

# 作弊防控系统中独立可调双频带通滤波器设计

石光明<sup>1</sup>, 马震远<sup>2,3</sup>, 麦智荣<sup>4</sup>, 林智勇<sup>2</sup>

(1. 广东产品质量监督检验研究院, 广东广州 510670; 2. 广东技术师范大学, 广东广州 510665;  
3. 广州启辰电子科技有限公司, 广东广州 510670; 4. 广州市教育基建和装备中心, 广东广州 510180)

**摘 要:** 文章提出了一种独立可调双频带通滤波器. 该滤波器主要由一对加载变容二极管的并联耦合短路线、一对加载变容二极管的  $\lambda/2$  开路谐振器和公共输入输出部分组成. 变容二极管和并联耦合短路线并联构成一个谐振器, 产生第一通带.  $\lambda/2$  开路谐振器加载变容二极管, 产生第二通带. 通过改变加载在变容二极管上的偏置电压来改变变容二极管的电容值, 使谐振器的谐振频率发生偏移, 从而调节滤波器工作频率. 结果表明, 第一通带和第二通带的中心频率变化范围分别为 0.2 ~ 0.4 GHz 和 1.2 ~ 1.42 GHz, 调节百分比分别为 66.5% 和 15.4%. 仿真与测试的结果吻合良好, 证明该设计方法是有效的. 该滤波器可应用到作弊防控系统中.

**关键词:** 独立可调; 双频; 带通滤波器; 作弊防控系统

**中图分类号:** TN73      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2020)08-1641-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.08.025

## Design of an Independently Adjustable Dual-band Bandpass Filter for Cheat Prevention and Control System

SHI Guang-ming<sup>1</sup>, MA Zhen-yuan<sup>2,3</sup>, MAI Zhi-rong<sup>4</sup>, LIN Zhi-yong<sup>2</sup>

(1. Guangdong Testing Institute of Product Quality Supervision, Guangzhou, Guangdong 510670, China;  
2. Guangdong Polytechnic Normal University, Guangzhou, Guangdong 510665, China;  
3. Guangzhou Qichen Electronics Technology Co., Ltd., Guangzhou, Guangdong 510670, China;  
4. Guangzhou Education Infrastructure and Equipment Center, Guangzhou, Guangdong 510180, China)

**Abstract:** This paper presents an independently adjustable dual-band bandpass filter. The filter is mainly composed of a pair of varactor-loaded parallel coupling short circuits, a pair of  $\lambda/2$  varactor-loaded open resonators, and a common input/output component. The varactor diode and the parallel coupling short circuits are connected in parallel to form a resonator which produces the first passband. The  $\lambda/2$  varactor-loaded open resonators are used to load the varactors and produce the second passband. By adjusting the bias voltage on the varactors to change the capacitance value of the varactors, the resonant frequency of the resonators can be shifted and thus the operating frequency of the filter can be adjusted. Both the simulation and testing results show that, the center frequencies of the first and second passbands range from 0.2 to 0.4 GHz and from 1.2 to 1.42 GHz, respectively, and their adjustment percentages are 66.5% and 15.4%, respectively. The simulation results are well consistent with the testing results, proving that our filter design method is effective. The designed filter can be applied to the cheat prevention and control system.

**Key words:** independently adjustable; dual-band; bandpass filter; cheat prevention and control system

### 1 引言

随着技术的飞速发展,高科技作弊手段层出不穷,但究其根本,无线电作弊仍然是最主要的作弊手段.因

此,加强无线电作弊的防控尤为重要.无线电通信技术的不断进步,使得无线电作弊方式趋于多样化.通信方式由语音到数字,通信频段由固定频段通信到跳频通信,无线电作弊频段范围宽,涵盖了甚高频和特高频频

段,抗干扰能力也越来越强<sup>[1]</sup>.这些改变都给传统作弊防控设备造成了巨大的挑战.

电调滤波器具有频率和带宽可调的特性,广泛适用于各种通信系统中,尤其是电子对抗和跳频通信设备.电调滤波器也适用于作弊防控设备当中,由于其工作频率和带宽可变,因而既可提高作弊防控设备的防控能力,又可减少滤波器使用的数量、降低设备成本.

近年来,关于单频电调滤波器的研究很多,文献[2, 3]提出了一种双频四阶带通滤波器,该类型滤波器选择性好,工作在两个频段,电路利用率高,但工作频率固定,限制了电路利用率的进一步提高.文献[4~6]设计了一种单频可调滤波器,频率调节范围分别为42%<sup>[4]</sup>、90%<sup>[5]</sup>和110%<sup>[6]</sup>.文献[7]展示了一种双频可调滤波器,但只有第一通带可调,第二通带是固定的.文献[8]提出了一种滤波功分器,其频率调节范围为0.62~0.85GHz,且工作带宽控制在 $60 \pm 2.5$ MHz.文献[9,10]设计了一种独立可调双频带通滤波器,第一通带和第二通带频率调节范围分别为1.85~2.67GHz、3.84~5.34GHz<sup>[9]</sup>和0.98~1.22GHz、1.63~1.95GHz<sup>[10]</sup>.前面所提到的滤波器设计均不包括甚高频频段,均设计在特高频频段,甚至是超高频频段,但却为本文设计的应用于作弊防控系统中的独立可调双频滤波器提供了理论基础.目前,考试作弊用得较多的是0.2~0.4GHz和1.2~1.4GHz频段,覆盖了甚高频和特高频频段.

本文提出了一种独立可调的双频带通滤波器.其工作频率分别为0.2~0.4GHz和1.2~1.42GHz,覆盖了甚高频和特高频频段,适用于作弊防控系统中.双频带通滤波器的主要设计原理在于,利用变容二极管电容可变特性,我们可以通过改变加载在变容二极管上的偏置电压来调节变容二极管的电容值,从而使谐振器谐振频率偏移,进而调节滤波器的工作频率.由于本文设计的双频滤波器两个通带相隔较远,通带之间的耦合很弱,因此可以独立调节每个通带工作频率.

## 2 理论分析

图1(a)为本文设计的带通滤波器结构示意图.它具有对称结构,由一对加载变容二极管的并耦合短路线、一对加载变容二极管的 $\lambda/2$ 开路谐振器和公共输入输出微带线组成, $R_i$ 和 $C_i$ 分别表示限流电阻和隔直电容,其电路拓扑结构如图1(b)所示.谐振器 $R_1$ 和 $R_2$ 产生第一通带,第一通带频率通过反向偏置电压 $V_1$ 来调节.谐振器 $R_3$ 和 $R_4$ 产生第二通带,第二通带通过反向偏置电压 $V_2$ 来调节.两个通带相隔较远,通带之间的耦合很弱,因此可以实现独立调节.

在图1(a)中, $L_1$ 为微带馈电线的长度,微带馈电线分别通过直接耦合和平行耦合的方式给谐振器 $R_1$ 、 $R_2$

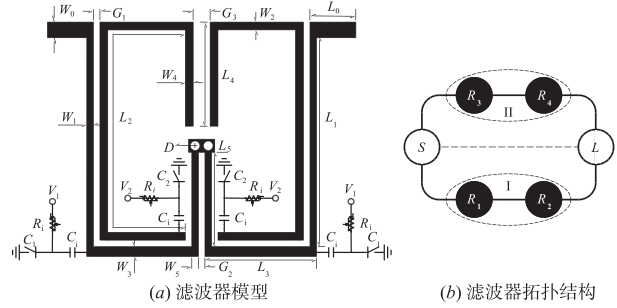


图1 独立可调双频滤波器结构示意图

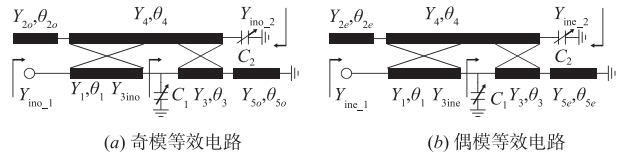


图2 独立可调双频滤波器的奇偶模等效电路

和 $R_3$ 、 $R_4$ 馈电.运用奇偶模分析方法,得到滤波器的奇偶模等效电路如图2所示,其中图2(a)为奇模等效电路,图2(b)为偶模等效电路.用 $Y$ 表示对应微带线导纳, $\theta$ 表示对应微带线电长度, $Y_{ino,1}$ 和 $Y_{ino,2}$ 分别表示第一通带谐振频率 $f_1$ 的奇模和偶模等效电路的输入导纳, $Y_{ine,1}$ 和 $Y_{ine,2}$ 分别表示第二通带谐振频率 $f_2$ 的奇模和偶模等效电路的输入导纳,则有:

$$Y_{ino,1,ine,1} = Y_1 \frac{Y_{3ino,3ine} + jY_1 \tan\theta_1}{Y_1 + j\tan\theta_1 Y_{3ino,3ine}} \quad (1)$$

$$Y_{ino,2,ine,2} = j\omega C_2 + Y_4 \frac{jY_{2o,2e} \tan\theta_{2o,2e} + jY_4 \tan\theta_4}{Y_4 - Y_{2o,2e} \tan\theta_{2o,2e} \tan\theta_4} \quad (2)$$

其中,

$$Y_{3ino,3ine} = j\omega C_1 + Y_3 \frac{-jY_{5o,5e} \cot\theta_{5o,5e} + jY_3 \tan\theta_3}{Y_3 + Y_{5o,5e} \cot\theta_{5o,5e} \tan\theta_3} \quad (3)$$

在谐振的情况下,奇偶模输入导纳虚部为零,即:

$$\text{Im}[Y_{ino,1}] = \text{Im}[Y_{ine,1}] = 0 \quad (4)$$

$$\text{Im}[Y_{ino,2}] = \text{Im}[Y_{ine,2}] = 0 \quad (5)$$

由式(1)~(5)解得,

$$f_{\text{odd1,even1}} = \frac{Y_{5o,5e} \cot\theta_{5o,5e} Y_a - Y_3 Y_b}{2\pi C_1 (Y_3 + Y_{5o,5e} \cot\theta_{5o,5e} \tan\theta_3)} \quad (6)$$

$$f_{\text{odd2,even2}} = \frac{Y_4 (Y_{2o,2e} \tan\theta_{2o,2e} + Y_4 \tan\theta_4)}{2\pi C_2 (Y_{2o,2e} \tan\theta_{2o,2e} \tan\theta_4 - Y_4)} \quad (7)$$

其中,

$$Y_a = Y_3 - Y_1 \tan\theta_1 \tan\theta_3 \quad (8)$$

$$Y_b = (Y_1 \tan\theta_1 + Y_3 \tan\theta_3) \quad (9)$$

由式(6)、(7)可以看出,谐振频率 $f_1$ 和 $f_2$ 的奇偶模谐振频率 $f_{\text{odd1}}$ 、 $f_{\text{even1}}$ 和 $f_{\text{odd2}}$ 、 $f_{\text{even2}}$ 分别受电容二极管 $C_1$ 和 $C_2$ 控制.谐振频率 $f_i$ 和奇偶模谐振频率 $f_{\text{oddi}}$ 、 $f_{\text{eveni}}$ 之间的关系如下:

$$f_i = \frac{f_{\text{oddi}} + f_{\text{eveni}}}{2} \quad (10)$$

其中,  $i=1,2$ .

结合式(6)和(10)可知,在构成谐振器的微带线导纳和电长度确定的情况下,谐振频率  $f_i$  和电容  $C_i$  成反比. 由于  $C_i$  随  $V_i$  增大而减小,因此谐振频率  $f_i$  随  $V_i$  增大而增大. 同理可知,谐振频率  $f_2$  和电容  $C_2$  成反比,  $f_2$  随  $V_2$  增大而增大. 图 3 展示了谐振频率与可变电容的关系. 由图 3 可知,谐振频率  $f_1$  和  $f_2$  分别随着可变电容  $C_1$  和  $C_2$  增大而减小. 图 3(a) 中的  $L_5$  和  $W_5$  分别为第一通带谐振器耦合部分微带线的长度和宽度,当  $L_5$  增大时,谐振频率  $f_1$  减小;当  $W_5$  增大时,耦合部分微带线阻抗减小,谐振频率  $f_1$  增大. 图 3(b) 中的  $L_4$  和  $W_4$  分别表示第二通带谐振器耦合部分微带线长度和宽度,当  $L_4$  增加时,谐振频率  $f_2$  减小;然而,当  $W_4$  增加时,耦合部分微带线阻抗减小,谐振频率  $f_2$  也随着减小.

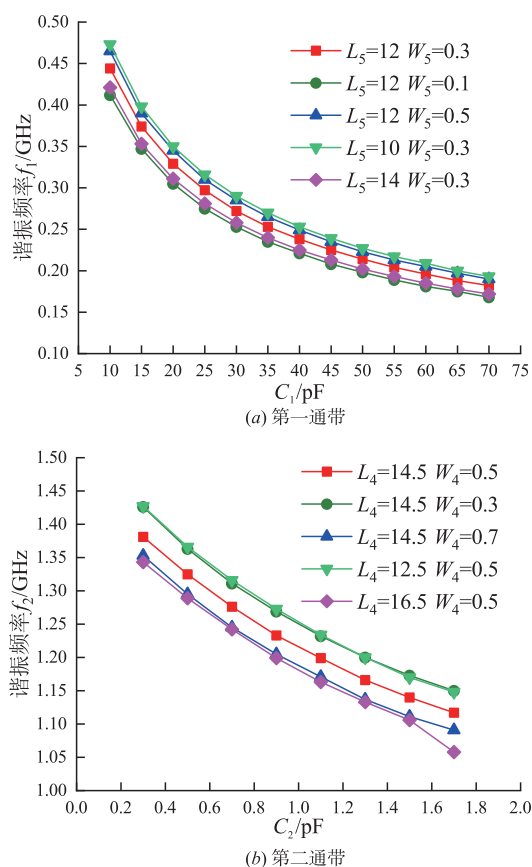


图3 谐振频率与可变电容关系

### 3 滤波器设计

本文使用 FR-4 板材作为滤波器的介质基板,其介电常数为 4.4,板厚为 1mm,正切损耗角为 0.02. 由于第一通带谐振频率低,使用型号为 SMV1255 的变容二极管来调节  $f_1$ ,其特点是等效电容大,电容调节范围为 4.26 ~ 58.28pF,内部等效电阻仅 1 $\Omega$ . 第二通带谐振频率高,使用型号为 SMV2202 的变容二极管来调节  $f_2$ ,其

特点是等效电容小,电容调节范围为 0.31 ~ 3.14pF,内部等效电阻达 3 $\Omega$ . 采用图 1(a) 所示电路结构,通过仿真,得到独立可调双频带通滤波器的 S 参数如图 4 虚线部分所示. 图 4(a) 虚线所示曲线为单独调节第一通带的 S 参数,从第一通带的 S 参数可知,在  $V_2$  固定在 20V 的情况下,  $V_1$  从 0.5V 增大到 2.4V,第一通带的工作频率从 0.2GHz 增大到 0.4GHz,插入损耗从 3.3dB 减小到 1.9dB,3dB 绝对带宽从 65MHz 增大到 128MHz,而第二通带的工作参数保持不变. 图 4(b) 虚线所示曲线为单独调节第二通带的 S 参数,  $V_1$  固定在 2.4V 的情况下,  $V_2$  从 3.5V 增大到 20V,第二通带的工作频率从 1.2GHz 增大到 1.42GHz,插入损耗从 4.0dB 减小到 2.5dB,3dB 绝对带宽从 90MHz 增大到 112MHz,而第一通带的工作参数保持不变. 由此可见本文所设计的双频带通滤波器是独立可调的,并且符合设计要求.

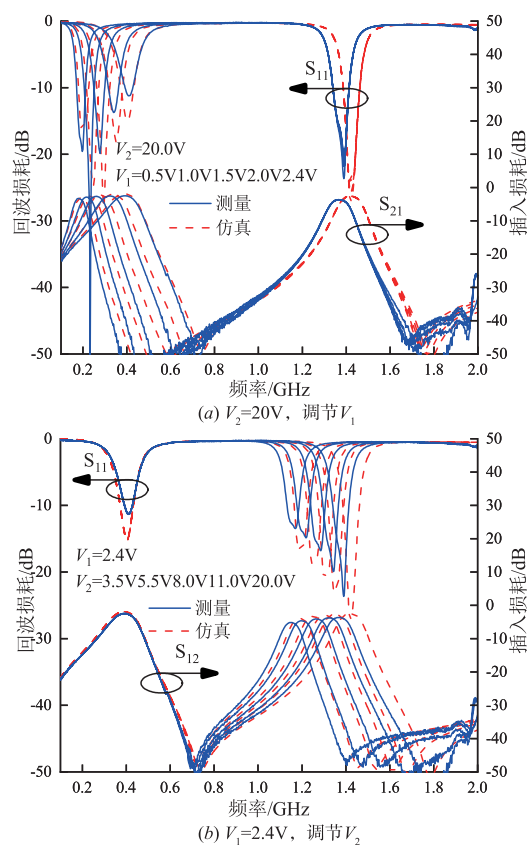


图4 独立可调双频滤波器的S参数

通过对图 1(a) 所示的独立可调双频滤波器的结构进行仿真和优化,最终确定滤波器的尺寸如表 1 所示,测试的实物如图 5 所示. 为了减小隔直电容、限流电阻的影响,通过仿真,最终确定图 1(a) 中隔直电容  $C_i = 1000\text{pF}$ ,限流电阻  $R_i = 470\text{K}\Omega$ .

为了验证滤波器的有效性,使用网络分析仪对加工后的滤波器进行测试,得到滤波器的实测 S 参数如图

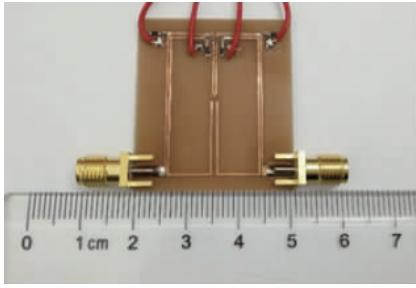


图5 独立可调双频滤波器测试实物图

4 实线部分所示. 对比仿真和测试的 S 参数可知, 第一通带仿真和测试结果吻合良好, 而第二通带的测试结果往低频偏移. 这是由于第二通带工作频率高, 对电容的容值变化敏感造成的. 隔直电容的容值误差、变容二极管等效容值的误差以及变容二极管焊接点的焊锡都有可能增大等效电容, 从而使得频率往低频偏移. 总体来看, 本文所设计的独立可调双频带通滤波器的仿真和测试结果吻合良好, 符合设计要求.

表 1 独立可调双频滤波器设计参数

参数	数值 (mm)	参数	数值 (mm)
$W_0$	1.9	$L_0$	6.3
$W_1$	0.3	$L_1$	26.8
$W_2$	0.5	$L_2$	42.45
$W_3$	0.8	$L_3$	9.4
$W_4$	0.5	$L_4$	15
$W_5$	0.3	$L_5$	12
$G_1$	0.2	$G_2$	0.3
$G_3$	0.7	$D$	0.5

## 4 讨论

从仿真和测试结果可知, 本文所设计的滤波器在调节工作频率的同时, 工作带宽也是在变化的. 工作带宽随工作频率变化的规律可以从耦合系数、品质因数和工作带宽的关系式得出. 耦合系数  $K_1$  ( $K_2$ ) 和品质因数  $Q_1$  ( $Q_2$ ) 设计公式如下<sup>[11]</sup>:

$$K_{1,2} = \frac{ABW_{1,2}}{f_{1,2} \sqrt{g_1 g_2}} \quad (11)$$

$$Q_{1,2} = \frac{f_{1,2} g_0 g_1}{ABW_{1,2}} \quad (12)$$

其中,  $ABW_{1,2}$  表示第一通带和第二通带 3dB 绝对带宽,  $g_0, g_1, g_2$  是切比雪夫低通原型滤波器元件值.

设计可调滤波器时, 式 (11) 和式 (12) 尤为重要. 在提高工作频率时, 要想保持工作带宽不变, 那么就要减小耦合系数, 同时提高外部品质因数. 如果需要在提高工作频率时同时增大工作带宽, 那么只需要保持耦合系数或者外部品质因数恒定不变.

图 6 呈现了提取的耦合系数、外部品质因数与工作频率的关系曲线. 由图 6(a) 可知, 第一通带耦合系数基本不变, 外部品质因数随着频率增加而减小, 由式 (11) 可得, 第一通带 3dB 绝对带宽随着频率增加而增加, 符合仿真和测试结果的工作带宽变化规律. 由图 6(b) 可知, 第二通带外部品质因数基本保持不变, 耦合系数随着频率增加而减小, 结合式 (12) 可得, 第二通带 3dB 绝对带宽随着频率增加而增加.

表 2 列出了本文所设计滤波器与参考文献中的滤波器参数比较结果. 对比其它双频可调滤波器, 本文所设计的滤波器第一通带工作频率比其它滤波器低, 需要控制的电压数目少, 且两个工作频率独立可调, 适合应用在作弊防控系统中.

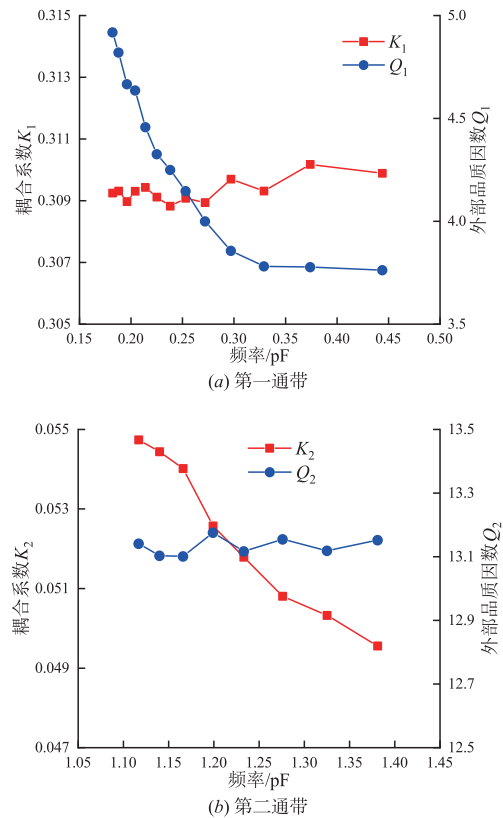


图6 提取的耦合系数和外部品质因数

表 2 双频可调滤波器性能比较

参考文献	调节频率 (GHz) (通带 1/通带 2)	插入损耗 (dB) (通带 1/通带 2)	控制 电压数
[10]	0.98-1.2/1.63-1.95	2.1-3.0/2.8-4.0	2
[12]	0.5-1.02/1.01-1.78	2.5-4.35/3.6-7.72	6
[13]	0.8-1.02/2.02-2.48	2.6-3.1/1.8-2.7	2
[14]	0.62-0.82/1.39-2.02	1.5-3.4/2.1-5.2	4
[15]	1.48-1.8/2.4-2.88	3.02-4.8/2.78-4.6	4
本文工作	0.2-0.4/1.2-1.42	1.9-3.3/2.5-4.0	2

传统滤波器工作频率固定,应用范围受到限制.而后出现了单频的电调滤波器,提高了滤波器的使用效率.本文提出了独立可调双频滤波器,一方面提高了滤波器的使用效率,另一方面扩大了滤波器的应用范围,减少多频通信系统中滤波器的数量.本文设计的独立可调双频带通滤波器可应用到考试作弊防控系统中.由于目前考场中的无线电作弊方式越来越多,作弊使用的频率范围广,甚至使用跳频通信方式进行作弊,这些新型的作弊手段给传统的滤波器提出了新的要求.电调滤波器具有频率可变,调谐速度快等优点,而独立可调双频滤波器在这一特性的基础上,又扩大了滤波器的工作频率范围,进一步加强了电调滤波器的优势.本文提出的独立可调双频滤波器,其工作频率设计在作弊常用的甚高频和特高频频段,应用到作弊防控系统中,能够提高作弊防控系统性能,提升作弊防控能力.

## 5 结语

本文展示了一种适用于作弊防控系统中的可调双频滤波器.通过理论分析,给出了频率独立可调的原理.通过仿真验证了频率独立可调双频滤波器的可行性,通过实物测试,进一步验证了独立可调双频滤波器的有效性.结果表明,本文设计的独立可调的双频滤波器,其第一通带和第二通带的中心频率变化范围分别为 0.2 ~ 0.4GHz 和 1.2 ~ 1.42GHz,调节百分比分别为 66.5% 和 15.4%.

## 参考文献

- [1] 张颢,褚庆军,刘一民,等.考场作弊防控设备技术综述[J].中国考试,2012,(8):28-33.  
Zhang H,Chun Q J,Liu Y M,et al. A survey of cheat prevention equipments and technology applied in examination rooms[J]. Chinese Examination,2012,(8):28-33. (in Chinese)
- [2] Jiang W,Shen W,Wang T,et al. Compact dual-band filter using open/short stub loaded stepped impedance resonators (OSLSIRs/SSLSIRs)[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters,2016.1-3.
- [3] Yan J M,Cao L Z,Xu J,et al. Design of a fourth-order dual-band bandpass filter with independently controlled external and inter-resonator coupling[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2015,25(10):642-644.
- [4] Zhang X Y,Xue Q. High-selectivity tunable bandpass filters with harmonic suppression[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2010,58(4):964-969.
- [5] Zhu H,Abbosh A. Compact tunable bandpass filter with wide tuning range of centre frequency and bandwidth using coupled lines and short-ended stubs[J]. Iet Microwaves Antennas & Propagation,2016,10(8):863-870.
- [6] Lin F,Rais-Zadeh M. Continuously tunable 0.55~1.9GHz bandpass filter with a constant bandwidth using switchable varactor-tuned resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2017,65(3):792-803.
- [7] Gao L,Zhang X Y,Hu B J. Tunable dual-band bandpass filter using varactor-loaded short-ended resonators[A]. 2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)[C]. Beijing China,IEEE,2013.1-3.
- [8] Gao L,Zhang X Y,Xue Q. Compact tunable filtering power divider with constant absolute bandwidth[J]. Microwave Theory & Techniques IEEE Transactions on,2015,63(10):3505-3513.
- [9] Zhou C X,Zhu C M,Wu W. Tunable dual-band filter based on stub-capacitor-loaded half-mode substrate integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2016(1):1-9.
- [10] Chen Z H,Chu Q X. Dual-band reconfigurable bandpass filter with independently controlled passbands and constant absolute bandwidths[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2016,26(2):1-3.
- [11] Chang K. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. John Wiley & Sons,Inc,2001.
- [12] Xu J,Zhu Y. Tunable bandpass filter using a switched tunable diplexer technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(4):3118-3126.
- [13] You B,Chen L,Liang Y,et al. A high-selectivity tunable dual-band bandpass filter using stub-loaded stepped-impedance resonators[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters,2014,24(11):736-738.
- [14] Xu J,Wu W,Wei G. Novel dual-band bandpass filter and reconfigurable filters using lumped-element dual-resonance resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2016,64(5):1496-1507.
- [15] Chaudhary G,Jeong Y,Lim J. Dual-band bandpass filter with independently tunable center frequencies and bandwidths[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2013,61(1):107-116.

## 作者简介



石光明 男,1973年生,山西孝义人,广东产品质量监督检验研究院副部长,高级工程师,双硕士,全国电磁兼容标委会和全国教育仪器标委会委员,主要研究领域为电子电器产品的电磁兼容和检测认证.



**马震远(通讯作者)** 男,1980年生,山东青岛人,广州启辰电子科技有限公司技术总监、广东技术师范大学副教授,博士,主要研究领域为教育考试信息化.

E-mail:mazy@gpnu.edu.cn



**麦智荣** 男,1980年生,广东广州人,广州市教育基建和装备中心助理工程师,广州教育学会小学科学实验研究专业委员会理事,硕士.主要研究领域为创新教育装备和实验室安全.



**林智勇** 男,1977年生,广东梅州人,广东技术师范大学计算机科学学院教授,副院长,博士,主要研究领域为智能计算、认知无线网络.