

短开路耦合谐振器加载的宽带带通滤波电路

陈 荻

(南京电子器件研究所,江苏 南京 210016)

[摘要] 提出了一种基于短开路耦合器加载的宽带带通滤波电路. 该滤波电路通过在输入和输出端口之间,并连加载短路耦合微带谐振器和开路耦合微带谐振器实现 5 个传输极点和 3 个传输零点的带通选择特性. 对所提出的短开路耦合谐振器进行了奇偶模理论分析,揭示了其传输零极点形成的物理机理. 最后,对所提出的滤波电路进行了加工测试. 测试结果表明,所提出的宽带滤波电路能够在 2.0~4.2 GHz 频率范围内实现 3 dB 带通传输,工作相对带宽为 73%,仿真和实测结果吻合较好.

[关键词] 短开路耦合线谐振器,多模谐振,带通滤波电路

[中图分类号] TN61 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2021)02-0022-05

Wideband Bandpass Circuit Based on the Shorted/Open Coupled Line Resonators

Chen Di

(Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing 210016, China)

Abstract: A wideband bandpass filter circuit is proposed in the paper by loading the shorted/open coupled line resonators. Five transmission poles and three transmission zeros are obtained by parallel loading the shorted and open coupled line resonators. To give a physical insight, the shorted and open coupled line resonators are analyzed with the even-/odd-mode theory. Finally, the designed bandpass circuit is fabricated and measured. The measured results show that a 3 dB fractional bandwidth of 73% is obtained and its operating frequency range is from 2.0 GHz to 4.2 GHz, which suggests a good agreement with the simulated one.

Key words: shorted/open coupled line resonators, multi-mode resonator, bandpass filter circuit

带通滤波电路是雷达、通信等电子信息系统前端中的关键无源器件,常用于杂散和谐波抑制^[1-8]. 近年来,多模/多路径微带传输线谐振器被研究人员用于设计宽带带通滤波电路^[1-3],其具有物理概念清晰、结构对称、方便奇偶模/谐振理论设计优化等特点,因此也从单端应用扩展至平衡滤波电路的设计中^[4-6]. 此外,基于多层低温共烧陶瓷工艺的集总元件式结构也常被应用于带通滤波电路设计中^[7],相比于上述多模微带传输线谐振器而言,其电路尺寸小,然而其参数优化复杂,三维立体环境中电路互耦难以解析分析. 基片集成波导技术也被应用于带通滤波电路的设计^[8],类似金属波导谐振器,基片集成波导融合平面电路和金属波导两方面优势,能够方便地在平面印刷电路中实现多模谐振,基于这些多模谐振可以有效实现带通滤波电路. 然而相比微带传输线谐振器而言,基片集成波导谐振器需要金属化过孔,加工成本较高,传输互连复杂,且其谐振模式主要取决于谐振器平面尺寸的大小,不太适合设计低频微波频段的滤波电路. 因此,基于平面微带谐振器的滤波电路设计在微波频段是一种较好的选择.

本文基于短开路耦合谐振器设计了一款工作于 S 波段的宽带带通滤波电路,在其通带内实现 5 个传输极点,上阻带频率范围内的两个传输零点有效提高了带外抑制程度,这些传输零极点均得益于加载的短开路耦合谐振器. 最后,本文对所设计的带通滤波电路进行了理论分析和实物加工测试,仿真和测试结果吻合较好.

收稿日期:2020-10-14.

通讯作者:陈荻,硕士,高级工程师,研究方向:微波模块电路. E-mail:chendinuua2005@163.com

1 基于短开路耦合谐振器加载的宽带带通滤波电路

1.1 电路拓扑及奇偶模分析

图 1(a) 给出了所提基于短开路耦合谐振器加载的滤波电路拓扑设计,在端口 1 和端口 2 之间分别加载了 2 段短开路耦合谐振器(奇偶模阻抗分别为 Z_{oe} 和 Z_{oo} ,电长度为 θ),上半部分为左右开路的耦合谐振器,下半部分为左右中短路的耦合谐振器,短路耦合谐振器左右分别接特性阻抗为 Z_1 、电长度为 θ 的单端传输线,输入输出端口阻抗均为 50Ω . 由于图 1(a) 电路拓扑结构的对称性,在中间平面分别加载理想电壁和磁壁,其奇偶模等效电路分别如图 1(b) 和图 1(c) 所示.

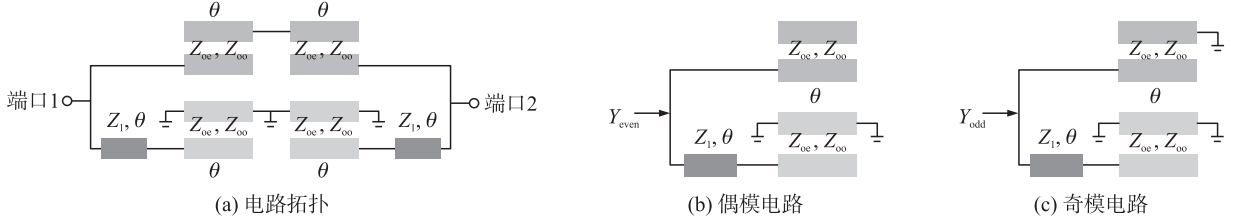


图 1 电路拓扑设计

Fig. 1 Circuit topology design

因此,图 1(b) 中单端口输入偶模导纳 Y_{even} 、图 1(c) 中奇模导纳 Y_{odd} 分别为:

$$Y_{\text{even}} = j \frac{2 \tan \theta}{Z_{oe} + Z_{oo}} + j \frac{0.5(Y_{oe} + Y_{oo}) \tan \theta}{Z_1 - 0.5 Z_1^2 (Y_{oe} + Y_{oo}) \tan^2 \theta}, \quad (1)$$

$$Y_{\text{odd}} = j \frac{(Z_{oe} + Z_{oo}) \sin 2\theta}{(Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta - (Z_{oe} - Z_{oo})^2} + j \frac{0.5(Y_{oe} + Y_{oo}) \tan \theta}{Z_1 - 0.5 Z_1^2 (Y_{oe} + Y_{oo}) \tan^2 \theta}. \quad (2)$$

式中, $Y_{oe} = 1/Z_{oe}$, $Y_{oo} = 1/Z_{oo}$, $Y_1 = 1/Z_1$. 当 $Y_{\text{even}} = 0$ 或者 $Y_{\text{odd}} = 0$ 时,可以获得奇偶模电路的谐振频率为:

$$\begin{cases} \theta_{\text{even1}} = \arctan \sqrt{\frac{Z_1 [(Z_{oe} + Z_{oo})^2 + Z_{oe} + Z_{oo}] + 2 Z_1 Z_{oe} Z_{oo}}{Z_1^2 (Z_{oe} + Z_{oo})}}, \\ \theta_{\text{even2}} = \pi - \theta_{\text{even1}}. \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \theta_{\text{odd1}} = \arccos \sqrt{\frac{0.5[(Y_{oe} + Y_{oo}) + 1](Z_{oe} - Z_{oo})^2 + Z_1^2 (Z_{oe} + Z_{oo})(Y_{oe} + Y_{oo})}{0.5[(Y_{oe} + Y_{oo}) + 1](Z_{oe} + Z_{oo})^2 + Z_1^2 (Z_{oe} + Z_{oo})(Y_{oe} + Y_{oo})}}, \\ \theta_{\text{odd2}} = \pi - \theta_{\text{odd1}}. \end{cases} \quad (4)$$

当 θ 趋近 90° 时, Y_{odd} 的极限趋近于 0,因此还存在一个奇模谐振频点发生在该带通滤波器的中心频率 f_0 处. 此外,带通滤波电路的传递矩阵为 $\mathbf{M}_1 \times \mathbf{M}_c \times \mathbf{M}_c \times \mathbf{M}_1$,其中

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta - \frac{Z_1 (Y_{oe} + Y_{oo}) \sin^2 \theta}{2} & j \left(Z_1 + \frac{2}{Y_{oe} + Y_{oo}} \right) \sin \theta \cos \theta \\ j \left(Y_1 + \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2} \right) \sin \theta \cos \theta & \cos \theta - \frac{2 \sin^2 \theta}{Z_1 (Y_{oe} + Y_{oo})} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{M}_c = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta & j \frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 - (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{2 Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (6)$$

根据上述传递矩阵,可以转换至 \mathbf{Y} 和 \mathbf{S} 参数矩阵,当 $S_{21} = 0$ 时,可以获得通带附近的 2 个传输零点为:

$$\begin{cases} \theta_{\text{tz1}} = \arcsin \sqrt{\frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}}, \\ \theta_{\text{tz2}} = \pi - \theta_{\text{tz1}}. \end{cases} \quad (7)$$

式中,

$$\begin{cases} a = \left(Z_1 + \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2} \right) \left(\frac{2Z_1}{Y_{oe} + Y_{oo}} + \frac{Y_{oe} + Y_{oo}}{2Z_1} \right) + 2Z_1 + Y_{oe} + Y_{oo}, \\ b = 2Z_1 + Y_{oe} + Y_{oo} + \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})^3}{Z_{oe} - Z_{oo}}, \\ c = \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})^3}{Z_{oe} - Z_{oo}} - (Z_{oe} + Z_{oo}). \end{cases} \quad (8)$$

图 2 给出了上述理论计算结果. 如图 2(a) 所示, 存在 5 个传输极点 (f_{odd1} 、 f_{even1} 、 f_0 、 f_{even2} 、 f_{odd2}), 这也可以从图 2(b) 通带局部放大图中观察到, 通带边沿主要由 f_{odd1} 和 f_{odd2} 决定, 带内平坦度可以跳过 f_{even1} 和 f_{even2} 调节. 如图 2(c) 所示, 通带附近的两个传输零点 (f_{tz1} 和 f_{tz2}) 则主要由于输入输出端口处短开路耦合谐振器两路电磁波的等幅反向叠加而成的, 这也可以从图 2(c) 中去掉短路耦合谐振器的仿真结果 (虚线) 得到进一步确认. 0 和 $2f_0$ 为上述短路开路耦合谐振器固有的传输零点, $2f_0$ 可以起到进一步提高上阻带抑制程度的效果.

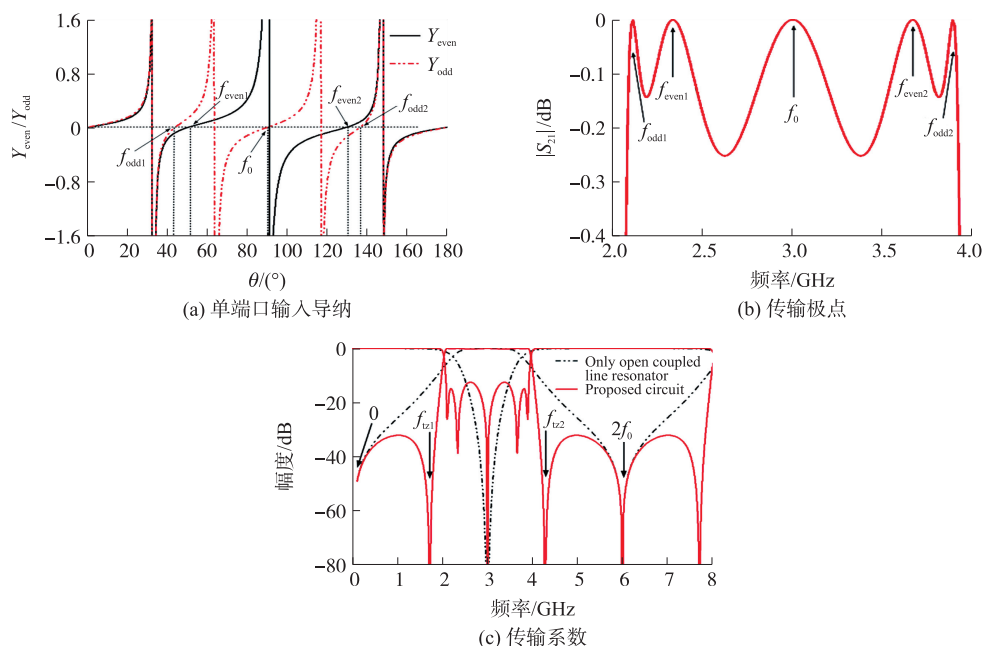


图 2 理论分析结果

Fig. 2 Theory analysis

当 Z_0 和 θ 固定时, 所提出的滤波电路性能主要取决于 Z_{oe} 、 Z_{oo} 和 Z_1 . 这里通过上述理论公式推导, 图 3 给出了传输零极点随上述 3 个特征阻抗的变化关系. 从图 3(a) 可以看到, 随着耦合系数 k ($k = (Z_{oe} - Z_{oo}) / (Z_{oe} + Z_{oo})$) 的增大, f_{odd1} 、 f_{odd2} 、 f_{tz1} 和 f_{tz2} 朝着远离中心频率方向移动, f_{even1} 和 f_{even2} 的变化则不明显. 从图 3(b) 可以看到, 随着 Z_1 的增大, 上述传输零极点均远离中心频率方向移动. 因此, 可以借助上述趋势, 调整所提出带通滤波电路的频率选择性.

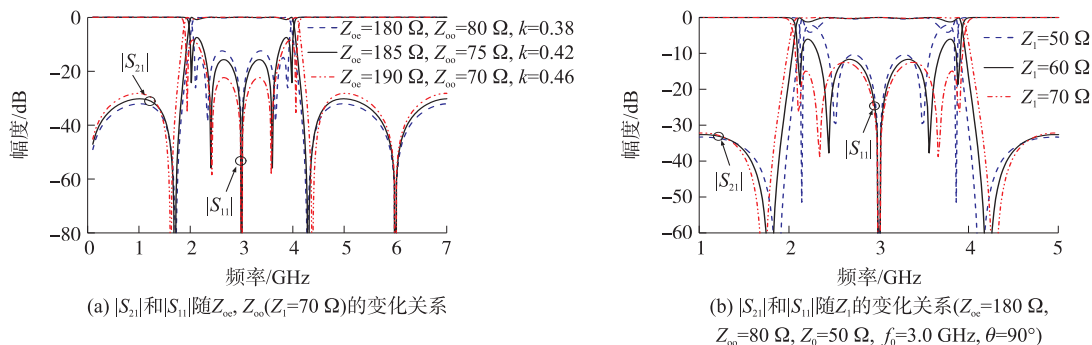
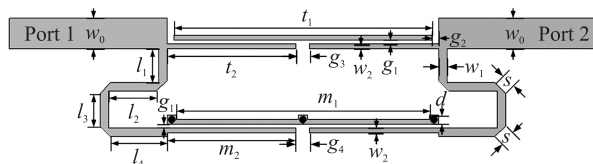


图 3 频率选择性能与电路参数的参数分析

Fig. 3 Analyses between the filtering performance and the circuit parameters

1.2 滤波电路结构实现

基于上述理论分析,最终所设计的滤波电路的电路参数为 $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_1 = 70 \Omega$, $Z_{oe} = 180.5 \Omega$, $Z_{oo} = 80.3 \Omega$, $f_0 = 3.0 \text{ GHz}$. 图 4 为基于微带传输线结构实现的图 1(a) 的电路布局图,所选择的微带衬底的介电常数为 $\epsilon_r = 2.65$,损耗角正切为 $\tan \delta = 0.002$,厚度 $h = 1.0 \text{ mm}$. 仿真结果如图 5(a) 所示,带内具有 4 个传输极点,由于损耗等因素 $f_{\text{odd}2}$ 和 $f_{\text{even}2}$ 在 3.5 GHz 传输零点附近兼并退化,该通带的 3 dB 仿真相对带宽约为 76% ($1.9 \sim 4.2 \text{ GHz}$),带内插损优于 1.0 dB , $2.0 \sim 3.85 \text{ GHz}$ 频带内回波损耗优于 15 dB . 仿真的三个传输零点分别位于 1.58 GHz , 4.5 GHz , 4.8 GHz ,上阻带 -20 dB 抑制为 $4.4 \sim 7.8 \text{ GHz}$. 整个仿真的带内群时延较为平坦,优于 0.85 ns .



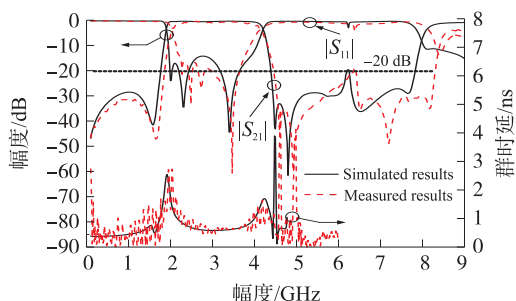
$$l_1 = 3.0 \text{ mm}, l_2 = 4.2 \text{ mm}, l_3 = 2.73 \text{ mm}, l_4 = 4.94 \text{ mm}, m_1 = 34.2 \text{ mm}, m_2 = 17.1 \text{ mm}, w_0 = 2.7 \text{ mm}, w_1 = 0.75 \text{ mm}, w_2 = 0.3 \text{ mm}, \\ t_1 = 34.2 \text{ mm}, t_2 = 17.1 \text{ mm}, d = 0.4 \text{ mm}, g_1 = 0.28 \text{ mm}, g_2 = 0.6 \text{ mm}, g_3 = 1.2 \text{ mm}, g_4 = 1.2 \text{ mm}, s = 1.43 \text{ mm}$$

图 4 所提出滤波电路的微带实现设计布局图

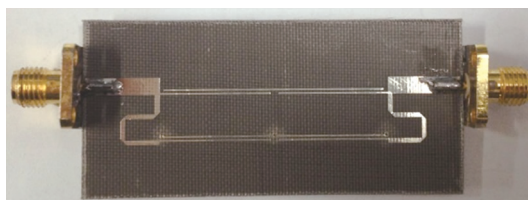
Fig. 4 Microstrip implementation of the proposed filter circuit

2 实验测试

测试结果图 5(a) 所示,仿真和测试结果吻合较好,传输零极点之间轻度的频率偏移主要由于测试和加工误差引起的. 3 dB 测试通带频率为 $2.25 \text{ GHz} \sim 3.75 \text{ GHz}$,带内测试插损在 1 dB 以内,回波损耗优于 15 dB ,带外 20 dB 抑制为 $4.45 \text{ GHz} \sim 8.3 \text{ GHz}$,实测群时延小于 0.9 ns . 图 5(b) 所示为根据图 4 电路布局所加工的微带滤波电路实物图.



(a) 仿真实测对比



(b) 实物加工图

图 5 实验测试

Fig. 5 Measurement

表 1 给出了本文所做工作和其他相关参考文献的性能对比. 可以看到相比其他微波频段的宽带带通滤波器^[1,3],本文所设计的宽带滤波电路能够实现 5 个传输极点和较宽的上阻带抑制. 对比其他 S 波段 ($2 \sim 4 \text{ GHz}$) 的带通滤波器^[9-10],本文所设计的宽带滤波电路能够实现较宽的工作带宽,且本文所采用的是普通 PCB 衬底上通过微带传输线设计实现,具有低成本的优势,适合 Sub 6 GHz 无线通信系统大规模低成本应用.

表 1 相关工作性能对比

Table 1 Performance comparison between related works

Ref.	Transmission poles/个	f_0	3 dB fractional bandwidth	Electric size/(mm×mm)	Upper stopband/dB	Technique
[1]	3	6.85GHz	124.6%	0.25×0.18	>15(2.5 f_0)	Microstrip/PCB
[3]	4/4	Dual-band	41.1%/19.0%	0.33×0.05	N.A	Microstrip/PCB
[9]	4	3.019 GHz	3.38%	N.A	>20(4 f_0)	Coaxial cavity/3-D printing
[10]	4	3.0 GHz	2.0%	0.523×0.539	N.A	ESICL/PCB
T.W.	5	3.0 GHz	73%	0.53×0.12	>20(2.8 f_0)	Microstrip/PCB

3 结论

本文基于短开路耦合谐振器结构提出了一种新型宽带带通滤波电路,并基于奇偶模理论对所提出的宽带滤波电路拓扑进行了传输零极点的理论分析,探讨了其传输零极点和电路参数之间的关系.最后,根据所提出的宽带带通滤波电路的拓扑,通过微带传输线技术实现了所设计的滤波电路,并对其进行了实验测试,仿真结果和实验测试吻合较好.

[参考文献] (References)

- [1] FENG W, CHE W. Novel ultra-wideband bandpass filter using shorted coupled lines and transversal transmission line[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010, 20(10): 548–550.
- [2] WONG K W, CHIU L, XUE Q. Wideband parallel-strip bandpass filter using phase inverter[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, 18(8): 503–505.
- [3] WU Y, CUI L, ZHUANG Z, et al. A simple planar dual-band bandpass filter with multiple transmission poles and zeros[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2018, 65(1): 56–60.
- [4] CHE W, XUE Q, GU L, et al. High-selectivity wideband balanced bandpass filters using symmetrical multi-mode resonators[J]. IET Microwave Antennas and Propagation, 2013, 7(12): 1005–1015.
- [5] WU X, WAN F, GE J. Stub-loaded theory and its application to balanced dual-band bandpass filter design[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(4): 231–233.
- [6] DONG G, WANG W, WU Y, et al. Dual-band balanced bandpass filter using slotlines loaded patch resonators with independently controllable bandwidths[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2020, 30(7): 653–656.
- [7] 俞浦宁, 叶强. 一种低插损小型化 LTCC 带通滤波器[J]. 固体电子学研究进展, 2019, 39(5): 355–359.
- [8] 张皓. 双模基片集成波导腔体的研究及其在带通滤波器中的应用[J]. 固体电子学研究进展, 2020, 40(3): 191–194.
- [9] SALEK M, SHANG X, LANCASTER M J. Compact S-band coaxial cavity resonator filter fabricated by 3-D printing[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(6): 382–384.
- [10] MARTINEZ L, BELENGUER A E, BORJA V, et al. Compact folded bandpass filter in empty substrate integrated[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(5): 315–317.

[责任编辑: 陈 庆]