

抽头式折叠线 SIR 带通滤波器设计

宗志峰, 覃亚丽, 黄文彪

(浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310014)

摘要: 提出一种以抽头线方式输入信号的折叠线阶梯阻抗谐振器 (SIR), 应用低温共烧陶瓷 (LTCC) 叠层技术实现, 可获得大的电容值, 缩短谐振腔的长度, 实现小型化。分析了输入线抽头的位置对滤波器性能的影响, 利用等效的集总电路原理图解释了该结构易在通带右侧出现传输零点的原因。应用二级耦合 SIR 设计了一个尺寸为 $2.5 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm} \times 0.9 \text{ mm}$, 中心频率为 2.45 GHz 的带通滤波器, 仿真结果显示带内插损小于 1.1 dB 。

关键词: 带通滤波器; LTCC; 折叠线阶梯阻抗谐振器; 抽头线

doi: 10.3969/j.issn.1001-2028.2009.04.006

中图分类号: TN45

文献标识码: A

文章编号: 1001-2028 (2009) 04-0018-03

Design of tapped bandpass filter with folded line SIR

ZONG Zhifeng, QIN Yali, HUANG Wenbiao

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China)

Abstract: Proposed a folded line stepped impedance resonator (SIR) with tapped-line, which can get large capacity and reduce the length of the resonator cavity to realize miniaturisation, this resonator was realized by low-temperature cofired ceramic (LTCC) multi-ply technology. The influences of the location of the tapped input line on the filter properties were analyzed. An equivalent lumped circuit principle graph was used to explain the reason of this structure easy appearing transmission zero at pass band right. A bandpass filter with the center frequency of 2.45 GHz was designed and fabricated by using the two coupled folded line SIR. The size was $2.5 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm} \times 0.9 \text{ mm}$, and the simulation result shows its insertion loss is less than 1.1 dB at the center frequency.

Key words: bandpass filter; LTCC; folded line SIR; tapped-line

随着电子器件向小型化, 轻型化, 集成化方向发展, 对元器件的设计提出了更高的要求。低温共烧陶瓷 (LTCC) 技术, 易于实现多层布线与封装一体化结构, 可以减小体积和质量, 提高可靠性, 在制作新一代移动通信中的表面组装型元器件中显现出巨大的优越性^[1]。微波滤波器是通讯设备中的重要器件之一, 由于带状线谐振器制成的滤波器具有小尺寸、易于加工和与其他有源电路元件兼容等特点, 在射频和微波电路中常选用。常见的带状线谐振器有均匀传输线谐振器、SIR 和发夹型谐振器等。

SIR 的一个显著特点是能通过改变上下两部分的阻抗比 R 来调谐振器的长度, 在阻抗比 $R < 1$ 、两部分的电长度相等时, 可以得到 SIR 的极小长度, 因此可以采用较小的 R 值来缩短 SIR 的长度^[2]。与均

匀传输线谐振器相比 SIR 可以缩小谐振器的尺寸^[3]。

折叠线谐振器将带状线在空间上折叠成几部分达到缩小谐振器长度的目的, 在文献[4-6]中都有报道, 文献[4]提出了一种均匀三层传输线型结构, 给出了适于工程应用的设计公式, 文献[5]应用反对称平行耦合线理论分析出这种三层折叠线的简化等效电路模型, 其谐振器等效成 SIR。

笔者利用了 SIR 的优点, 结合折叠线理论, 提出了一种折叠线 SIR, 缩短了谐振腔的长度, 应用宽边耦合奇偶模理论得出该结构比普通的 SIR 结构更易得到大的电容。采用抽头式的输入方式加入信号, 通过对该结构输入阻抗的分析得出影响谐振频率的主要因素和抽头线的位置对谐振器性能的影响, 并给出集总电路的等效模型辅助分析。在满足一定设

计指标的前提下, 综合考虑调整谐振腔的形状, 设计了一个二级带通滤波器, 利用电磁场仿真软件 (HFSS) 验证了上述理论的正确性, 获得了小尺寸, 低损耗的带通滤波器。

1 抽头式 SIR

常见的带状线滤波器外部信号的加入方式有两种: 一种是由二极板间的电容耦合加入^[7], 一种是由带状线直接加入谐振腔, 根据设计的不同要求可以采用不同的输入方式。抽头式的接入方式就是后一种形式, 如图 1 所示, 在连接处形成了 T 型结构,

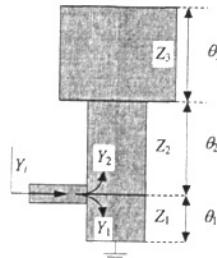


图 1 抽头线 SIR 模型
Fig.1 The model of tapped-line SIR

如果忽略阶跃非连续性和开路端的边缘电容, 利用带状线的输入阻抗的表达式

$$Z_{in}(\theta) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (1)$$

可以得到整个 SIR 的输入导纳

$$Y_I = Y_1 + Y_2 = \frac{1}{jZ_1 \tan \theta_1} + \frac{jZ_2 \tan \theta_3 + jZ_3 \tan \theta_2}{Z_2(Z_3 - Z_2 \tan \theta_2 \tan \theta_3)} \quad (2)$$

式中: Z_1 、 Z_2 和 Z_3 为上下各部分带状线的特性阻抗, 且 $Z_1 = Z_2$; θ_1 、 θ_2 和 θ_3 为各部分带状线的电长度; 公式 (2) 可以重新写为

$$Y_I = \frac{Z_3(1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2) - Z_1 \tan \theta_3(\tan \theta_1 + \tan \theta_2)}{jZ_1 \tan \theta_1(Z_3 - Z_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3)} \quad (3)$$

设 $Y_I = 0$, 得到谐振条件为

$$\frac{Z_3}{Z_1} = \tan(\theta_1 + \theta_2) \tan \theta_3 \quad (4)$$

从公式 (4) 可以看出对于抽头式 SIR 谐振腔的谐振条件取决于上下两部分的阻抗率和电长度, 而与抽头线的位置无关, 改变输入点的位置, $\theta_1 + \theta_2$ 的值不变, 因此将对中心频率无影响, 但是调节输入点的位置, 内部阻抗值将变化, 影响输入阻抗与外部阻抗的匹配, 表现在滤波器通带特性上, 将会影响插入损耗值。

由特性阻抗 $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$, L_0 、 C_0 分别为带状线单位长度上的分布电感和分布电容, 电长度 $\theta = \beta l = \omega \sqrt{L_0 C_0} l$, l 为带状线长度, 认为 θ 是一很小的量, 将公式 (3) 做近似处理

$$Y_I \approx \frac{Z_3 - Z_1 \theta_3(\theta_1 + \theta_2)}{jZ_1 \theta_1(Z_3 - Z_1 \theta_2 \theta_3)} \approx \frac{1 - \omega^2 C_3 (L_1 + L_2)}{j\omega L_1 (1 - \omega^2 L_2 C_3)} \quad (5)$$

从集总电路分析, SIR 在短路点附近有大电流, 以电感效应为主, 在开路端附近有高电压, 在这一部分以电容效应为主。得出该结构的集总电路图 2, 该电路的输入导纳表达式为

$$Y = \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{1}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_3}} = \frac{1 - \omega^2 C_3 (L_1 + L_2)}{j\omega L_1 (1 - \omega^2 L_2 C_3)} \quad (6)$$

公式 (3) 的近似推导式 (5) 与公式 (6) 一致, 因此图 1 可用图 2 的集总电路做近似简化分析。

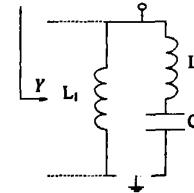


图 2 抽头线 SIR 的集总等效电路
Fig.2 Lumped equivalent circuit of tapped-line SIR

公式 (6) 在谐振点处对应的能量要求全部传递到负载, 此时 $Y = 0$ 解得

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_3(L_1 + L_2)}} \quad (7)$$

在 $Y \rightarrow \infty$ 时, 信号能量全部反射回输入端, 将得到传输零点

$$\omega_{TZ} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_3}} \quad (8)$$

比较公式 (7) 和 (8) 必然有

$$\omega_{TZ} > \omega_0 \quad (9)$$

这说明用这种结构的谐振腔构成滤波器时可以在通带右侧得到一个传输零点, 由于传输零点还与级间的耦合有关, 所以在实际的仿真结果中传输零点的出现是一个综合的结果, 但可以利用公式 (8) 改变 L_2 和 C_3 调节传输零点的位置。

2 SIR 折叠线

图 3 上层板是由一端接地, 另一端开路的阶梯阻抗带状线结构。下层板是由与 SIR 反方向接地的长方形带状线构成, 上下两层板的重叠部分形成了

宽边耦合。应用奇偶模理论对这部分进行分析可得出电力线分布情况如图 4 所示, 图 4 (a) 表示偶模状态下上下两板电流同向, 在两板中间电力线方向因相反而相互抵消。图 4 (b) 奇模状态下上下两带线上电流反向, 在两板中间电力线方向相同因而相互加强产生耦合电容。上下两板的间距工艺上一般可做到 0.03 mm 以内, 远小于上下两接地板的间距, 由平板电容公式 $C = \epsilon_0 w l / d$, 缩小板间距 d , 电容值 C 增大, 因此相对于单根带状线更容易产生大电容。另外, 考虑到微带线开路端的边缘电容, 那么这种二层结构将得到两个并联的边缘电容, 可进一步缩小谐振器的尺寸。

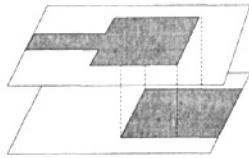
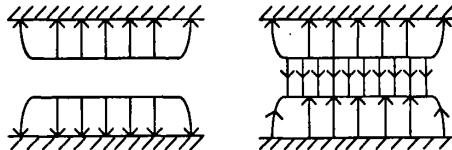


图 3 折叠线型 SIR 结构
Fig.3 Structure of folded line SIR



(a) 偶模电场分布 (b) 奇模电场分布

Fig.4 Odd-even mode electric field distributive graphs of superposition part of SIR folded line

采用两极平行的折叠线 SIR 结构可以得到平行耦合折叠线 SIR 谐振腔, 其横截面的等效电容分布如图 5 所示, 其中 C_1 是单个带线对地的平板电容, C_f 是边缘电容, C_{12} 是单个 SIR 谐振腔上下极板间的平板电容, C_{fo} 是左右两级间的奇模电容, C_{fe} 是左右两级间的偶模电容。

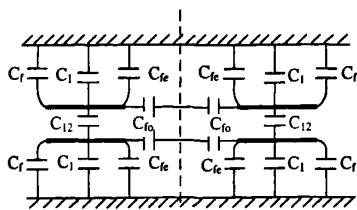


图 5 平行耦合折叠线 SIR 横截面电容分布图
Fig.5 Cross-sectional capacitance distributive graph of parallel-coupled folded SIR

3 设计实例

笔者利用 HFSS 仿真软件, 采用图 5 耦合 SIR 折叠线对称结构, 通过多次仿真, 改变谐振器的尺寸设计了一个体积为 2.5 mm×2.0 mm×0.9 mm 中心频率为 2.45 GHz 的带通滤波器, 如图 6 所示。结构

中输入输出端口为带线宽度为 0.1 mm 的等宽 Z 型结构, 这样有利于在外接端位于中间的情况下调整谐振器输入抽头的位置。具体尺寸: $w_1 = 0.20$ mm, $L_1 = 0.85$ mm, $w_2 = 0.55$ mm, $L_2 = 1.50$ mm, $w_3 = 0.50$ mm, $L_3 = 1.10$ mm, $d_1 = 0.40$ mm, $d_2 = 0.24$ mm, $d_3 = 0.30$ mm, $h = 0.55$ mm, $h_1 = 1.20$ mm, 图案层的板间距为 0.03 mm。如果用 $\lambda/4$ 均匀传输线谐振器, 相对介电常数为 27 的陶瓷材料来实现, 长度要达到 6 mm, 而应用 SIR 折叠线结构可以有效缩小长度。

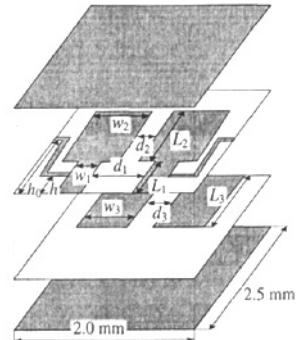


图 6 二级耦合折叠线 SIR 滤波器结构
Fig.6 The structure of two coupled folded line SIR filter

图 7 表示抽头线的位置变动时在一个小的范围内可使电路处于匹配状态, 带内插损达到最小, 带内纹波平稳呈水平状。此外抽头位置对中心频率无影响, 与公式 (7) 的结论一致。改变折叠线下层部分的长度可以有效调节中心频率, 这在文献[8]中也有类似验证。

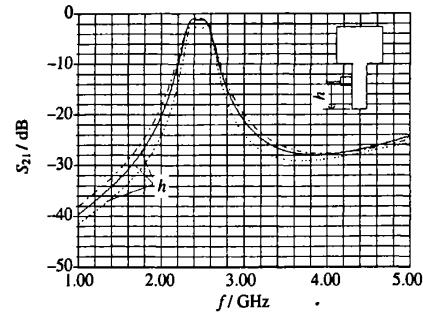


图 7 输入抽头位置变动 S_{21} 仿真频率响应
Fig.7 S_{21} simulated frequency response of changing the tapped-line location

如图 8、图 9 所示, 当两级谐振腔距离过近或过远时对通带特性影响较大, 这主要是因为间距的改变使得图 5 中两级间的电磁场发生了变化, 影响到每级谐振腔的阻抗也发生了变化。距离 d 过远时会产生欠耦合现象, 通带变窄波峰变尖; d 过近时会产生过耦合现象, 通带变宽, 通带内纹波凹陷, 插损增加。下层折叠线部分的调整可以根据 d_2 的改动利用仿真软件微调, 尽量保证上下层板的重叠面积不变。

(下转第 23 页)

器中能量存贮与损耗的关系。对一个交流信号源或者是选频装置而言, 为了提高信号频率的稳定性和选频的准确性, 总是希望谐振器的 Q 值很大。对 Bi 系铜氧化物晶体谐振器而言, 其 Q 值可能比较低。这是因为在 Bi 系铜氧化物晶体中, 介电层的电阻率只比导电层的电阻率大 1 000 倍左右^[2], 因此介电层并不是理想的绝缘体, 介电层漏电损耗会很明显, 特别是在谐振频率较低的谐振器中。除了介电层的漏电损耗之外, 介电层中还存在正负离子振荡和固有电偶极矩取向极化而产生的“摩擦”损耗, 导电层中的电流产生的焦尔损耗等。在只考虑介电层的漏电损耗的情况下, 可以估算 Bi 系铜氧化物晶体谐振器的 Q 值大小。设谐振器的振荡频率为 f , 介电层的电导率为 σ , 则介电层的介电常数虚部 ϵ_r'' 可以表示为

$$\epsilon_r'' = \frac{\sigma}{\omega} \quad (5)$$

而谐振器的 Q 值可以表示为

$$Q = \frac{1}{\tan \delta_e} = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} = \frac{\omega \epsilon_r''}{\sigma} \quad (6)$$

(上接第 20 页)

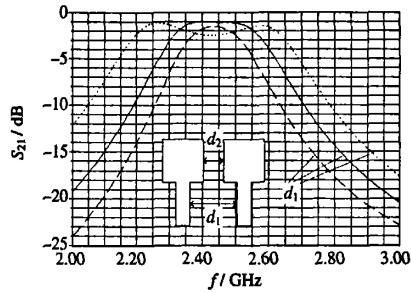


图 8 d_1 改变滤波器频率响应

Fig.8 The filter frequency responses with changing of d_1

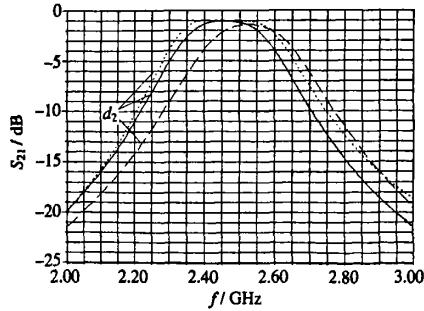


图 9 d_2 改变滤波器频率响应

Fig.9 The filter frequency responses with changing d_2

4 结论

提出了一种以抽头线的方式输入信号的折叠线型 SIR 结构, 给出了输入阻抗的公式, 利用 HFSS 仿

式中: ϵ_r' 为 ϵ_r 实部; $\tan \delta_e$ 为损耗角正切。

取 $\epsilon_r' = 15$, $\sigma = 100 \text{ S/m}$, 可以估算出 Bi 系铜氧化物晶体谐振器在振荡频率附近的 Q 值约为 10^3 , 并且随着频率的升高而增大。当然, 实际晶体谐振器的 Q 值比这个估算值要小许多, 这也是限制它的应用范围的一个重要因素。

4 结论

通过上述分析, 可以发现 Bi 系铜氧化物晶体就是一个 LC 谐振器, 它的主要优势在于电感与电容集成在一个片式单晶上, 体积很小, 具有较低的谐振频率, 在选频和滤波电路中有良好的应用前景。

参考文献:

- [1] Majewski P. Materials aspects of the high-temperature superconductors in the system $\text{Bi}_2\text{O}_3\text{-SrO-CaO-CuO}$ [J]. *J Mater Res*, 2000, 15(4): 854–887.
- [2] Yamada Y, Watanabe T, Suzuki M. Systematic transport properties and their doping dependences for $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+d}$ single crystals in a wide doping range [J]. *Physica C*, 2007, 460–462(2): 815–816.

(编辑: 陈渝生)

真软件验证了抽头线位置对滤波器性能的影响。通过对耦合 SIR 折叠线的等效电容分析得知, 改变两极间的间距, 通带内插入损耗将变化, 出现过耦合和欠耦合状况, 调节间距可使带内纹波变平稳, 使通带内插入损耗小于 1.1 dB。对电磁场仿真具有指导意义。

在滤波器设计中, 为改善滤波器的性能, 减小通带内的损耗, 抑制两次谐波等, 常需要在阻带设计传输零点或增加谐振器的个数。可以以两级耦合折叠 SIR 谐振器的特性为基础来进行设计, 缩短设计时间。

参考文献:

- [1] 王悦辉, 周济, 崔学民, 等. 低温共烧陶瓷技术在材料学上的进展 [J]. 无机材料学报, 2006, 21(2): 267–276.
- [2] Makimoto M, Yamashita S. 无线通信中微波谐振器与滤波器 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2002: 13–16.
- [3] Sagawa M, Makimoto M, Yamashita S. Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators [J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1997, 45(7): 1078–1085.
- [4] 许佳, 翟亚丽, 吴小燕, 等. 小型 LTCC 折叠线带通滤波器的设计 [J]. 微波学报, 2005, 21(4): 58–61.
- [5] Sung G J, Yeo D H, Kim B. Equivalent circuit design of multilayer parallel-coupled line filter [C]// Radio and Wireless Conference, Atlanta, USA: The conference organizer, 2004.
- [6] Virdee B S, Grassopoulou C. Folded microstrip resonator [C]// IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Philadelphia, USA: IEEE, 2003.
- [7] Rambabu K, Bornemann J. Simplified analysis technique for the initial design of LTCC filters with all-capacitive coupling [J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 2005, 53(5): 1787–1791.
- [8] 墨晶岩, 马哲旺. 一种新型多层低温共烧陶瓷三级带通滤波器 [J]. 微波学报, 2006, 22(2): 59–61.

(编辑: 陈渝生)

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、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。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

微波滤波器设计培训专题视频课程



高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程：

● HFSS 视频培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

● CST 视频培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

● 天线设计专业培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>

专注于微波、射频、天线设计人才的培养

易迪拓培训

官方网址: <http://www.edatop.com>

淘宝网店: <http://shop36920890.taobao.com>