

谐波抑制优越的小尺寸 L-波段微带低通滤波器

L-Band Microstrip Lowpass Filter with Small Size and Excellent Harmonic Suppression

AAmirhossein Ghaderi、Saeed Roshani, 伊斯兰阿扎德大学, 克尔曼沙赫, 伊朗

具有极宽抑制带的微带低通滤波器 (LPF), 尺寸非常小, 截止频率 (f_c) 为 1.89GHz, 对 2 至 34 次谐波 (2.38 至 65GHz) 的抑制不低于 24dB。滤波器的拓扑结构简单, 由对称的改进 T 形谐振器、对称的改进旗形 (SMF) 谐振器和开路短截线组成, 后者作为抑制元件实现超宽的阻带。通带纹波低于 0.15dB。整体尺寸仅为 $0.153\lambda_g \times 0.065\lambda_g$, 其中 λ_g 为 f_c 处的导波长。该滤波器的品质因数 (FOM) 高达 32.465, 通带回波损耗优于 14.8dB。

微带 LPF 具有如高抑制性、小尺寸、宽阻带等期望的性能, 广泛应用于电信系统, 用来抑制不希望出现的带外尖峰^[1-2]。Raphika 等人^[3]报导了一种使用改进 T 形谐振器的 LPF。为了增加该滤波器的阻带宽度, 使用了四个阶梯阻抗

短截线。然而, 谐波抑制效果一般。Kalimi 等人^[4]开发了一种微带 LPF, 利用 T 形和 U 形谐振器达到适当的抑制水平。为了加宽阻带, 增加了径向短截线, 尽管这种结构本身阻带窄、占地大。Zhang 和 Li^[5]介绍了一种尺寸大、阻带窄的双层 LPF。Verma 等人所报道的结构^[6]很简单, 但体积很大, 阻带也很窄。Kufa 和 Raida^[7]引入了传统的 LPF, 使用开路短截线和嵌入的缺陷接地来减小电路尺寸; 然而, 它具有平缓的过渡带、巨大的尺寸和很弱的谐波抑制。文献[8-10]研究了一些通带内回波损耗高的低通滤波器, 但是它们受到宽过渡带和窄阻带的挑战。用缺陷接地平面来增加阻带宽度的尝试只取得了有限的成就, 并且这些滤波器也很大^[11-16]。Hayati 等人^[17]报道了一种采用六角形谐振器的紧凑的 LPF, 其通带回波损耗高。为了获得较高的抑制水平, 采用矩形短截线。然而, 这种结构仅抑制到 7 次谐波。Mirzaee 和 ViDe 的对称 LPF^[18]受到渐进截止和大尺寸的限制。Liu 等人的 LPF^[19]具有平缓的过渡带和狭窄的阻带。最近, 文献[20]提出了一种具有高回波损耗的新型 LPF, 使用了对称拓扑。

本文提出一种具有带外抑制的新型 LPF, 它使用对称的改进 T 形谐振器, 其有益的特性表现在紧凑、从 2.38 至 65GHz 的极宽阻带、通带中的高回波损耗 (14.8dB) 和拓扑简单。

滤波器设计

图 1 给出了 T 形谐振器的设计顺序, 包括谐振器 1、谐振器 2 和谐振器 3 的布局及其 $|S_{21}|$ 的仿真响应。谐振器 1 由两个矩形开口短截线和一个与窄传输线相连的高阻抗短截线组成。谐振器 1 具有平缓的过渡带, 通带纹波高。利用附加的低阻抗短截线 (谐振器 2), 实现了相对陡峭的过渡带。对于更陡峭的过渡带和可忽略的通带纹波, 使用对称拓扑 (谐振器 3)。

高-低阻抗无损线 (见图 2a) 的电感和电容根据式 (1) 和 (2) 计算, 开路短截线 (见图 2b) 的电容也是如此^[2]。短截线的电感可以忽略不计。

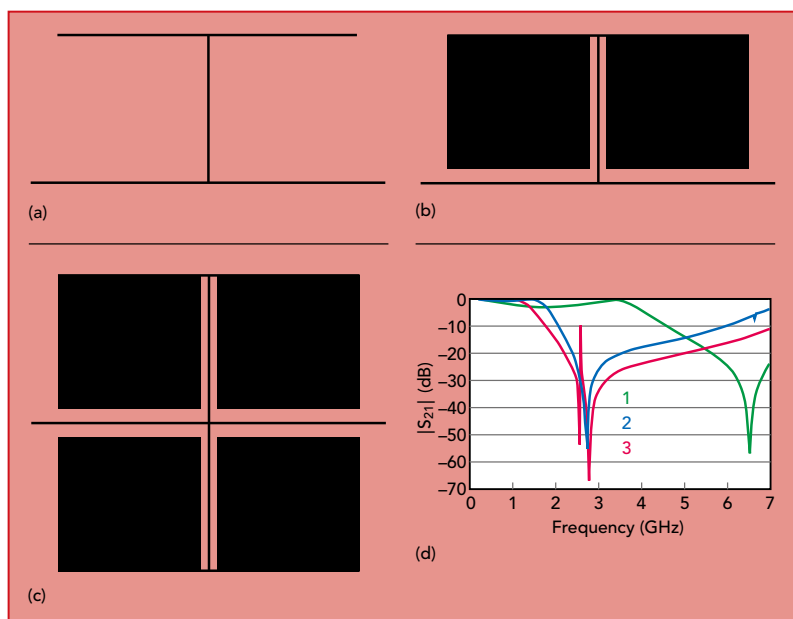


图 1: 谐振器布局: (a)1; (b) 2; (c)3; (d) $|S_{21}|$ 仿真。

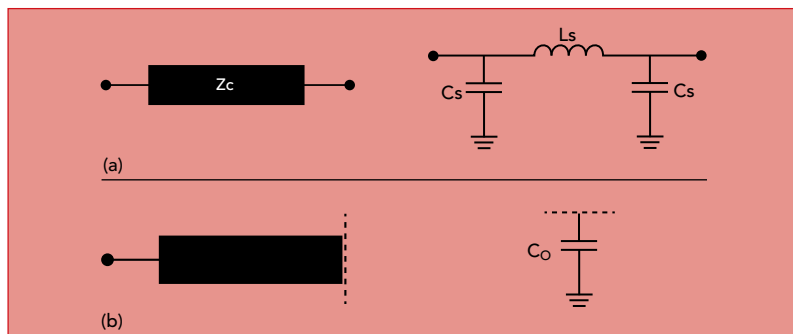


图 2: 布局 and L-C 模型: (a) 高-低阻抗无损线; (b) 开路短截线。

$$l_s = \frac{1}{\omega} \times Z_C \times \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (1)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega} \times \frac{1}{Z_C} \times \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (2)$$

为了建立阻带，采用对称的改进T形谐振器，如图3a所示，谐振器的L-C模型如图3b所示。传输线的电感和电容分别标记为L₁和C₁。L₂和C₂分别为高阻抗短截线的电感和电容。C₃是开路低阻抗短截线的电容。低阻抗短截线的电感可以忽略不计。L-C模型的取值见表1。

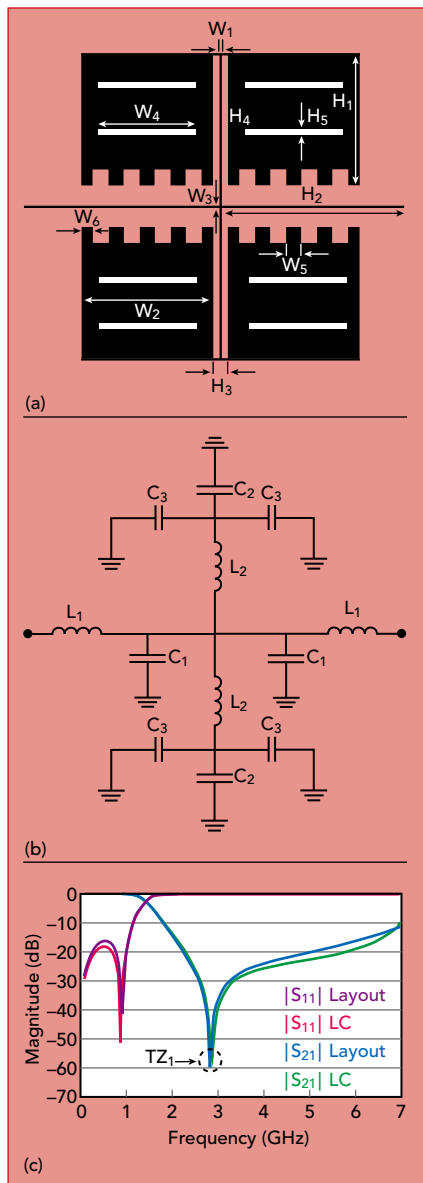


图3: 对称的改进T形谐振器: (a)布局; (b)L-C模型; (c)仿真响应。

表1 L-C 模型取值				
L ₁ (nH)	L ₂ (nH)	C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	C ₃ (pF)
6.634	2.377	0.298	0.088	0.6

EM和L-C仿真结果(见图3C)表明在2.83 GHz存在传输零点(TZ₁)。采用先进设计系统(ADS)软件对LPF进行仿真,假定RT-Duroid 5880衬底(ε_r=2.2, h=0.381mm, 损耗角正切值=0.0009)。谐振器的物理尺寸(单位:mm)为: H₁=3.3, H₂=8.75, H₃=0.42, H₄=3.55, H₅=0.137, W₁=0.1, W₂=3.43, W₃=0.1, W₄=2.46, W₅=0.38, W₆=0.4。TZ₁的计算采用图3b的L-C模型。

对于两端口网络^[1], ABCD矩阵定义为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中

$$A = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} \quad B = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} \quad (4)$$

$$C = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} \quad D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} \quad (5)$$

根据式(4)和(5), 可得所提谐振器的ABCD参数

$$A = \frac{S^4(8L_1L_2(2C_3+C_2)C_1) + S^2(8L_1C_1 + L_2(2C_3+C_2) + 2L_1(2C_3+C_2)) + 1}{1 + S^2L_2(2C_3+C_2)} \quad (6)$$

$$B = \frac{S^5(8L_1^2L_2(2C_3+C_2)C_1) + S^3(2L_1L_2(2C_3+C_2) + 8C_1L_1^2 + 2L_1^2(2C_3+C_2)) + 2SL_1}{1 + S^2L_2(2C_3+C_2)} \quad (7)$$

$$C = \frac{S^3(8L_2(2C_3+C_2)C_1) + S(8C_1 + 2(2C_3+C_2))}{1 + S^2L_2(2C_3+C_2)} \quad (8)$$

$$D = \frac{S^4(8L_1L_2(2C_3+C_2)C_1) + S^2(8L_1C_1 + L_2(2C_3+C_2) + 2L_1(2C_3+C_2)) + 1}{1 + S^2L_2(2C_3+C_2)} \quad (9)$$

由ABCD参数, S₂₁为^[1]

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (10)$$

所提谐振器的S₂₁为

$$S_{21} = \frac{(Z_0(L_2(2C_3+C_2)S^2 + 1))}{(Z_0 + L_1S) \left(\frac{4C_1Z_0S + Z_0(2C_3+C_2)S + 4C_1L_1S^2 + L_1(2C_3+C_2)S^2 + L_2(2C_3+C_2)S^2 + 1}{4C_1L_1L_2(2C_3+C_2)S^4 + 4C_1L_2Z_0(2C_3+C_2)S^3 + 1} \right)} \quad (11)$$

从式(11)中提取传输零点(TZ₁)

$$TZ_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2C_3+C_2)L_2}} \quad (12)$$

根据式(12), TZ₁是C₃的函数, 这里C₃是H₁的电容。通过减少H₁的长度, TZ₁和截止频率移至更高频率(见图4)。因此, 截止频率由TZ₁调节。对于低截止频率, TZ₁调节到2.872 GHz。表2中总结了C₃和H₁在不同取值时的截止频率。

对称的改进旗形谐振器

图5a给出了SMF谐振器的布局, 而L-C模型如图5b所示。传输线的电感和电容分别为L₃、L₄和C₄。L₅是高阻抗和低阻抗短截线的电感之和。C₅是开路低阻抗短截线电容。高阻抗短截线的电容可以忽略不计。在表3中给出了L-C模型值。EM和L-C仿真结果如图5C所示, 与模型一致。SMF谐振器在7.6 GHz下产生传输零点(TZ₂)。这种结构的物理尺寸(以mm计)为: W₇=3, W₈=0.29, W₉=0.41, W₁₀=0.25, W₁₁=0.1, W₁₂=3.25, H₆=3.24, H₇=2.97, H₈=13.61和H₉=0.37。

根据式(10)计算SMF谐振器的S₂₁为

$$S_{21} = \frac{(2Z_0(C_5L_5S^2 + 1)^2)}{\left((1 + (2C_5Z_0 + 4C_4Z_0)S + (C_5L_5 + 2C_5L_4 + 4C_4L_4)S^2 + 4Z_0C_5C_4L_5S^3 + 4C_5C_4L_4L_5S^4) (2Z_0 + (L_3 + 2L_4)S + (C_5L_5L_3 + 2C_5L_4L_3 + 4C_4L_4L_3 + 2C_5L_4L_5)S^3 + (2C_5Z_0L_3 + 4C_4Z_0L_3 + 2C_5Z_0L_5)S^2 + 4C_5C_4L_5L_3Z_0S^4 + 4C_5C_4L_5L_4L_3S^5) \right)} \quad (13)$$

从式 (13) 中提取 TZ_2

$$TZ_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_5 L_5)}} \quad (14)$$

根据式 (14), TZ_2 由 L_5 调谐 (见图6)。

为了获得宽阻带, 将对称的改进 T

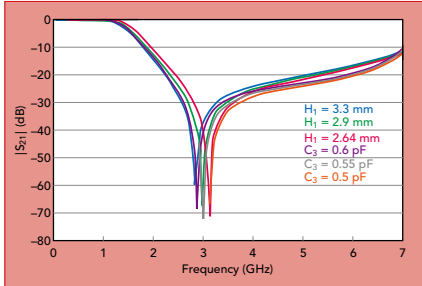


图4: 不同 H_1 和 C_3 下的对称改进 T 形谐振器 TZ_1 仿真。

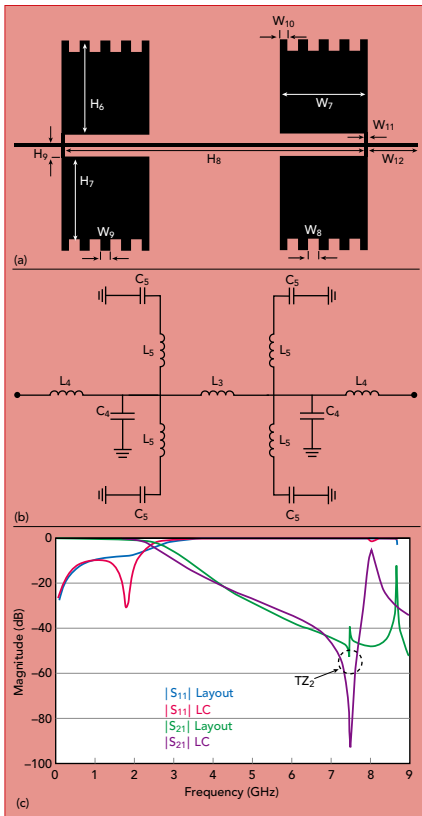


图5: SMF 谐振器: (a) 布局; (b) L-C 模型; (c) 仿真响应。

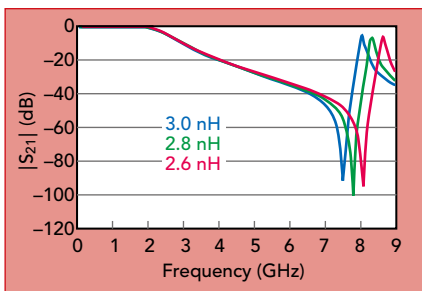


图6: 不同 L_5 下的 SMF 谐振器 $|S_{21}|$ 仿真。

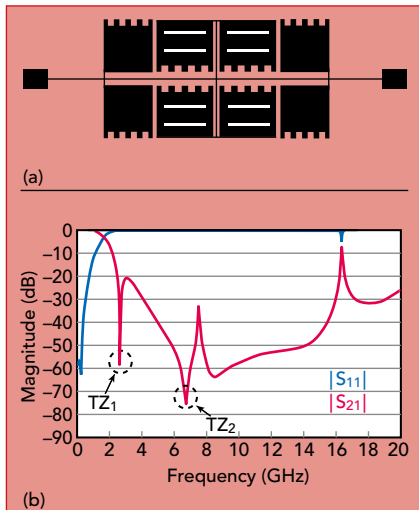


图7: 组合谐振器: (a) 布局; (b) 仿真响应。

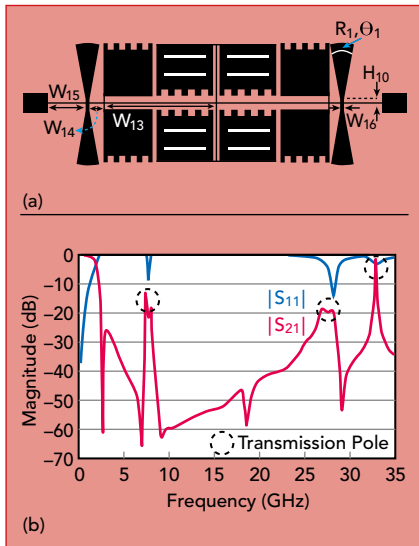


图8: 原始 LPF: (a) 布局; (b) 仿真响应。

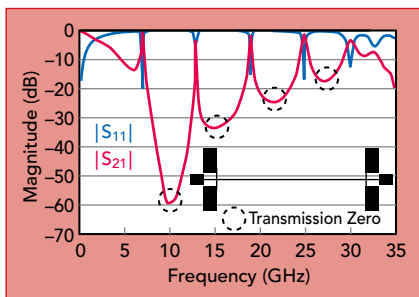


图9: 来自四个附加开路短截线的仿真传输零点。

形谐振器和 SMF 谐振器组合在一起, 如图 7a 所示。组合谐振器的电磁仿真如图 7b 所示。

该结构有两个传输零点 (TZ_1 和 TZ_2) 分别位于 2.7 GHz 和 6.6 GHz。

原始的和改进的 LPF

为了增加过渡带的锐度, 将四个径向短截线添加到组合谐振器中 (见图 8)。原始 LPF 具有尖锐的过渡带, 但阻带窄。这种结构的物理尺寸 (以 mm 为单位) 为: $W_{13}=6.73$, $W_{14}=0.88$, $W_{15}=2.33$, $W_{16}=0.64$, $H_{10}=0.25$, $R_1=4.06$, $\theta_1=20$ 度。

根据图 8b, 阻带受限于传输极点。为了实现更宽的阻带, 添加四个开路短截线作为抑制元件, 产生一些传输零点 (参见图 9)。电路布局和 EM 仿真分别如图 10a 和 10b 所示。这种改进的 LPF 的回波损耗高, 并且阻带被扩展到 35 GHz 以上。物理尺寸 (mm) 为: $W_{17}=1.5$, $W_{18}=0.1$, $W_{19}=1.52$, $H_{11}=2.79$, $H_{12}=0.76$ 。

最终的滤波器设计采用四个半圆形短截线 (见图 11)。它具有超宽的阻带 (2.38 至 65 GHz) 以及上至 34 次谐波的衰减 (24 dB)。物理尺寸 (mm) 为: $W_{19}=0.69$, $W_m=1.17$, $H_m=1.5$, $R_2=0.25$, $\theta_2=180$ 度。

仿真与测量

LPF 装在 RT-Duroid 5880 ($\epsilon_r=2.2$, $h=0.381$ mm, 损耗角正切值 $=0.0009$) 上, 使用 ADS 软件进行仿真, 并用 Keysight 8757A 网络分析仪进行测试 (参见图 11c)。它表现出从 2.38 到 65 GHz 的超宽阻带, 24 dB 抑制可达 34 次谐波。最终的滤波器在通带中具有 3 dB 截止频率 1.89 GHz 和高回波损耗 (14.8 dB)。总体尺寸仅为 17.7 mm \times 7.5 mm ($0.153\lambda_g \times 0.065\lambda_g$)。参照 Hayati 等人 [17] 列出的规范, 具备这些特性, 有益于无线应用。该滤波器与其他报道成果的对照列于表 4。该滤波器具有最大的阻带、最小的尺寸和最高的 FOM。

在表 4 中, 过渡带锐度 (ξ) 定义为

$$\xi = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{f_s - f_c} \text{ (dB/GHz)} \quad (15)$$

表2 C_3 和 H_1 取不同值时的截止频率

C_3 (pF)		0.6	0.55	0.5
H_1 (mm)		3.3	2.9	2.64
TZ_1 (GHz)	仿真值	2.872	2.998	3.124
	计算值	2.876	2.995	3.129
误差 (%)		0.14	0.10	0.16
Cutoff Frequency (GHz)		1.423	1.486	1.550

表3 L-C模型取值

参数	L ₄ (nH)	L ₅ (nH)	C ₄ (pF)	C ₅ (pF)	L ₃ (nH)
取值	0.470	3.000	2.325	0.150	4.193

表4 LPF性能比较

文献	ξ	RSB	SF	NCS	AF	谐波抑制	FOM
3	94	1.261	2	0.243 × 0.169	1	4	5.772
4	135	1.64	2.2	0.160 × 0.200	1	11	15.221
5	159	1.146	2	-	2	3	-
6	48.57	1.5	2	0.160 × 0.080	2	9	11.383
13	95.5	1.359	2	0.540 × 0.480	2	5	500.5
14	78	1.6	2	0.160 × 0.100	2	15	7.800
15	-	1.125	2	0.450 × 0.350	2	5	-
16	29.3	1.53	2.4	0.0075	2	10	7.172
17	84.69	1.51	2	0.143 × 0.156	1	7	11.625
18	58.6	1.43	2.5	0.220 × 0.110	1	7	8.657
19	52.8	1.529	2	0.081 × 0.113	1	10	17.640
20	97.4	1.87	2	0.100 × 0.190	1	29	19.172
本文	72	1.86	2.4	0.153 × 0.065	1	34	32.465

其中 α_{min} 和 α_{max} 分别为-3dB和-40dB处的抑制点。 f_s 是对应于 α_{max} 的频率, f_c 是对应于 α_{min} 的频率。相对阻带带宽(RSB)为

$$RSB = \frac{\text{阻带带宽}}{\text{阻带中心频率}} \quad (16)$$

抑制因子(SF)为

$$SF = \frac{\text{抑制水平}}{10} \quad (17)$$

归一化的电路尺寸(NCS)为

$$NCS = \frac{\text{物理尺寸(长} \times \text{宽)}}{\lambda g^2} \quad (18)$$

对于2D和3D电路,架构因子(AF)分别定义为1和2,FOM为

$$FOM = \frac{RSB \times \xi \times SF}{AF \times NCS} \quad (19)$$

结论

本文加工和测试了一款超宽抑制带LPF,它采用对称的改进T形和旗形谐振器。阻带宽度为62.62 GHz(从2.38到65 GHz),具有超过24dB的抑制。相比近期其他报道,这种配置具有最好的谐波抑制性能(从2到34次)和最小的尺寸。■

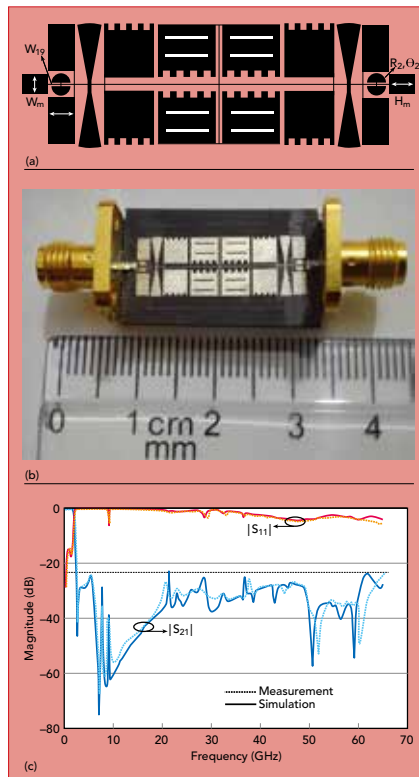


图11:完整的低通滤波器:(a)布局,(b)滤波器,(c)性能的仿真-实测对照。

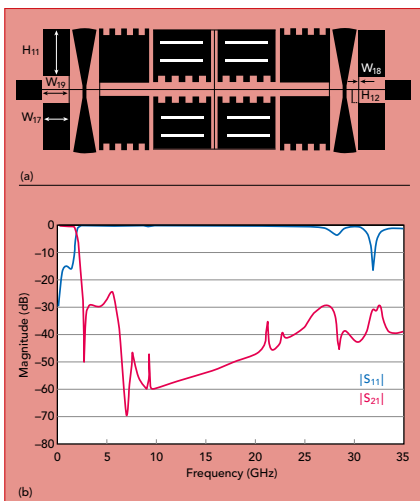


图10:改进后的LPF:(A)布局;(B)EM仿真。

参考文献

1. D. M. Pozar, Microwave Engineering, Third Edition, Wiley, New York, 2005.
2. J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Wiley, New York, 2004.
3. P. M. Raphika, P. Abdulla and P. M. Jasmine, "Planar Elliptic Function Lowpass Filter with Sharp Roll-Off and Wide Stopband," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 58, No. 1, January 2016, pp. 133-136.
4. Gh. Karimi, A. Lalbakhsh, Kh. Dehghani and H. Siakhkamari, "Analysis of Novel Approach to Design of Ultra-Wide Stopband Microstrip Lowpass Filter Using Modified U-Shaped Resonator," ETRI Journal, Vol. 37, No. 5, October 2015, pp. 945-950.
5. P. Zhang and M. Li, "A Novel Sharp Roll-Off Microstrip Lowpass Filter with Improved Stopband and Compact Size Using Dual-Plane Structure," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 58, No. 5, May 2016, pp. 1085-1088.
6. A. K. Verma, N. Chaudhari and A. Kumar, "Improved Performance Step Impedance Lowpass Filter," International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), Vol. 67, March 2013, pp. 761-770.
7. M. Kufa and Z. Raida, "Lowpass Filter with Reduced Fractal Defected Ground Structure," IET Electronics Letters, Vol. 49, No. 3, January 2013, pp. 199-201.
8. H. R. Khakzad, S. H. Sedighy and M. K. Amirhosseini, "Design of Compact SITLS Low Pass Filter by Using Invasive Weed Optimization (IWO) Technique," Applied Computational Electromagnetics Society Journal, Vol. 28, No. 3, March 2013, pp. 228-233.
9. K. Li, M. Zhao, Y. Fan, Z. Zhu and W. Cui, "Compact Lowpass Filter with Wide Stopband Using Novel Double-Folded SCMR Structure with Parallel Open-Ended Stub," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 36, November 2012, pp. 77-86.
10. S. S. Karthikeyan and R. S. Kshetrimayum, "Compact and Wide Stopband Lowpass Filter Using Open Complementary Split Ring Resonator and Defected Ground Structure," Radioengineering, Vol. 24, No. 3, September 2015, pp. 708-711.
11. A. Boutejdar, A. Omar and E. Burte, "High-Performance Wide Stop Band Lowpass Filter Using a Vertically Coupled DGS-DMS-Resonators and Interdigital Capacitor," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 56, No. 1, January 2014, pp. 87-91.
12. M. Xiao, G. Sun and X. Li, "A Lowpass Filter with Compact Size and Sharp Roll-Off," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 25, No. 12, December 2015, pp. 790-792.
13. Y. Zhang, L. Jin and L. Li, "Design of LPF Using Hi-Lo Interdigital DGS Slot," Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Electronics Express, Vol. 13, No. 9, March 2016, pp. 1-6.
14. F. C. Chen, H. T. Hu, J. M. Qiu and Q. X. Chu, "High-Selectivity Lowpass Filters with Ultrawide Stopband Based on Defected Ground Structures," IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 5, No. 9, September 2015, pp. 1313-1319.
15. A. Boutejdar, "Design of Broad-Stop Band Low Pass Filter Using a Novel QUASI-YAGI-DGS-Resonators and Metal Box-Technique," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 56, No. 3, March 2014, pp. 523-528.
16. S. Majidifar, "Design of High Performance Miniaturized Lowpass Filter Using New Approach of Modeling," Applied Computational Electromagnetics Society Journal, Vol. 31, No. 1, January 2016, pp. 52-57.
17. M. Hayati, M. Gholami, H. S. Vaziri and T. Zaree, "Design of Microstrip Lowpass Filter with Wide Stopband and Sharp Roll-Off Using Hexangular Shaped Resonator," IET Electronics Letters, Vol. 51, No. 1, January 2015, pp. 69-71.
18. M. Mirzaee and B. S. Virdee, "Realisation of Highly Compact Planar Lowpass Filter for UWB RFID Applications," IET Electronics Letters, Vol. 49, No. 22, October 2013, pp. 1396-1398.
19. S. Liu, J. Xu and Z. Xu, "Compact Lowpass Filter with Wide Stopband Using Stepped Impedance Hairpin Units," IET Electronics Letters, Vol. 51, No. 1, January 2015, pp. 67-69.
20. S. Roshani, "A Compact Microstrip Low-Pass Filter with Ultra Wide Stopband Using Compact Microstrip Resonant Cells," International Journal of Microwave and Wireless Technologies, September 2016, pp. 1-5.