

新型多模谐振器的陷波超宽带小型化滤波器



高明明^{1,2}, 李春晨^{1*}, 南敬昌¹, 宋 杨¹

(1. 辽宁工程技术大学电子与信息工程学院 辽宁 葫芦岛 125105; 2. 大连海事大学信息科学技术学院 辽宁 大连 116086)

【摘要】该文提出了一种新型多模谐振器的小型化陷波超宽带滤波器。该新型多模谐振器在超宽带通带范围内有 6 个谐振模式, 通过并联平行耦合馈线耦合到输入和输出端口, 其中 3 个谐振模式是由高阻抗短截线加载扇形低阻抗截面产生, 而剩余的谐振模式是通过在高阻抗线上加载开路枝节和在扇形低阻抗截面刻蚀圆形槽形成。同时, 为了避免无线局域网(WLAN)频段和国际电信联盟(ITU)频段对超宽带系统的干扰, 在扇形面加载开路短截线, 引入中心频率为 5.48 GHz 和 8.3 GHz 的陷波。最后, 设计制作了一种超宽带陷波滤波器, 实测与仿真结果基本吻合。

关键词 带通滤波器; 小型化; 多模谐振器; 陷波特性; 超宽带

中图分类号 TN713 文献标志码 A doi:10.12178/1001-0548.2021129

A Miniaturized UWB Filter with Notch Bands Based on Novel Multi-Mode Resonator

GAO Mingming^{1,2}, LI Chunchen^{1*}, NAN Jingchang¹, and SONG Yang¹

(1. School of Electrics and Information Engineering, Liaoning Technical University Huludao Liaoning 125105;

2. School of Information Science and Technology, Dalian Maritime University Dalian Liaoning 116086)

Abstract A miniaturized notch ultra-wideband (UWB) filter with novel multimode resonators is proposed in this paper. The new multimode resonator has six resonant modes in UWB band range, which are coupled to the input and output ports through parallel-coupled feed lines. Three of the resonant modes are generated by a sector resonator loaded with a high-impedance short-cut line, while the remaining resonant modes are formed by loading an open-stub on a high-impedance line and etching the circle slot on the fan-shaped low impedance section. Meanwhile, in order to avoid the interference of wireless local area network (WLAN) band and International Telecommunication union (ITU) band on the UWB system, the notch band with center frequency of 5.48 GHz and 8.3 GHz is introduced by loading step open branch on the sector. Finally, an ultra-wideband notch filter is designed, analyzed and fabricated, and the measured results are in good agreement with the simulation results.

Key words band-pass filter(BPF); miniaturization; multi-mode resonator; notch band; ultra-wideband(UWB)

超宽带 (ultra-wideband, UWB) 系统由于其固有的高速无线通信能力而得到发展。超宽带滤波器是 UWB 系统前端的重要组成部分, 它影响着整个系统的性能。但是近些年来, 超宽带带通滤波器发展存在一些困难, 超宽带系统虽然能够覆盖 3.1~10.6 GHz 的频带, 但容易受到无线局域网 (wireless local area network, WLAN)、国际电信联盟 (international telecommunication union, ITU) 等系统的干扰, 所以需要具有在 UWB 通带内具有陷波

带的小型化超宽带滤波器。

文献 [1] 实现了首款使用阶跃阻抗组成的多模谐振器 (multi-mode resonator, MMR) 的超宽带滤波器。文献 [2] 谐振器由低阻抗方形环和高阻抗线加载开路枝节所组成, 该谐振器在 UWB 频带范围内具有 5 个谐振模式。文献 [3] 展示了由一对谐振器相互耦合所组成的滤波器, 这种结构通过适当控制高低阻抗之比来调谐传输零点以达到扩展阻带的效果, 该滤波器阻带在 10.9~25.0 GHz 插入损耗大

收稿日期: 2021-05-10; 修回日期: 2021-07-13

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金 (61701211); 国家自然科学基金 (61971210); 辽宁省特聘教授项目 (551806006)

作者简介: 高明明 (1980-), 女, 博士, 副教授, 主要从事智能射频技术、射频电路与系统等方面的研究。

*通信作者: 李春晨, E-mail: 544969704@qq.com

于 20 dB。文献 [4-6] 都是由一根高阻抗微带线上连接多个特定形状的开路枝节所组成的多模谐振器滤波器，且文献 [6] 具有较好的带外抑制特性。文献 [7] 提出了一种由双环谐振器的水平和垂直方向上加载开路短截线而构成的滤波器，该滤波器带内均匀分布 5 个谐振模式，左右两边过渡带各引入传输零点以提高选择性。

为了避免其他通信系统对 UWB 系统的干扰，需要一种具有陷波特性的 UWB 滤波器，文献 [8-9] 通过增加开路短截线和引入非对称双线耦合结构，实现了多个陷波滤波效果，在不增加滤波器尺寸的情况下，陷波具有较高的可调节性。文献 [10-11] 通过在微带传输线上刻蚀 U 形槽，在通带内得到固定频段的陷波。文献 [12] 提出了一种结构紧凑、高选择性的三陷波超宽带滤波器，通过加载耦合线在通带内引入 3 个传输零点。文献 [13-14] 使用双模阶跃阻抗谐振器与主谐振器耦合，产生了双频陷波特性的。文献 [15-16] 在顶面加载微带线共面波导结构，使其垂直耦合于位于接地面缝隙中多个谐振器，从而在通带内实现双频陷波特性的。

本文在文献 [1] 阶跃阻抗型多模谐振器的基础上，得到新型多模谐振器；该谐振器是由中间部分的低阻抗扇形面和两侧两个相同的高阻抗传输线组成，同时在扇形低阻抗截面中央和两侧开设圆形槽、矩形槽，以及在谐振器两端的高阻抗线上加载开路短截线，从而产生多个谐振模式。之后在扇形面上加载开路枝节，使得在通带内引入多个陷波，以避免对超宽带系统的干扰。相较于其他陷波超宽带滤波器有着更优秀的陷波特性和上阻带表现特性，且具有尺寸小的优势。

1 超宽带滤波器理论与分析

1.1 新型多模谐振器设计

图 1 展示了谐振器的演变过程，传统的矩形多模谐振器 (MMR) 的结构如图 1a 所示，它以传输线理论的方式进行研究，即在奇模等效电路的对称面上短路，而在偶模等效电路的对称面上开路。图 1b 为改进后的谐振器，若设低阻抗线的总电长度为 $2\theta_2$ ，第一次改进是保持低阻抗线的总电长度 $2\theta_2$ 的同时，在其沿着垂直方向放置两个高阻抗线。由于通带取决于高阻抗线和低阻抗线的阻抗比，所以要保持平均阻抗，即为了保持低阻抗线的平均宽度，如图 1c 第二次改进采用了弧形切割，所得到的扇

形中间部分与矩形 MMR 低阻抗的高度相同。

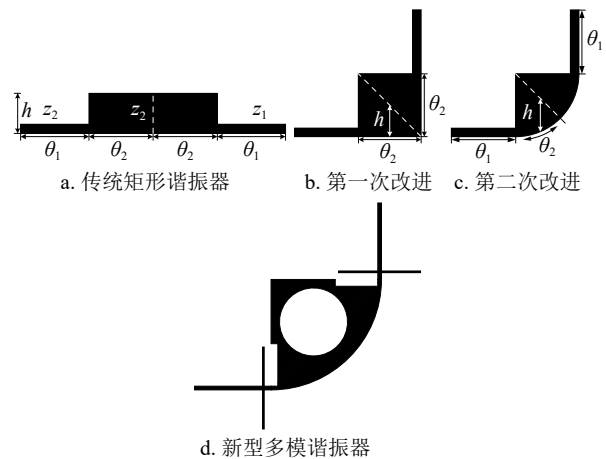


图 1 谐振器演变过程

最后，在扇形低阻抗截面中央和两侧刻蚀圆形槽、矩形槽，以及在谐振器两端的高阻抗线上加载开路短截线得到的新型多模谐振器如图 1d 所示，相较于传统的矩形 MMR 结构，总的截面金属面积减少了 30% 以上。

1.2 新型多模谐振器仿真

图 2 为 4 种不同谐振器组成的超宽带滤波器在弱耦合情况和强耦合情况下 S_{21} 参数的对比。

图 2a 对比了各种谐振器在弱耦合情况下的 S_{21} 参数。从图中可知，新型多模谐振器相较于其他谐振器具有更多的谐振模式。通过在扇形低阻抗截面中央和两侧开设圆形缺口、矩形缺口，使得在第二次改进后的谐振器中引入新的谐振模式；谐振器两端的高阻抗线上加载开路短截线，在高频处额外引入两个谐振模式。

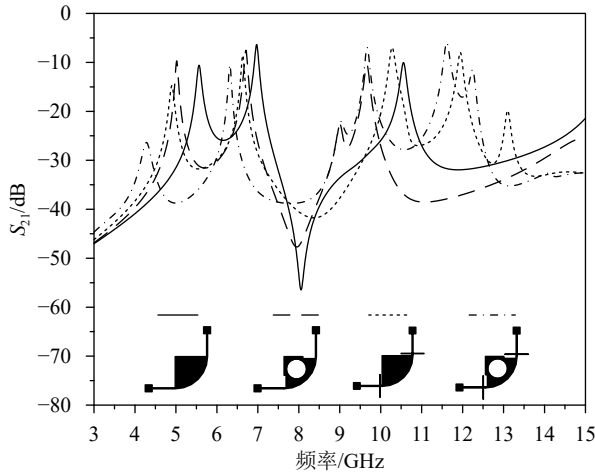
不同谐振器通过强耦合作用下所组成的滤波器之间的 S_{21} 参数对比如图 2b 所示。从图中可知，在谐振器两端的高阻抗线上加载开路短截线的滤波器相较未加载开路短截线的滤波器具有更宽的通带；而通过在扇形低阻抗截面中央和两侧分别开设圆形缺口、矩形缺口的滤波器具有更好的带内平坦度。

新型多模谐振器所组成的滤波器结合以上两种谐振器的特点，在具备良好的带内平坦度的同时，还具有更宽的通带；且该滤波器在高频处有着较好的带外抑制特性和矩形系数。

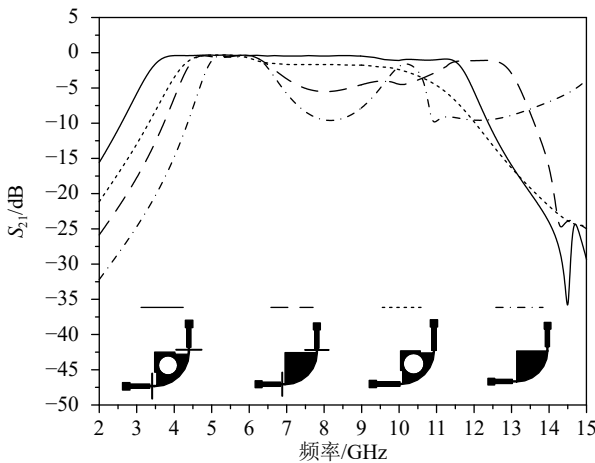
1.3 新型多模谐振器分析

该新型多模谐振器关于虚线轴对称，如图 3a 所示。这种对称结构的等效奇偶模结构如图 2b、2c

所示, Y 为各个枝节的特性导纳, 其中 $Y_{in,odd}$ 、 $Y_{in,even}$ 分别为奇模输入导纳和偶模输入导纳, 且 $Y_1 = Y_3$, $Y_2 = Y_4$, $Y_5 = Y_6$ 。 θ 为各枝节对应的电长度, L 为各枝节的长度, 其中 $L_2 = L_4$ 。



a. 弱耦合下各谐振器的 S_{21} 仿真结果



b. 强耦合下各谐振器的 S_{21} 仿真结果

图2 S_{21} 参数对比

图3b显示了谐振器在奇模激励的作用下, 对称面呈现短路的特性, 奇模输入导纳可以表示为:

$$Y_{in,odd} = Y_1 \frac{jY_1 \tan \theta_1 + Y_{o1}}{Y_1 + jY_{o1} \tan \theta_1} \quad (1)$$

式中,

$$Y_{o1} = jY_2 \tan \theta_2 - jY_3 \cot \theta_3 + jY_4 \tan \theta_4 \quad (2)$$

对于图3c中所示的偶模激励下的等效电路图, 可以相同的方式求得偶模输入导纳:

$$Y_{in,even} = Y_1 \frac{jY_1 \tan \theta_1 + Y_{e1}}{Y_1 + jY_{e1} \tan \theta_1} \quad (3)$$

式中,

$$Y_{e1} = jY_2 \tan \theta_2 + jY_4 \tan \theta_4 + Y_{e3} \quad (4)$$

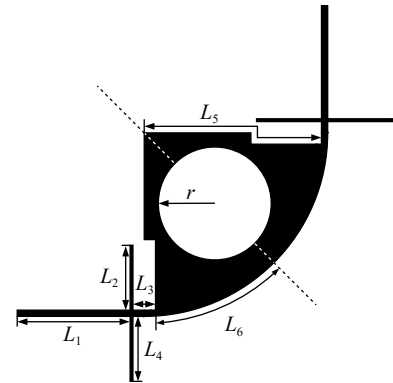
$$Y_{e3} = Y_3 \frac{jY_3 \tan \theta_3 + jY_5 \tan \theta_5 + jY_6 \tan \theta_6}{Y_3 + j(jY_5 \tan \theta_5 + jY_6 \tan \theta_6) \tan \theta_3} \quad (5)$$

若令 $k_1 = Y_1/Y_2$ 、 $k_2 = Y_3/Y_5$, 则该谐振器的谐振频率通过式(1)和式(3)中 $Y_{in,odd} = 0$, $Y_{in,even} = 0$, 可得到:

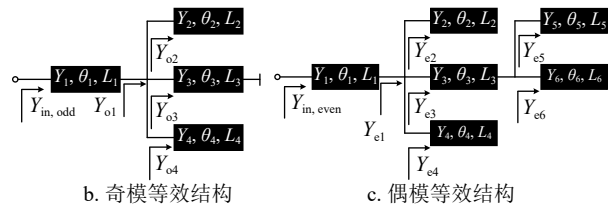
$$k_1 = \frac{\tan \theta_2 + \tan \theta_4}{\cot \theta_3 - \tan \theta_1} \quad (6)$$

$$k_1 \left[\tan \theta_1 + \frac{k_2 \tan \theta_3 + \tan \theta_5 + \tan \theta_6}{k_2 - (\tan \theta_5 + \tan \theta_6) \tan \theta_3} \right] + \tan \theta_2 + \tan \theta_4 = 0 \quad (7)$$

式中, $\theta_1 = \beta L_1$; $\theta_2 = \beta L_2$; $\theta_3 = \beta L_3$; $\theta_4 = \beta L_4$; $\theta_5 = \beta L_5$; $\theta_6 = \beta L_6$; β 是受工作频率影响的相位常量。从式(6)、式(7)可知, 谐振器的奇模谐振频率与传输线 L_1 、 L_3 和开路枝节 L_2 、 L_4 有关, 而偶模谐振频率不仅与传输线 L_1 、 L_3 和开路枝节 L_2 、 L_4 有关, 还与异形传输结构 L_5 、 L_6 有关。



a. 新型多模谐振器



b. 奇模等效结构

c. 偶模等效结构

图3 奇偶模分析

之后, 奇模反射系数 $\Gamma_{in,odd}$ 由整个系统的特性导纳 Y_0 表示:

$$\Gamma_{in,odd} = \frac{Y_0 - Y_{in,odd}}{Y_0 + Y_{in,odd}} \quad (8)$$

同样地, 偶模反射系数 $\Gamma_{in,even}$ 则表示为:

$$\Gamma_{in,even} = \frac{Y_0 - Y_{in,even}}{Y_0 + Y_{in,even}} \quad (9)$$

最后, 滤波器的回波损耗 S_{11} 和插入损耗 S_{21} 可以根据以下公式得到:

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{in,even} + \Gamma_{in,odd}}{2} \quad (10)$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_{in,even} - \Gamma_{in,odd}}{2} \quad (11)$$

以上公式的推导过程完成了对滤波器的奇偶模分析。

谐振器的谐振频率根据式 (11) 可定义为 $S_{21} = 0$ ，也可以定义为 $Y_{in,odd} - Y_{in,even} = 0$ 。图 4 显示了在弱耦合下新型多模谐振器的谐振特性，前 6 个谐振频率分别为 f_{m1} 、 f_{m2} 、 f_{m3} 、 f_{m4} 、 f_{m5} 和 f_{m6} ，这些谐振频率形成滤波器的通带。通过固定其他参数值，分别改变开路枝节 L_2 和圆形缺口半径 r 这两个关键变量，得到谐振器的本征模求解特性曲线。

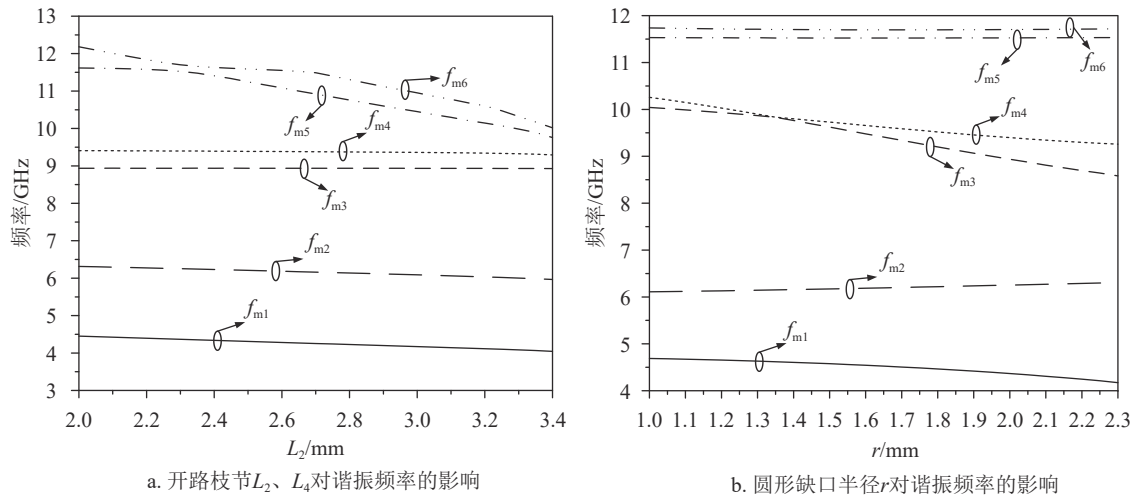


图 4 新型多模谐振器的谐振特性

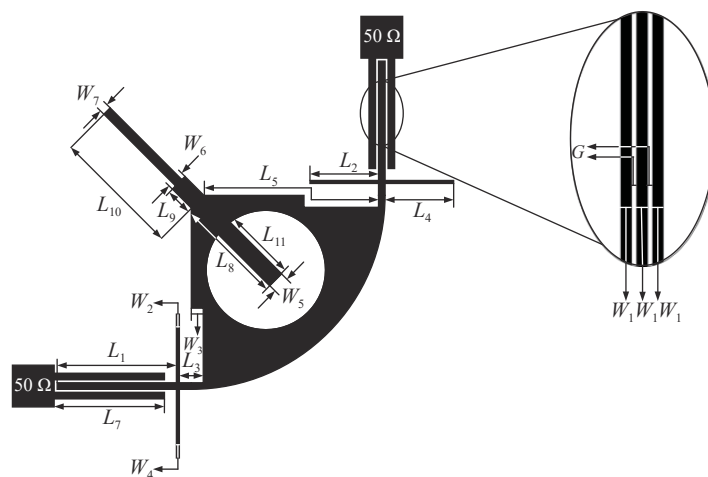
2 具有陷波特性的超宽带滤波器设计

为了避免 WLAN 频段 (5.150~5.825 GHz) 和国际电信联盟频段 (8.01~8.50 GHz) 的干扰，在 UWB 滤波器的通带内引入陷波频带。本文在谐振器的对称面加载开路短截线，相当于在偶模等效电路加入新的特性导纳枝节，通过改变枝节尺寸，将

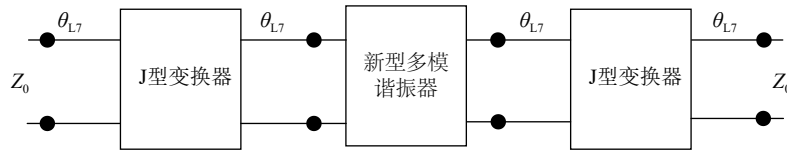
两个陷波频带引入通带内。图 5a 展示了本文提出的具有陷波特性的超宽带滤波器在电路板上的结构布局，图 5b 为图 5a 中的等效模型，在新型多模谐振器的基础上加入陷波结构，图 5a 中的 L_1 与 L_7 构成的交指耦合平行线结构可等效为一个 J 型变换器，输入输出端口 (边长为 1.4 mm 的方形贴片结构) 阻抗 Z_0 设定为 50Ω 。

图 4a 是在改变 L_2 、 L_4 时对谐振频率的影响，固定图 3a 中 $L_1 = 3.9$ mm, $L_2 = L_4$, $L_3 = 0.9$ mm, $L_5 = 6.9$ mm, $L_6 = 5.11$ mm。可以观察到，当 L_2 和 L_4 从 2 mm 逐渐增加到 3.4 mm, f_{m5} 和 f_{m6} 有着明显的向低频移动的趋势, f_{m1} 和 f_{m2} 略微向低频移动, f_{m3} 和 f_{m4} 基本没有变化。

图 4b 是在改变圆形缺口半径 r 时谐振频率的变化情况，固定图 3a 中 $L_1 = 3.9$ mm, $L_2 = L_4 = 2.3$ mm, $L_3 = 0.9$ mm, $L_5 = 6.9$ mm, $L_6 = 5.11$ mm。可以观察到，当 r 从 1 mm 逐渐增加到 2.3 mm, f_{m3} 和 f_{m4} 有着明显的向低频移动的趋势, f_{m1} 略微向低频移动, f_{m2} 略微向高频移动, f_{m5} 和 f_{m6} 基本没有变化。



a. 陷波超宽带滤波器几何结构



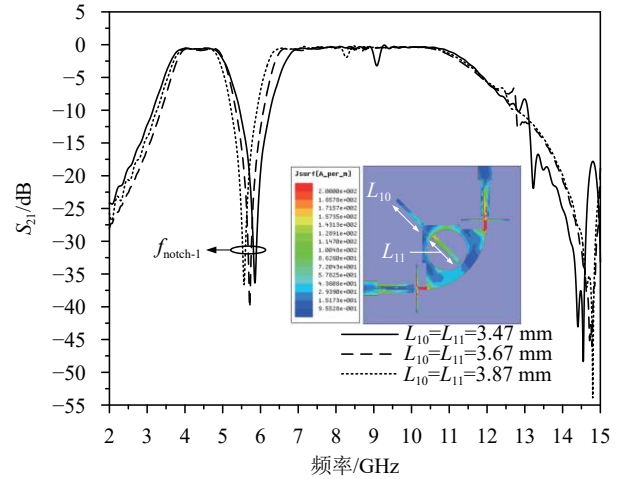
b. 陷波超宽带滤波器等效模型

图 5 具有陷波特性的超宽带滤波器

2.1 陷波特性分析

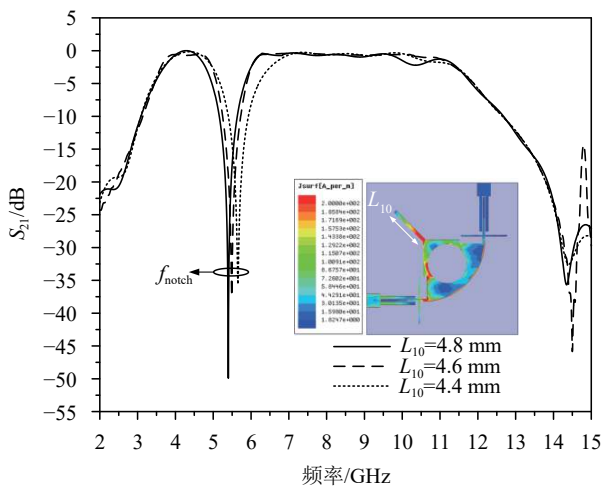
图 6 显示了由新型多模谐振器构成的超宽带滤波器在对称面加载不同长度的开路短截线对陷波频率的影响。图 6a 中滤波器加载单个开路短截线时, 通带内引入传输零点, 产生了单个陷波。在该陷波中心频率下, 电流集中分布在该短截线上, 而当 L_{10} 的取值变化时, 该陷波中心频率也会随之发生改变。

图 6b 在图 6a 的基础上再加载一条开路短截线, 此时通带内高频处产生第二陷波, 在该陷波中心频率下, 电流集中分布在两个短截线上, 通过固定 $L_{10} = 4.2 \text{ mm}$, 使 L_{11} 的取值变化, 可以观察到, 第二陷波中心频率也会随之改变, 第一陷波中心频率基本保持不变。

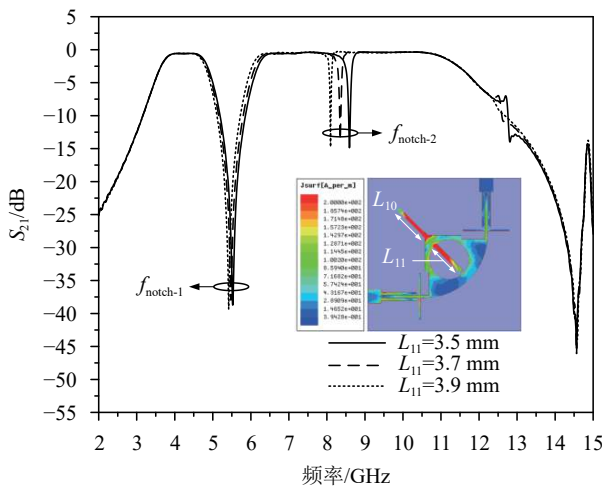


c. L_{10} 和 L_{11} 对滤波器陷波频率的影响

图 6 滤波器 S 参数实测与仿真结果对比



a. L_{10} 对陷波滤波器陷波频率的影响



b. L_{11} 对滤波器陷波频率的影响

对比图 6c, 电流分布图中 $L_{10} = L_{11} = 3.87 \text{ mm}$, 在 8.25 GHz 下, 输入输出端口均有电流分布, 且当 $L_{10} = L_{11}$ 取值变化时, 第一陷波的中心频率随之移动, 第二陷波衰减不明显甚至消失。这是由于两条开路短截线的长度不同, 导致两条路径上的信号在某一处相位偏转, 从而在通带内获得了窄带陷波。

2.2 具有陷波特性的超宽带滤波器仿真与测试

经过上述分析, 本文提出的新型多模谐振结构可设计具有陷波特性的超宽带滤波器, 利用 HFSS 电磁仿真软件对其进行设计、仿真和优化。陷波超宽带滤波器的最终尺寸如表 1 所示, 并按照给出的尺寸进行实物制作。图 7 的实物采用介质基板 Rogers RT/duroid6006, 相对介电常数为 6.15, 损耗角正切为 0.001 9, 基板厚度为 0.635 mm, 尺寸大约为 $0.34\lambda_g \times 0.34\lambda_g$ (λ_g 为中心频率的波长)。

利用矢量网络分析仪 Agilent N5247A 对滤波器实物进行测试。图 7 展示了滤波器 S 参数实测与仿真结果对比, 实测滤波器通带在 $3.60 \sim 11.55 \text{ GHz}$ 之间, 相对带宽为 105%, 通带中心频率插入损耗为 0.42 dB, 除陷波带回波损耗大于 15.76 dB, 在 23 GHz 以下带外插入损耗大于 14.42 dB。两个陷波的中心频率分别为 5.48 GHz 和 8.3 GHz , 衰减分别达到 38.8 dB 和 16.1 dB。

表 1 陷波超宽带滤波器尺寸参数

参数	数值/mm	参数	数值/mm
L_1	3.90	L_{11}	3.67
L_2	2.30	W_1	0.22
L_3	0.90	W_2	0.10
L_4	2.30	W_3	0.40
L_5	6.47	W_4	0.10
L_6	5.10	W_5	0.40
L_7	3.70	W_6	0.40
L_8	4.97	W_7	0.30
L_9	0.50	r	2.10
L_{10}	4.15	G	0.10

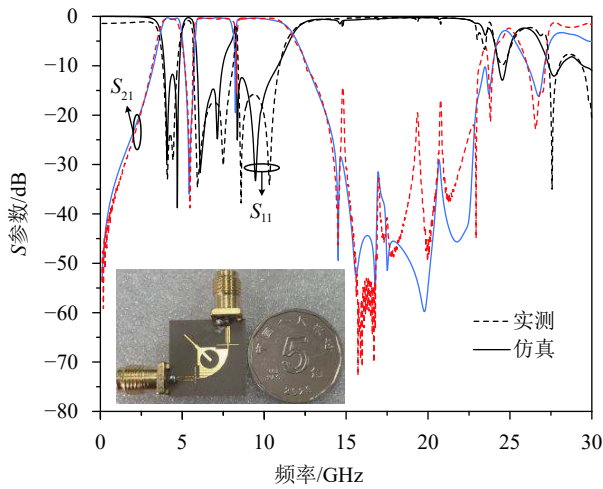


图 7 滤波器群时延实测与仿真结果对比

图 8 为滤波器群时延实测与仿真结果对比, 可

以观察到, 除了两个陷波带外, 实测所得的通带内群时延小于 0.4 ns, 而在陷波带内和通带截止频率附近, 由于对这几个频段信号的抑制, 群时延急剧增大。实物测试与仿真结果具有良好的一致性, 但是仍存在着一些细小的差别, 主要原因为加工误差、测试环境和仿真精度等所产生的影响。

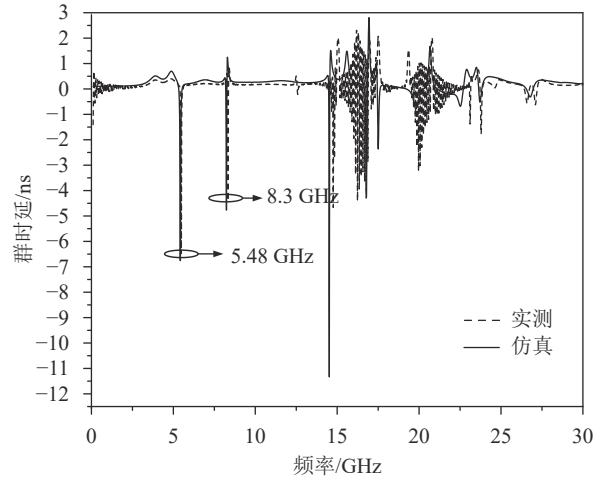


图 8 陷波特性分析

表 2 展示了本文滤波器与其他滤波器参数对比。从表中可以看出, 本文设计的陷波超宽带滤波器具有更好的通带特性, 且相较于其他陷波超宽带滤波器有着更优秀的陷波特性和上阻带表现特性, 同时具有尺寸小的优势。

表 2 本文滤波器与其他滤波器参数对比

滤波器	Passband/GHz	RL/dB	Stopband/GHz	Attenuation/dB	Notches/GHz	Attenuation/dB	Size at 6.85 GHz ($\lambda_g \times \lambda_g$)
文献[6]	3.0~10.6	12	40	>14	NA	NA	0.64×0.12
文献[7]	2.56~11.15	15.2	16	>20	NA	NA	1.57×1.18
文献[11]	3.0~12.2	NA	13	NG	6.7	>22	0.42×0.84
文献[12]	3.1~10.4	13	17	>10	5.3,5.9,6.4,7.4	>15	0.61×0.34
文献[14]	NA	NG	12	>20	5.8,8	NG	0.57×0.23
文献[16]	2.9~10.5	16	16	>19	4.55,8.07	>15.5	0.44×0.33
本文	3.60~11.55	15.76	23	>14.42	5.48,8.3	>16.1	0.34×0.34

3 结束语

本文提出了一种新型多模谐振器的陷波超宽带小型化滤波器, 该滤波器在传统阶跃阻抗谐振器的基础上, 得到结构紧凑的新型多模谐振器, 实现了从 3.60~11.55 GHz 的超宽带通带, 并在此基础上引入中心频率为 5.48 GHz 和 8.3 GHz 的双频陷波特性和, 以避免 WLAN 频段和国际电信联盟规定频段对超宽带系统的干扰, 陷波带衰减分别达到 38.8 dB 和 16.1 dB。同时, 该滤波器通带中心频率插入损耗为 0.42 dB, 回波损耗(除陷波带)大于 15.76 dB,

带外 23 GHz 以下阻带插入损耗大于 14.42 dB, 具有良好的带外抑制能力和良好的通带性能。

参考文献

- [1] ZHU L, SUN S, MENZEL W. Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2005, 15(11): 796-798.
- [2] SAHIN E G, GORUR A K, KARPUZ C, et al. Design of UWB microstrip bandpass filter using stub-loaded quintuple-mode resonator[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2016, 58(3): 662-666.

- [3] LAN S W, WENG M H, HUNG C Y, et al. Design of a compact ultra-wideband bandpass filter with an extremely broad stopband region[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(6): 392-394.
- [4] SHOME P P, PANDA J R. A compact circular stepped impedance wideband bandpass filter using multiple-mode resonator[C]//2017 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP). [S.l.]: IEEE, 2017: 376-379.
- [5] XIA X, CHENG X, CHEN F, et al. Compact UWB bandpass filter with sharp roll-off using APCL structure[J]. *Electronics Letters*, 2018, 54(13): 837-839.
- [6] 刘家州, 马宁, 邓希达, 等. 基于扇形枝节加载谐振器的超宽带滤波器[J]. *电子科技大学学报*, 2019, 48(1): 22-25.
LIU J Z, MA N, DENG X D, et al. Compact ultra-wideband filter using novel radial-stub-loaded resonator[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2019, 48(1): 22-25.
- [7] LONG Z, TIAN M, ZHANG T, et al. High-temperature superconducting multimode dual-ring UWB bandpass filter[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2019, 30(2): 1-4.
- [8] SONG K, XUE Q. Compact ultra-wideband (UWB) bandpass filters with multiple notched bands[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, 20(8): 447-449.
- [9] SHI X M, XI X L, ZHAO Y C, et al. A novel compact ultra-wideband (UWB) bandpass filter with triple-notched bands[J]. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2015, 29(9): 1174-1180.
- [10] SARKAR P, GHATAK R, PAL M, et al. Compact UWB bandpass filter with dual notch bands using open circuited stubs[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012, 22(9): 453-455.
- [11] LIU F, QUN M. A new compact UWB bandpass filter with quad notched characteristics[J]. *Progress in Electromagnetics Research*, 2020, 88: 83-88.
- [12] KAMMA A, DAS R, BHATT D, et al. Multi mode resonators based triple band notch UWB filter[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(2): 120-122.
- [13] KAVOSI M, NOURINIA J, GHOBADI C, et al. A compact UWB ring resonator BPF with double notched bands[C]//2017 IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI). [S.l.]: IEEE, 2017: 69-71.
- [14] MOUSAVI O, ESKANDARI A R, KASHANI M M R, et al. Compact UWB bandpass filter with two notched bands using SISLR and DMS structure[J]. *Progress in Electromagnetics Research*, 2019, 80: 193-201.
- [15] GHAZALI A N, SAZID M, PAL S. Dual band notched UWB-BPF based on hybrid microstrip-to-CPW transition[J]. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2018, 86: 55-62.
- [16] GHAZALI A N, SAZID M, PAL S. Multiple passband transmission zeros embedded compact UWB filter based on microstrip/CPW transition[J]. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2021, 129: 153549.

编辑 税红