

用于抑制互调干扰的非对称双阻带滤波器

郑建拥, 魏光辉

陆军工程大学石家庄校区, 电磁环境效应国家重点实验室, 河北 石家庄

收稿日期: 2021年10月25日; 录用日期: 2021年11月25日; 发布日期: 2021年12月2日

摘要

针对用频设备互调干扰的问题, 提出了在高频段采用双阻带滤波器的抑制方法。依据前期建立的用频设备二阶互调干扰预测模型, 利用谐振腔直接耦合技术, 通过频率变换来设定滤波器的极点和零点位置的方法, 直接设计符合干扰预测模型的双阻带滤波器。结果表明, 按此方法设计的滤波器中间通带损耗仅为 -0.42 dB, 可以将互调干扰抑制 40 dB。

关键词

双阻带滤波, 互调干扰抑制, 干扰模型

Asymmetric Double Stopband Filter for Suppressing Intermodulation Interference

Jianyong Zheng, Guanghui Wei

National Key Laboratory on Electromagnetic Environment Effects, Army Engineering University, Shijiazhuang Hebei

Received: Oct. 25th, 2021; accepted: Nov. 25th, 2021; published: Dec. 2nd, 2021

Abstract

Aiming at the problem of intermodulation interference of frequency equipment, a method of suppressing the intermodulation interference by using double stopband filter in high frequency band was proposed. According to the second-order and third-order intermodulation interference prediction model of frequency equipment established in the early stage, the method of setting the pole and zero position of the filter by frequency transformation is used to design the double-stopband filter which accords with the interference prediction model directly. The intermediate passband loss of the filter designed by this method is only -0.42 dB, and the intermodulation interference can be

suppressed at least 40 dB.

Keywords

Double Stopband Filter, Intermodulation Interference Suppression, Interference Model

Copyright © 2021 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 前言

用频设备的互调干扰问题, 一直是电磁兼容与防护的研究重点。目前的研究方法都是抑制互调产生的带外信号(谐波), 无法解决互调产生的带内干扰信号。而实际上, 互调产生的带内干扰才是最严重的问题。最根本的解决办法是在互调之前, 就消除或抑制可以产生带内干扰信号的互调源信号, 而这就需要全面厘清不同频率的互调源信号对用频设备的影响程度。基于前期提出的互调干扰预测建模方法, 已经可以针对不同设备建立其自身二阶互调干扰的预测模型[1] [2]。这就为接下来抑制互调源信号提供了基础。而抑制互调干扰最大的障碍之一就是插入损耗, 这是不可避免的。必须寻求一种损耗低、抑制效果好且设计灵活简单, 即可以根据干扰预测模型灵活变通地设计阻带的方法。基于此, 前期提出了自适应陷波的数字滤波方法, 取得了理想效果。但是该方法对采样频率要求很高, 对于高频(微波以上)的用频设备, 成本很高。因此尝试设计一种适合高频的微波双阻带滤波器。

图 1 给出了某型导航接收机的二阶互调阻塞干扰因子随辐射频偏变化的实测值, 由此可见, 互调干扰的敏感频带紧邻工作通带的两侧, 且相对高频来说属于较窄的频带, 且左右敏感频带不一定相同。这就为双阻带滤波器的设计提出了三点要求: 1) 两个阻带中间是工作通带, 因此中间通带的损耗必须极低, 应该比带通滤波器要低; 2) 倍频程衰减必须极大; 3) 设计要简单灵活, 且阻带通带要有比较高的可选择性, 这样才能便于设计对应不同设备的滤波器。而双阻带滤波器的相关研究并不丰富, 大多数并不同时满足以上三个要求。例如, 利用开阶阻抗谐振器[3]、有缺陷的阶梯阻抗谐振器[4]、双层结构[5]、基片集成波导[6]、紧凑型嵌入残端[7]设计的双阻带滤波器虽然滤波性能很好, 基于阶跃阻抗谐振器[8]、双半波长谐振器[9]的设计也具有很高的选择性, 但是位于中间的通带插损很大; 而基于同轴集成[10]、方形缺陷接地结构[11]、双耦合频率捷变[12]、多极点耦合线[13]、阶梯阻抗发夹谐振器[14]、耦合开放式希尔伯特谐振器[15]的设计具有良好的性能和选择性, 但是倍频程衰减不够大; 而基于基片集成同轴[16]和基片集成波导[17]的双频滤波器完美的满足了上述前两个要求, 却不具有频带选择性和灵活性。

基于以上考虑, 在前期建立的某型导航接收机的二阶互调干扰预测模型的基础上, 采用直接耦合微波双阻带滤波器的合成和设计方法[18] [19], 并进行非对称改进[20], 设计出符合干扰预测模型的微波非对称双阻带滤波器, 在左右敏感频带处设置两个阻带, 使互调之前就能抑制或消除能产生带内干扰的互调源信号, 以期达到抑制二阶互调干扰的目的。

2. 互调干扰预测模型

根据之前总结的设备复杂电磁环境效应研究方法, 已经可以得出某型导航接收机的二阶互调阻塞干扰模型, 具体见文献[1] [2], 因内容较多, 在此不再赘述, 其带外敏感频带及阈值情况见图 1 和图 2。图 1 横坐标为辐射频偏, 表示干扰频率偏离中心工作频率的数值, 负数表示低于工作频率, 正数表示高于工作频率; 纵坐标为二阶互调阻塞干扰因子, 其数值即为阻带设计的指标。图 2 横坐标为辐射频差, 即

两个干扰信号的频率差值, 纵坐标轴为二阶互调低频频阻塞干扰电平相对值[1] [2]。二阶互调阻塞干扰与两个干扰信号的频率差有关系, 接收机只在图示的频率差范围内能够出现二阶互调敏感。图 1 和图 2 可以明确清晰地显示出二阶互调干扰对导航接收机的阻塞效应敏感条件, 可以以此为基础设计相应的非对称双阻带滤波器, 削弱二阶互调干扰对导航接收机的阻塞效应。

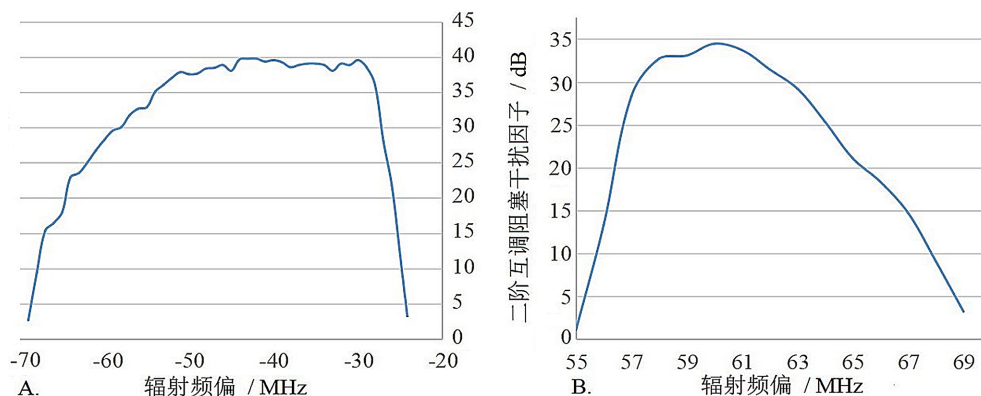


Figure 1. Second-order intermodulated blocking interference factor and radiation frequency deviation
图 1. 二阶互调阻塞干扰因子随辐射频偏的变化

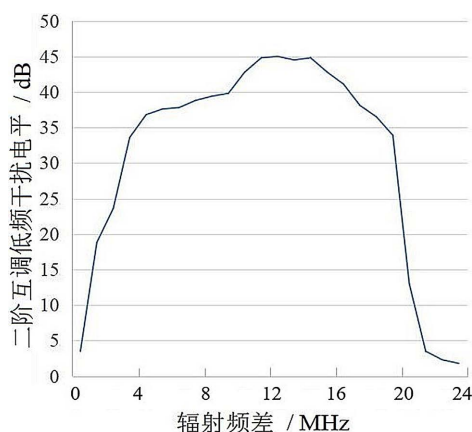


Figure 2. Second order intermodulated low frequency interference level and radiation frequency difference

图 2. 二阶互调低频干扰电平与辐射频差

3. 非对称双带阻滤波器设计

由图 1 可见, 某型导航接收机的二阶互调干扰敏感频带处于 $-70\text{ MHz}\sim-25\text{ MHz}$ 和 $+55\text{ MHz}\sim-70\text{ MHz}$ 频偏范围内, 左右敏感频带与工作频点非对称, 工作通带位于中间。这就需要非对称的双带阻滤波器[4]。之所以不直接使用带通滤波器, 是因为双带阻滤波器虽然对远离工作频率的频带没有效用, 但是在通带内有更低的损耗和更高的处理功率[3], 在此不再赘述。该方法通过将波导、同轴、介质谐振器或平面技术综合实现, 谐振器由耦合元件直接耦合, 而不是由相位长度耦合。同时利用了两次频率变换而不需优化, 即可完成从低通到双带通。然后根据带通与带阻的关系, 将双带通的零点和极点变成双带阻的极点和零点, 来设计两个指定阻带的滤波器, 具有灵活简单的优点。下面简要介绍设计流程。

假设具体通带范围为 (f_{b1}, f_{a1}) 和 (f_{b2}, f_{a2}) , 图 3 所示的是两次频率变换的过程, ω 表示低通滤波器所处的频域, f 表示要设计的滤波器所处的频域。对单带通滤波器而言, 通常是在 ω 域内设计, 经过一

次频率变换为 f 域。但是为了设计双带, 需要对 ω 域中的频率响应连续应用两次频率变换才可以得到 f 域中的频率响应, 因此引入 ϖ 作为第一次变换后的中间频域[20]。

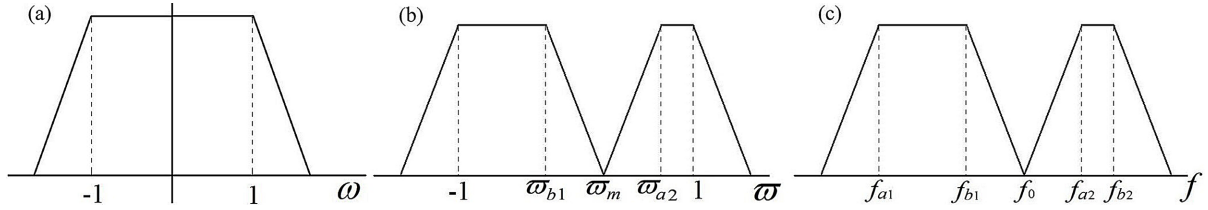


Figure 3. Two frequency conversion processes
图 3. 两次频率变换过程

从 ω 域到 ϖ 域的频率变换如下:

$$W = \frac{W'}{s_1} + \frac{s_2}{W' - j\varpi_m} \quad \varpi > \varpi_m \tag{1}$$

$$W = \left(\frac{W'}{s_3} + \frac{s_4}{W' - j\varpi_m} \right) \quad \varpi < \varpi_m \tag{2}$$

其中, $W = j\omega$, $W' = j\varpi$ 。而 s_1, s_2, s_3, s_4 由 ϖ 域的截止频率和给定的通带范围决定, ϖ_m 只能在 ϖ_{b1} 和 ϖ_{a2} 之间任意指定。表 1 为 ω 域到 ϖ 域的频率转换关系。同样, ϖ 域到 f 域的关系如下:

$$W' = \frac{W''}{d_1} + \frac{d_2}{W''} \tag{3}$$

其中, $W'' = jf$ 。 d_1, d_2 也是由 f 域的截止频率和给定的通带范围决定, f_0 只能在 f_{b1} 和 f_{a2} 之间任意指定。三域之间的截止频率转换关系见表 1。

Table 1. Cutoff frequency conversion relationship of the three domains
表 1. 三域之间的截止频率转换关系

ω 域	ϖ 域	f 域
-1	-1	f_{a1}
-1	ϖ_{b1}	f_{b1}
1	ϖ_{a2}	f_{a2}
1	1	f_{b2}
	ϖ_m	f_0

由表 1 和公式(1)~(3)可得:

$$\left\{ \begin{aligned} S_1 &= \frac{1 - \varpi_m - \varpi_{a2}^2 + \varpi_m \varpi_{a2}}{1 - 2\varpi_m + \varpi_{a2}}, & d_1 &= f_{b2} - f_{a1}, & \varpi_{a2} &= \frac{f_{a2}}{d_1} - \frac{d_2}{f_{a2}} \\ S_2 &= \frac{(\varpi_{a2} + 1)(\varpi_{a2} - \varpi_m)(1 - \varpi_m)}{1 - \varpi_m - \varpi_{a2}^2 + \varpi_m \varpi_{a2}}, & d_2 &= \frac{f_{a1} \cdot f_{b2}}{f_{b2} - f_{a1}} \\ S_3 &= \frac{1 + \varpi_m - \varpi_{b1}^2 + \varpi_m \varpi_{b1}}{1 - 2\varpi_m - \varpi_{b1}}, & \varpi_m &= \frac{f_0}{d_1} - \frac{d_2}{f_0} \\ S_4 &= \frac{(1 - \varpi_{b1})(1 + \varpi_m)(\varpi_m - \varpi_{b1})}{1 - \varpi_m - \varpi_{b1}^2 + \varpi_m \varpi_{b1}}, & \varpi_{b1} &= \frac{f_{b1}}{d_1} - \frac{d_2}{f_{b1}} \end{aligned} \right. \tag{4}$$

由上式可以基本确定双带通滤波器的基本参数, 接着根据带通与带阻滤波器之间的关系, 完成零极点的交换。从带通产生带阻特性, 只需交换反射和传输函数(包括常量)即可[20]:

$$S_{11}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)} \quad (5)$$

最后, 从 ω 域滤波器的传输函数可以得到双阻带滤波器的耦合矩阵[21], 至此完成双带阻滤波器设计。

4. 仿真设计

根据图 1 的二阶互调敏感曲线, 可得图 4, 即阻带设计的目标曲线。双阻带的设计应最大可能的拟合图 4 的曲线, 并尽可能保证中间通带的损耗最小。按此要求, 仿真设计一个 10 级的非对称双阻带滤波器。

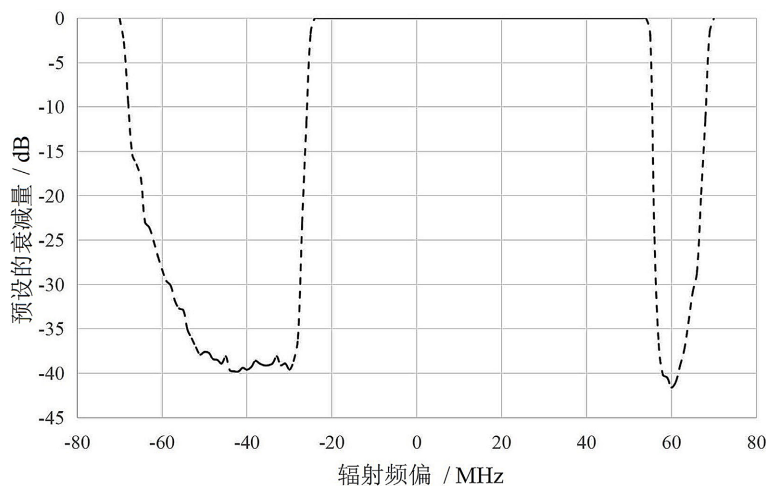


Figure 4. Target stopband
图 4. 目标阻带

首先, 根据频带要求确定反射零点和传输零点, 以确定滤波器的传递多项式。根据目标阻带要求和滤波器传输零点的选取规定, 在 ω 域, 传输零点在 ± 1.4733 处, 而反射零点大概在 ± 1.7213 和 ± 0.7402 , 具体方法可见文献[19] [21]。结合公式(4)描述的频率变换关系, 可以得到滤波器的主要参数见表 2。

结合表 2 的参数, 参照文献[21]的方法, 计算出耦合矩阵, 见下式:

$$M = \begin{bmatrix} 0.0 & 0.3625 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.0 \\ 0.3625 & 0.1972 & 0.7624 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.1258 & 0.0 \\ 0.0 & 0.7624 & -0.5144 & 0.5319 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.001 & -0.082 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.5319 & 0.2 & 0.6287 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.058 & -0.122 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.6287 & -0.912 & 0.8002 & 0.0 & -0.6248 & 0.7125 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.8002 & -0.74 & 0.205 & 0.0672 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.25 & -0.531 & 0.8002 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.6248 & 0.0672 & 0.8002 & 0.0194 & 0.6287 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.058 & 0.7125 & 0.0 & 0.0 & 0.6287 & 0.2 & 0.5319 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -0.001 & -0.122 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.5319 & -0.5144 & 0.7624 & 0.0 \\ 1.0 & 0.1258 & -0.082 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.7624 & 0.1972 & 0.3625 \\ 1.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.3625 & 0.0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Table 2. Specific parameters related to filter

表 2. 滤波器相关具体参数

s_1	s_2	s_3	s_4	d_1	d_2	ω_{b1}	ω_{a2}	ω_m
0.3152	0.7215	0.5394	0.9173	98	35216	-0.2685	0.4692	0.3658

至此, 完成该双阻带滤波器的设计。图 5 为该滤波器的频响函数与目标阻带曲线的对比。

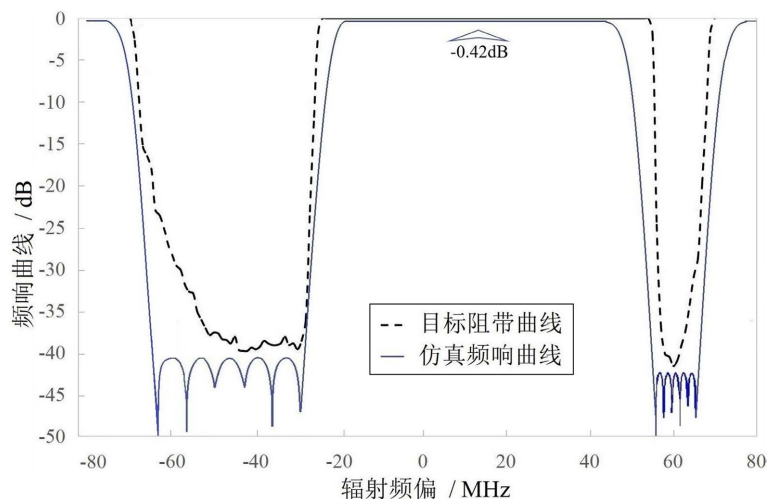


Figure 5. Target stopband and filter frequency response curves

图 5. 目标阻带和滤波频响曲线

由图 5 可见, 仿真设计的滤波器阻带可以基本满足预设的目标要求。中间通带损耗为-0.42 dB。图 6 为该滤波器的拓扑结构图。

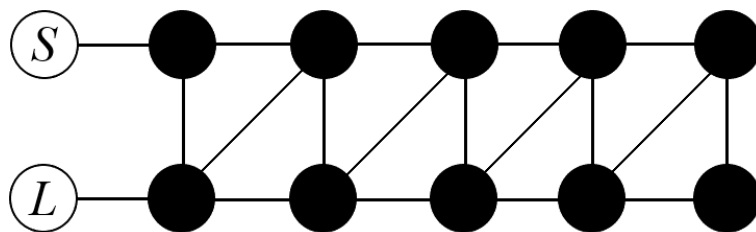


Figure 6. The topology of the filter

图 6. 滤波器的拓扑结构

5. 结论

针对高频情况下的二阶互调干扰的问题, 基于二阶互调干扰预测模型, 利用直接耦合方式设计了微波双阻带滤波器。仿真证明该滤波器具有符合干扰预测模型的阻带, 可以滤除 40 dB 以内的干扰, 有效地抑制二阶互调干扰。

参考文献

- [1] 魏光辉, 郑建拥, 赵宏泽, 等. 用频设备二阶互调低频阻塞效应建模评估方法[J]. 北京理工大学学报, 2021, 41(10): 1095-1102.
- [2] 王雅平, 魏光辉, 李伟, 等. 接收机带内双频阻塞干扰机理建模与验证[J]. 北京理工大学学报, 2018, 38(7): 709-714.

- [3] Vanukuru, V.N.R. and Velidi, V.K. (2020) Millimeter-Wave CMOS 30/80 GHz Sharp-Rejection Dual-Band Bandstop Filters Using TFMS Open-Stepped-Impedance Resonators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, **68**, 201-205.
- [4] Amiri, S. and Khajavi, M. (2016) Improvement the Design of Microwave Dual-Band BPF by DGS Technique. *Microwave and Optical Technology Letters*, **58**, 2133-2137. <https://doi.org/10.1002/mop.29990>
- [5] Chen, Z.H., Zhang, S.X. and Chu, Q.X. (2016) Dual-Band Bandstop Filter with Tunable Lower Stopband Based on Double-Layer Structure. *Microwave & Optical Technology Letters*, **58**, 2273-2276. <https://doi.org/10.1002/mop.30020>
- [6] Zhou, K., Zhou, C.X. and Wu, W. (2017) Substrate Integrated Waveguide Dual-Band Filter with Wide-Stopband Performance. *Electronics Letters*, **53**, 1121-1123. <https://doi.org/10.1049/el.2017.1556>
- [7] Yang, S. (2016) A Compact Dual-Band Bandstop Filter Having One Spurline and Two Embedded Open Stubs. *Journal of Electrical Systems & Information Technology*, **3**, 314-319. <https://doi.org/10.1016/j.jesit.2015.12.004>
- [8] Shi, L., Zhao, L. and Zhang, X. (2020) Dual-Band Filter with High Selectivity and Wide Stopband Rejection. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, **30**, e22403. <https://doi.org/10.1002/mmce.22403>
- [9] Shriman, N. and Yatendra Kumar, S. (2021) Dual-Band Bandpass to Bandstop Switchable Filter with Independently Tunable Center Frequency and Bandwidth. *Microwave & Optical Technology Letters*, **63**, 2704-2709. <https://doi.org/10.1002/mop.32939>
- [10] Azad, A.R. and Mohan, A. (2018) Substrate Integrated Waveguide Dual-Band and Wide-Stopband Bandpass Filters. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, **28**, 660-662. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2018.2844103>
- [11] Tian, Z., Rao, Y., Deng, Z., et al. (2019) Reconfigurable Dual-Band Filtering Power Divider with Ultra-Wide Stopband Using Hybrid Microstrip/Square Defected Ground Structure. 2019 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Boston, 2-7 June 2019, 428-431. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2019.8700805>
- [12] Fan, M., Song, K., Yang, L., et al. (2020) Frequency-Tunable Constant-Absolute-Bandwidth Single-/Dual-Passband Filters and Diplexers with All-Port-Reflectionless Behavior. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **69**, 1365-1377. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.3040481>
- [13] Xue, Q., Feng, W.J., Hong, M.L. and Che, W.Q. (2017) Dual-Band Microstrip Bandstop Filter With Multiple Transmission Poles Using Coupled Lines. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, **27**, 236-238.
- [14] Dzhumamuhambetov, J., Bakitgul, A. and Gorur, A. (2019) A Novel Dual-Band Microstrip Bandstop Filter Based on Stepped Impedance Hairpin Resonators. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, **84**, 139-146.
- [15] Radonić, V., Birgermajer, S., Cselyuszka, N., et al. (2019) Compact Dual-Band Bandstop Filter Based on Coupled Open-Ended Hilbert Resonators. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, **33**, 1318-1328. <https://doi.org/10.1080/09205071.2019.1607568>
- [16] Wu, Q.Y., Wang, H., Yang, Y.M., Yu, X.M. and Shi, X.W. (2021) Design of Coaxial Dual-Band Filter with High Stopband Rejection. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, **31**, e22860. <https://doi.org/10.1002/mmce.22860>
- [17] Cheng, F., Li, X.T., Lu, P., et al. (2020) Synthesis and Design of SIW Dual-Band Narrow-Band Bandstop Filter. *Electromagnetics*, **40**, 303-312. <https://doi.org/10.1080/02726343.2020.1780374>
- [18] Faisal, M., Khalid, S., Rehman, M. and Abdul Rehman, M. (2021) Synthesis and Design of Highly Selective Multi-Mode Dual-Band Bandstop Filter. *IEEE Access*, **9**, 43316-43323. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3065729>
- [19] Cameron, R.J., Ming, Y. and Ying, W. (2005) Direct-Coupled Microwave Filters with Single and Dual Stopbands. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, **53**, 3288-3297. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.859032>
- [20] 徐卫丰, 温海滨, 李刚, 等. 非对称双阻带滤波器的综合与设计[C]//中国电子学会. 2009年全国微波毫米波会议论文集. 北京: 电子工业出版社, 2009: 61-64.
- [21] Cameron, R.J. (2003) Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, **51**, 1-10. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2002.806937>