比的分贝 (dB) 数。回波损耗愈大愈好。一般要求滤波器通带内的插入损耗大于 -3 dB, 通带外抑制在 -15 dB 以下。

5) 带内波动 (Passband Ripple): 指通带内插入损耗随频率的变化量, 带内波动越小越好。

6) 品质因数 Q 值 (Quality Factor): 品质因数 Q 描述了滤波器在频率谐振点时, 每周期平均储能与一个周期平均耗能的关系, 表达式如下:

$$Q = \frac{\text{一个周期内平均储能}}{\text{平均耗能}} \quad (1)$$

品质因数反映了滤波器性能的好坏和频率选择性。 Q 值越高, 其损耗越小, 效率越高, 同时对频率的选择性越强。

7) 群时延 (Td): 信号通过滤波器所需要的时间为群时延, 数值上为传输相位函数对角频率的导数, 即:

$$Td = \frac{dv}{df} \quad (2)$$

由于群时延的存在, 信号通过微波滤波器时, 信号的相位会受到一定的影响, 因此, 衡量滤波器性能时, 群时延越小, 信号越平稳。

对于理想滤波器, 我们希望它对不需要的信号有无限大地衰减, 而对有用的信号能够无损耗地通过, 然而这不可能实现。在实际电路中, 我们根据系统的要求, 设计符合条件的阻带水平。因此, 充分理解基本理论对滤波器的设计具有重要意义。

2 紧凑型 DGS 共模滤波器分析与设计

2.1 一种新型 DGS 共模抑制滤波器设计

2.1.1 设计理念与理论模型

图 2 为提出的三极点共模滤波器模型, 通过两个 U 形和一个 H 形图案相互耦合, 使该滤波器结构紧凑, 因为两个 U 形可以设计在 H 形两侧剩余的空间中。如图 2, 耦合微带线的线宽为 0.545 mm, 线间距为 0.36 mm, 基板材质为 FR4, 介电常数为 4.3, 厚度为 0.4 mm, 尺寸为 50×50 mm。U 形槽尺寸为 $(U_1, U_2, U_3) = (2.6 \text{ mm}, 6 \text{ mm}, 0.1 \text{ mm})$, H 形槽尺寸为 $(H_1, H_2, H_3, H_4) = (8 \text{ mm}, 6.8 \text{ mm}, 8 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm})$, U 形槽与 H 形槽的间距为 $g = 0.4 \text{ mm}$ 。为了避免

共模噪声激励, 缺陷槽以两根微带线中心对称。由于差分信号的奇模传播, 通过地面平面返回的电流密度相对较低, 由缺陷接地平面引起的差模信号的回波损耗会比较小。

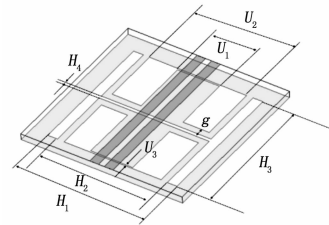


图 2 UH 形共模抑制滤波器模型

2.1.2 等效电路模型及参数提取

由于图形是偶对称的, U 形和 H 形槽可以被建模为在地面上并联的 LC 谐振器级联。单个 U 形槽及其频率响应仿真结果如图 3 所示。

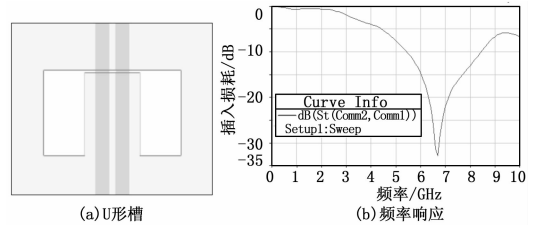


图 3 U 形槽模型及其频率响应

从图中可以看出, 在 U 形谐振器的谐振频率 6.7 GHz 附近, 共模噪声可以被明显阻断。通过式 (1) 和式 (2), 可以提取 U 形槽的等效电路参数 $L_p = 2.23 \text{ nH}$, $C_p = 0.17 \text{ pF}$ 。单个 H 形槽及其频率响应仿真结果如图 4 所示, 它的谐振频率为 5 GHz。用同样的方法, 可以提取 H 形槽的等效电路参数 $L_p = 1.95 \text{ nH}$, $C_p = 0.26 \text{ pF}$ 。

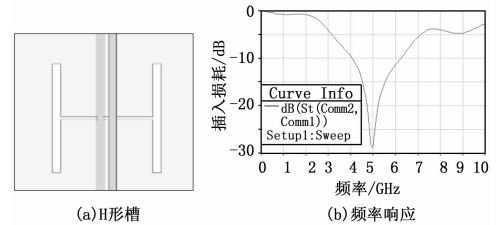


图 4 H 形槽及其频率响应

由等效电路可得电抗 X_{LC} 可以表示为:

$$X_{LC} = \frac{1}{j} \left[\frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \right] \quad (3)$$

谐振频率公式为:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (4)$$

由于 U 形和 H 形槽结构紧密, 所以需要考虑它们之间的耦合。耦合的 U 形和 H 形槽等效电路如图 5 所示。其耦合系数可由式 (1) 导出:

$$k_m = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{o2}}{f_{o1}} + \frac{f_{o1}}{f_{o2}} \right) \times$$

$$\sqrt{\left(\frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}\right)^2 - \left(\frac{f_{o2}^2 + f_{o1}^2}{f_{o2}^2 - f_{o1}^2}\right)^2} \quad (5)$$

其中： L_m 表示互感， f_{o1} 和 f_{o2} 表示每个缺陷地图案谐振器在没有耦合的情况下自身的谐振频率， f_1 和 f_2 表示耦合两个分开的谐振频率。从耦合系数公式可以看出，在设计 DGS 图案时，相邻两个图案的尺寸不能相差太大，否则耦合的效果就会变差。利用耦合系数公式，可以导出等效电路参数，用等效电路仿真软件进行验证。

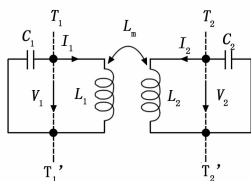


图 5 耦合的 U 形和 H 形谐振器

图 6 为 UH 耦合谐振器共模插入损耗的全波仿真结果，从图中可以清楚地看出，由于耦合作用阻带带宽变大。

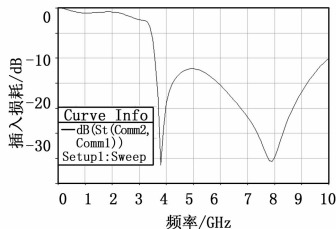


图 6 U-H 耦合插入损耗频率响应

2.1.3 实验结果分析

图 7 为新提出的 DGS 结构通过 HFSS 全波仿真的结果，由图表明，在 -15 dB 的截止频率下，对共模噪声有 3.61~10.7 GHz 的宽阻带。在高速数字电路中，截止频率定义为 -10 dB，这样的宽阻带在高速数字电路中可以有相当好的应用。与文献 [1] 提出的 DGS 结构滤波器相比，它们的下限截止频率基本相同，上限截止频率提高了 1.6 GHz，并且面积减少了 36%。此外，对于差模信号，阻带内的衰减小于 -1.5 dB，证明该滤波器能够有效地抑制共模噪声，又能对差模信号保持良好的信号完整性。由于集总模型等效电路仿真与全波仿真具有良好的一致性，这里对等效电路仿真就不再做出展示。

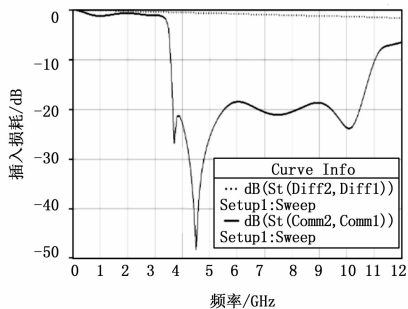


图 7 DGS 共模和差模插入损耗全波仿真图

2.2 初步改进结果

DGS 结构初始模型及其尺寸如图 8 所示，它是由两个开

口向下的 U 形槽和一个开口向上的 U 形槽组合而成。U 形槽的尺寸为 $(U_1, U_2, U_3) = (3.5 \text{ mm}, 1.7 \text{ mm}, 1.4 \text{ mm})$ ， $(g_1, g_2, g_3) = (0.5 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm})$ ， $(w_1, w_2) = (2.4 \text{ mm}, 7 \text{ mm})$ 。U 形槽之间的间距为 $(d_1, d_2) = (0.2 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm})$ 。采用微带线的线宽为 0.545 mm，线间距为 0.36 mm，PCB 板材质为 FR4，厚度为 0.4 mm，尺寸为 50 mm×50 mm，DGS 结构位于 PCB 板的中心。该图案所占的长= $U_1+U_2+U_3+d_1+d_2=7 \text{ mm}$ ，宽= $w_2=7 \text{ mm}$ ，故所占面积= $7 \text{ mm} \times 7 \text{ mm}$ 。

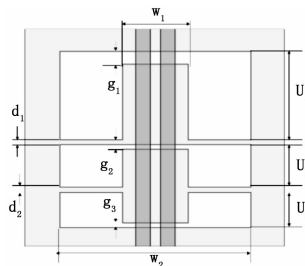


图 8 DGS 结构初始模型

该模型的 HFSS 全波仿真结果如图 9 所示。从图中可以看到，该共模滤波器 -15 dB 截止频率阻带范围为 5.6~13.7 GHz，带宽为 8.1 GHz。最低频率谐振点为 5.9 GHz。差模信号的插入损耗在阻带内小于 -3 dB。

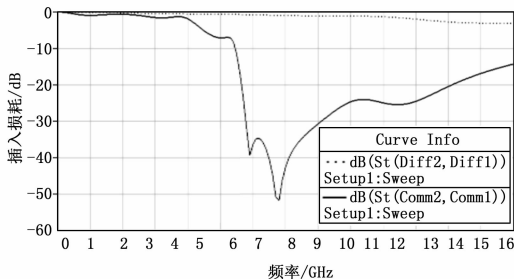


图 9 初始模型共模和差模信号的插入损耗

为了减小该图形的面积，采用如下步骤进行研究。首先将 U_1 的长度减小为 3.1 mm，其他尺寸保持不变。改变尺寸后的 DGS 模型的频率响应如图 10 所示，从图中可以看出，在 -15 dB 处，下限截止频率由原来的 5.6 GHz 变成了 5.75 GHz，升高了 0.15 GHz，最低频率谐振点为 6.1 GHz，升高了 0.2 GHz。这是由于 U_1 的尺寸减小造成的，在哑铃型 DGS 中，DGS 结构两边矩形方格等效于 LC 谐振回路中的电感，矩形方格的面积越大，等效电感就越大。在本例中， U_1 的尺寸减小使得等效电感减小，电感增大引起谐振频率降低。在本文提出的三个 U 形相互耦合三极点滤波器中，最低频率的谐振点与尺寸最大的 U 形槽以及 U_1, U_2 之间的耦合有关。由于 U_1 的等效电感减小，最低频率谐振点向右移动，从而使下限截止频率升高。

初步改进后的三极点 DGS 滤波器模型如图 11 所示，通过在最上面的 U 形槽两边的矩形方格和缝隙交界处刻蚀一个矩形缝隙，矩形缝隙的尺寸为 $a=1 \text{ mm}$ ， $b=0.3 \text{ mm}$ ， U_1 为 3.1 mm，其他尺寸保持不变。通过刻蚀矩形缝隙，使 U 形槽的等效电容增大，有利于使最低谐振频率点降低。

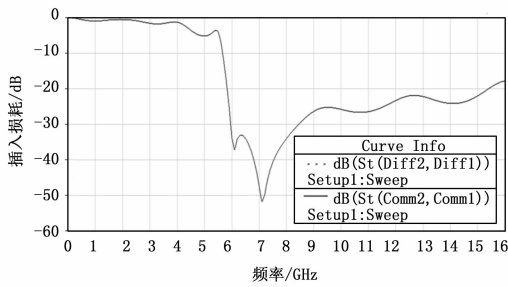


图 10 改变 U_1 长度后的共模插入损耗仿真图

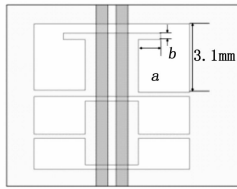


图 11 初步改进后的三极点 DGS 滤波器

初步改进后的三极点 DGS 滤波仿真图如图 12 所示, 它的 -15 dB 下限截止频率为 5.52 GHz, 与之前的 5.75 GHz 相比下降了 0.23 GHz, 与初始模型的 5.6 GHz 相比, 下降了 0.08 GHz。它的最低频率谐振点为 5.9 GHz, 与初始模型相同。最上方 U 形槽的整体尺寸减小又加强了它与中间 U 形槽的耦合, 所以, 相比于图 10 的模型频率响应, 最低频率谐振点的降低并没有引起阻带内出现超过 -15 dB 的现尖峰。

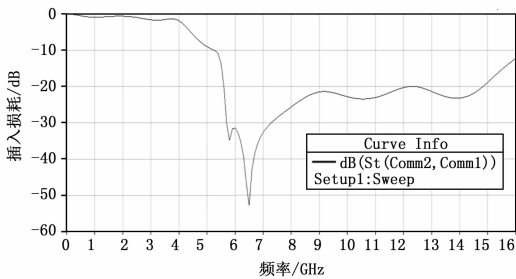


图 12 初步改进后的三极点 DGS 滤波仿真图

2.3 最终确定的三极点共模滤波器模型

现在, 对初始模型中最下方的 U 形槽也应用同样的改进办法, 最终确定的三极点共模滤波器模型及尺寸如图 13 所示, 它的尺寸参数为 $(U_1, U_2, U_3) = (3.1 \text{ mm}, 1.7 \text{ mm}, 1.2 \text{ mm})$, $(g_1, g_2, g_3) = (0.5 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm})$, $(\omega_1, \omega_2) = (2.4 \text{ mm}, 7 \text{ mm})$, $(d_1, d_2) = (0.2 \text{ mm}, 0.1 \text{ mm})$, $(a_1, b_1, a_2, b_2) = (1 \text{ mm}, 0.3 \text{ mm}, 1 \text{ mm}, 0.2 \text{ mm})$, 与最初的模型相比, 上方和下方的“U”形槽变成了“C”形槽, 中间的 U 形槽尺寸没有改变。

图 14 为共模和差模信号插入损耗随频率的变化。从图中可得出, 同样在 -15 dB 的截止频率下, 它对共模噪声的阻带范围为 $5.26 \sim 14.7$ GHz, 阻带带宽为 9.44 GHz。差模信号的插入损耗在 14 GHz 以下小于 -2 dB, 这意味着差模信号可以保持良好的信号完整性。相比于最初模型, 最终确定的 DGS

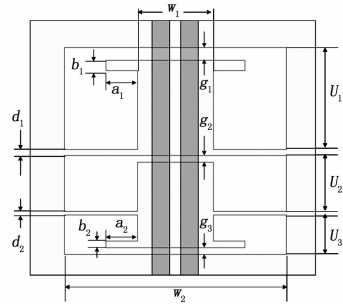


图 13 最终确定的三极点共模滤波器模型

结构所占的长 $= U_1 + U_2 + U_3 + d_1 + d_2 = 6.3$ mm, 宽 $= \omega_2 = 7$ mm, 故所占面积为 $6.3 \text{ mm} \times 7 \text{ mm}$, 与最初模型相比减小了 10% , 此外, 它的下限截止频率和上限截止频率都有了一定地拓宽, 阻带带宽比原来的 8.1 GHz 增加了 1.34 GHz。

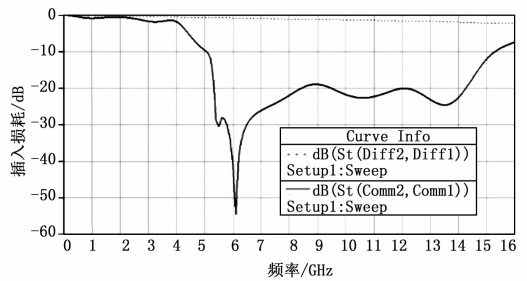


图 14 $6.3 \text{ mm} \times 7 \text{ mm}$ DGS 共模和差模插入损耗仿真图

3 结论

通过以上的分析与验证, 可以得出, 在 DGS 结构的设计中, 选择合适的尺寸, 通过用“C”形代替“U”形, 可以有效的减小 DGS 结构的面积, 且不会引起阻带变窄。对于现在面积有限的集成电路资源来说可以提高面积的利用率, 更能适应微波器件小型化的趋势, 而如何寻找最优谐振点以获得最大阻带范围仍是一个难点, 是下一步进行研究的重点。

参考文献:

- [1] Boutejdar A, Elsherbini A, Omar A. Improvement of compactness of low pass and band pass filter using a simple combination of cross-defected ground structure (DGS) and a discontinuous [A]. Microwave Conference [C]. VDE, 2008: 1-4.
- [2] Pang Y, Feng Z. A compact common-mode filter for GHz differential signals using defected ground structure and shorted microstrip stubs [A]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology [C]. 2012: 1-4.
- [3] Chengkang H U, Yang W, Yang W, et al. The design of super-wide stop-band micro-strip low-pass filter based on defected ground structure and stepped impedance resonant units [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2012, 35 (6): 746-750.
- [4] Wu T L, Tsai C H, Wu T L, et al. A novel wideband common-mode suppression filter for gigahertz differential signals using coupled patterned ground structure [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2009, 57 (4): 848-855.