

中心频率与输出端口可重构的新型滤波分支线电桥

朱 旭¹, 杨 健¹, 杨 涛²

(1. 中国人民解放军32802部队, 北京 100191; 2. 电子科技大学电子科学与工程学院, 四川成都 611731)

摘 要: 本文提出了一种中心频率与输出端口均可重构的滤波分支线电桥设计方法. 验证电路由4个半波长环形阶跃阻抗谐振器(Step Impedance Resonator, SIR)构成, 谐振器开路端与谐振器之间加载变容二极管用于控制中心频率以及谐振器级间耦合的强弱. 为了实现滤波响应, 传统分支线电桥的传输线用不同电磁特性的导纳变换器替代. 通过这一简单的结构, 可以在不添加额外开关电路的条件下实现滤波分支线电桥输出端口的变换. 电路使用微带线谐振器设计并加工、测试. 测试结果表明, 该电路的中心频率调节范围为1.2~1.6 GHz, 正向输出时的相差为 90° , 反向输出时的相差为 -90° .

关键词: 滤波分支器电桥; 可重构电桥; 可重构滤波器; 可重构工作频率; 可重构输出端口

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2022)06-1331-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210820

Novel Filtering Quadrature Coupler with Reconfigurable Frequency and Output Direction

ZHU Xu¹, YANG Jian¹, YANG Tao²

(1. 32802 Troops of PLA, Beijing 100191, China; 2. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: In this paper, a novel filtering quadrature coupler(FQC) with reconfigurable frequency and output direction is presented. It simply consists of four half-wavelength step impedance resonators(SIRs) loaded with varactors at the open ends for frequency tuning and between resonators for inter-stage coupling control. Admittance invertors with electrical and magnetic types are utilized to replace the transmission lines in conventional quadrature coupler for filtering response. By using the simple configuration, the proposed FQC can realize reconfigurable output directions without any switch component. Theoretical analysis has been given and a microstrip prototype has been designed, fabricated and measured to demonstrate the proposed technique. The measured results show that the proposed FQC can continuously cover the frequency range of 1.2~1.6 GHz at forward output direction with 90° phase difference and at backward output direction with -90° phase difference.

Key words: filtering quadrature coupler; reconfigurable coupler; reconfigurable filter; reconfigurable operating frequency; reconfigurable output direction

1 引言

分支线电桥和带通滤波器在无线通信射频前端中被大量使用. 为了缩小电路尺寸, 降低电路级联产生的失配损耗, 使用集成滤波响应的分支线电桥或称滤波分支线电桥是一个有效的解决手段. 文献[1]和文献[2]分别设计了两款固定工作频率的滤波分支器电桥. 为了进一步满足认知无线电对多频多模的应用需求, 具有频率调节功能的可重构器件因其具有减小电路体

积以及降低设计复杂度的优势, 受到了学术界前所未有的关注. 然而, 具有频率调节功能的可重构滤波分支线电桥鲜有报道, 在文献[3]中, 通过使用电长度可控的谐振器, 一款频率可调的滤波分支线电桥被成功设计. 然而, 电路的插入损耗以及输出平衡度不佳. 除了工作频率的调节, 为了进一步拓宽电路的应用场景, 提升连接接收机和发射机的匹配电路性能, 实现对输出端口的控制十分必要. 文献[4]中给出了一款频率、输出功分比、耦合方向均可重构的分支线电桥设计方案,

然而,电路的输出信号幅度平衡度不佳,尤其是工作在反向耦合模式时,信号幅度平衡度较差.文献[5]中,一款基于CMOS工艺的分支线电桥被提出,电路通过对电容电感进行控制实现输出端口的切换.通过调研,所有关于输出端口可重构的分支线电桥都没有实现滤波响应的集成,降低了在射频前端中的适用范围.文献[6]提出了一种频率可调、工作模式可切换的多功能滤波电桥,然而无法实现在滤波分支线电桥工作模式下输出端口的切换.

本文提出了一种集成频率可调、输出端口可切换的滤波分支线电桥设计方法,并基于PCB工艺完成了电路设计、加工与测试,下面将给出具体的理论分析过程与测试结果.

2 理论分析

图1给出了所提出的滤波分支线电桥的电路结构图.电路由4个半波长阶跃阻抗谐振器R1,R2,R3和R4构成.接地的变容二极管 D_0 加载在谐振器的开路端用于频率调节,其中心频率调节原理与谐振器物理尺寸选择可以参考文献[8]中的方法.背靠背连接的变容二极管 D_{c1} 与 D_{c2} 加载与相邻的谐振器之间用于控制谐振器的级间耦合,从而实现耦合器输出端口的切换.变容二极管 D_m 与固定电容串联后加载于电路的输入、输出端口用来改善阻抗匹配.

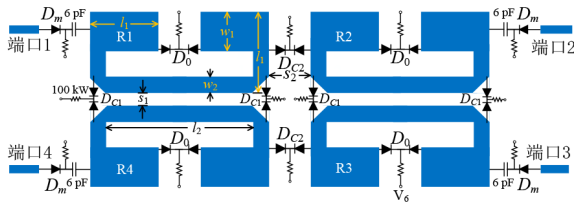


图1 可重构滤波分支线电桥结构图

本文提出的滤波分支线电桥的等效电路如图2所示,其中LC并联谐振单元用以等效半波长阶跃阻抗谐振器.等效特性导纳为 $J_1 = aY_0$ (其中 $a > 0$, Y_0 为端口导纳)的 $+90^\circ J$ 变换器用于替代谐振器R1与R2、R3与R4之间的耦合.等效特性导纳为 $J_1 = bY_0$ (其中 $b < 0$)的 $-90^\circ J$ 变换器用于替代谐振器R1与R4、R2与R3之间的耦合.该电路的输出端口可以在没有外接开关的条件下实现切换.正向输出模式如图3(a)所示,端口1和端口4分别为输入端口和隔离端口,端口2和端口3为输出端口且输出信号具有 $+90^\circ$ 的相差,即 $\angle S_{21} - \angle S_{31} = +90^\circ$.反向输出模式如图3(b)所示,端口1和端口2分别为输入端口和隔离端口,端口3和端口4为输出端口且输出信号具有 -90° 的相差,即 $\angle S_{21} - \angle S_{31} = -90^\circ$.

由于所提出的滤波分支线电桥关于平面 PP' 和 QQ'

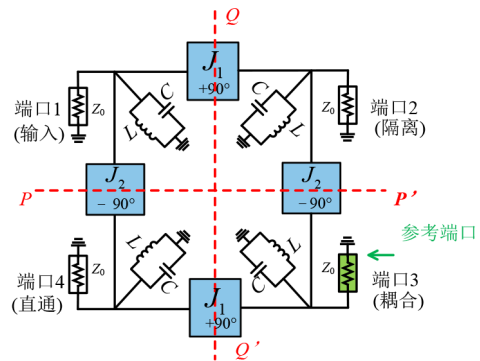
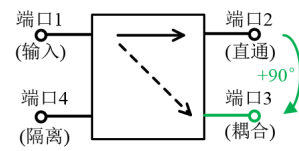
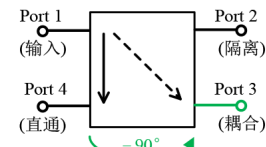


图2 可重构滤波分支线电桥等效电路



(a) 正向输出模式原理图



(b) 反向输出模式原理图

图3 不同输出模式原理图

平面对称,可以通过奇偶模分析法对电路特性进行分析.与文献[6]中的设计步骤类似,可以计算出可重构滤波分支线电桥的S参数为

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{-ja^2 + j + jb^2}{2(ja^2 + 2b + j - jb^2)} - \frac{ja^2 - j - jb^2}{2(ja^2 - 2b + j - jb^2)} \\ S_{21} = \frac{-1}{ja^2 + 2b + j - jb} - \frac{1}{ja^2 - 2b + j - jb} \\ S_{31} = -\frac{-ja^2 + j + jb^2}{2(ja^2 + 2b + j - jb^2)} - \frac{ja^2 - j - jb^2}{2(ja^2 - 2b + j - jb^2)} \\ S_{41} = \frac{1}{ja^2 + 2b + j - jb} - \frac{1}{ja^2 - 2b + j - jb} \end{cases} \quad (1)$$

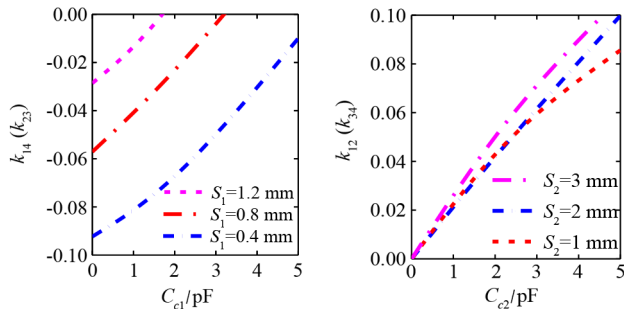
为了满足相对于参考端口 90° 的相差,即 $S_{11} = S_{41} = 0, S_{21} = -jS_{31}$.将其带入式(1),可以计算出 $a = \sqrt{2}, b = -1$.类似地,为了满足相对于参考端口 -90° 的相差,即 $S_{11} = S_{21} = 0, S_{41} = -jS_{31}$.带入式(1),可以得出 $a = 1, b = -\sqrt{2}$.因此,可以写出所需的谐振器级间耦合系数为

$$\text{正向输出模式} \begin{cases} k_{12} = k_{34} = \sqrt{2} k_0 \\ k_{14} = k_{23} = -k_0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{反向输出模式} \begin{cases} k_{12} = k_{34} = k_0 \\ k_{14} = k_{23} = -\sqrt{2} k_0 \end{cases} \quad (3)$$

其中, k_0 为给定滤波器指标后根据耦合谐振器理论得出的谐振器级间耦合系数, 其综合方法见文献[7]. 本文假设耦合系数的负号对应电感耦合, 正号对应电容耦合. 式(2)和式(3)表明耦合系数 k_{12} 和 k_{34} 需要保持电容耦合, 耦合系数 k_{13} 和 k_{24} 需要保持电感耦合. 那么, 通过选择合适的耦合系数, 满足式(2)和式(3)的条件, 所提出的可重构滤波分支线电桥就可以实现输出端口的切换.

为了得出可重构滤波分支线电桥在不同输出端口工作模式下所需要的耦合系数值, 可以采用文献[8]中的方法对谐振器间的耦合系数大小进行分析和计算. 由于谐振器背靠背排列, 并且环形半波长谐振器的中间部位间距较小, 谐振器 R1 和谐振器 R4 (谐振器 R2 和谐振器 R3) 间的耦合由电感耦合主导. 因此, 当谐振器间没有加载变容二极管 D_{c1} 时, 耦合系数 k_{14} 和 k_{23} 为电感耦合 ($k_{14} < 0, k_{23} < 0$). 当加载变容二极管 D_{c1} 后, 会引入额外的电容耦合用于抵消固有的电感耦合, 从而导致级间总的耦合大小随着变容二极管 D_{c1} 引入的电容 C_{c1} 的增加而减小. 图 4(a) 给出了谐振器 R1 和 R4 (谐振器 R2 和 R3) 间的耦合系数 k_{14} (k_{23}) 随电容 C_{c1} 在不同谐振器间距 s_1 下的计算值. 可以看出, 耦合系数 k_{14} (k_{23}) 在维持负值的同时, 随着 C_{c1} 的增加而减小, 因此可以通过控制电容 C_{c1} 的值, 使得耦合系数 k_{14} (k_{23}) 满足式(2)和式(3).



(a) 耦合系数 k_{14} (k_{23}) 在不同谐振器间距 s_1 下与电容 C_{c1} 的对应关系
 (b) 耦合系数 k_{12} (k_{34}) 在不同谐振器间距 s_2 下与电容 C_{c2} 的对应关系
 图 4 耦合系数与级间加载电容大小的对应关系(谐振器物理尺寸为 $l_1=3.4$ mm, $l_2=8.2$ mm, $w_1=2$ mm, $w_2=0.8$ mm)

类似地, 谐振器 R1 和 R2 (谐振器 R3 和 R4) 间的耦合由电容耦合主导^[8], 总的耦合大小会随着由变容二极管 D_{c2} 引入的电容 C_{c2} 的增大而增加. 图 4(b) 给出了谐振器 R1 和 R2 (谐振器 R3 和 R4) 间的耦合系数 k_{12} (k_{34}) 随电容 C_{c2} 在不同谐振器间距 s_2 下的计算值. 可以看出, 耦合系数 k_{12} (k_{34}) 在维持正数的同时, 随着 C_{c2} 的增大而增加, 因此可以通过控制电容 C_{c2} 的值, 使得耦合系数 k_{12} (k_{34}) 满足式(2)和式(3), 从而实现可重构滤波分支线电桥输出端口的切换.

3 仿真与测试

中心频率 1.4 GHz、相对带宽 5%、波纹系数 0.1 dB 的准切比雪夫滤波器原型被用于可重构滤波分支线电桥设计. 根据文献[9], 初始的二阶带通滤波器的级间耦合系数为 $k_0=0.069$, 外部品质因数 $Q_e=16.861$. 根据式(2)和式(3), 在正向输出模式下, 滤波分支线电桥所需的耦合系数为 $k_{12}=k_{34}=k_0=0.069, k_{14}=k_{23}=-k_0=-0.069$; 在反向输出模式下, 滤波分支线电桥所需的耦合系数为 $k_{12}=k_{34}=k_0=0.069, k_{14}=k_{23}=-\sqrt{2}k_0=-0.098$. 为了实现所有端口与 50 Ω 匹配, 所有输出模式下所需的端口外部品质因数为 $Q_e=16.861$. 需要指出的是, 外部品质因数可以通过调节变容二极管 D_m 以及输入/输出抽头的位置 l_3 进行调节, 其设计方法可以参考文献[8].

提出的可重构滤波分支线电桥使用厚度为 25 mil 的 Rogers 6010 介质板进行实物加工. 变容二极管 D_0, D_m 和 D_{c2} 使用的商用变容二极管型号为 MA46H202 ($C_j=0.7\sim 7$ pF), 变容二极管 D_{c1} 使用的商用变容二极管型号为 MA46H201 ($C_j=0.3\sim 2.2$ pF). 6 pF 的集总电容与变容二极管 D_m 串联用于隔直以及端口匹配. 图 5 给出了所设计电路的实物照片, 电路尺寸见表 1.

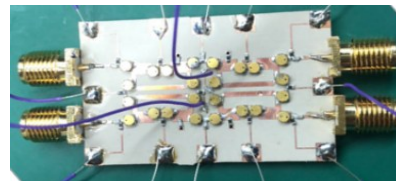


图 5 可重构滤波分支线电桥实物照片

表 1 电路物理尺寸/m

l_1	l_2	l_3	w_1	w_2	s_1	s_2
3.4	8.2	1.5	2.0	0.8	0.6	3.8

可重构滤波分支线电桥在正向输出模式下 ($\angle S_{21} - \angle S_{31} = 90^\circ$) 的 S 参数仿真与测试结果见图 6(a)~(c). 其通带的调节范围为 1.2~1.6 GHz, 在相对带宽为 5% 时的插入损耗 ($|S_{21}|$ 和 $|S_{31}|$) 的变化范围为 (3+3.2) dB 至 (3+2.7) dB. 通带调节范围内的回波损耗 ($|S_{11}|$) 和隔离度 ($|S_{41}|$) 分别优于 15 dB 和 13 dB. 图 6(d) 为正向输出模式下幅度与相位不平衡度测试结果, 其中幅度不平衡度在 1 dB 带宽内优于 0.4 dB, 所有工作中心频率处的相位不平衡度均优于 2° .

可重构滤波分支线电桥在反向输出模式下 ($\angle S_{21} - \angle S_{31} = -90^\circ$) 的 S 参数仿真与测试结果见图 7(a)~(c). 其通带的调节范围为 1.2~1.6 GHz, 在相对带宽为 5% 时的插入损耗 ($|S_{31}|$ 和 $|S_{41}|$) 的变化范围为 (3+3.3) dB 至 (3+2.8) dB. 通带调节范围内的回波损耗 ($|S_{11}|$) 和隔离度

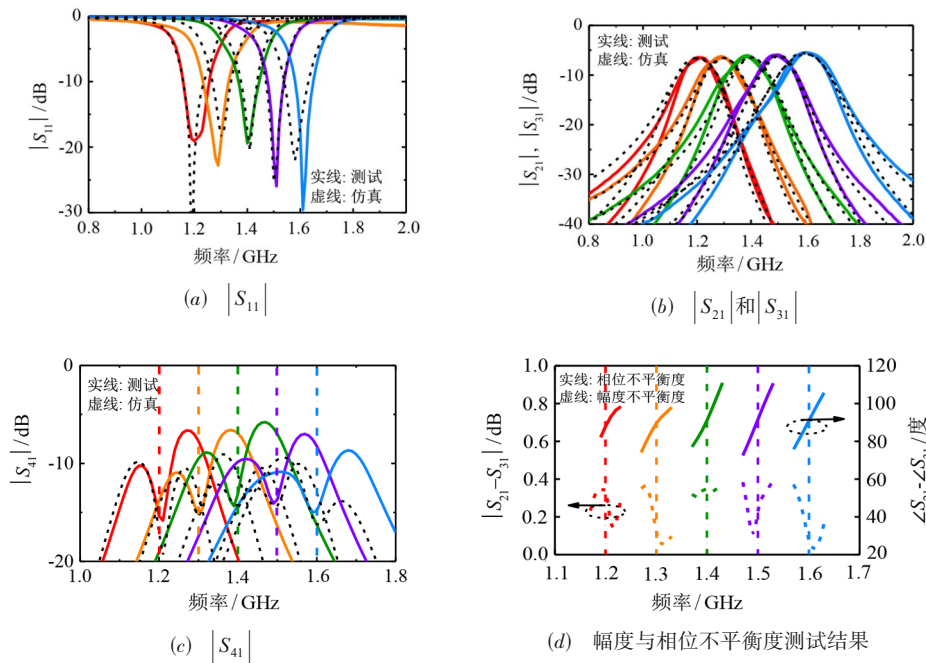


图6 正向工作模式下可重构滤波分支电桥S参数仿真与测试结果(注:相同颜色的测试曲线对应相同的中心频率)

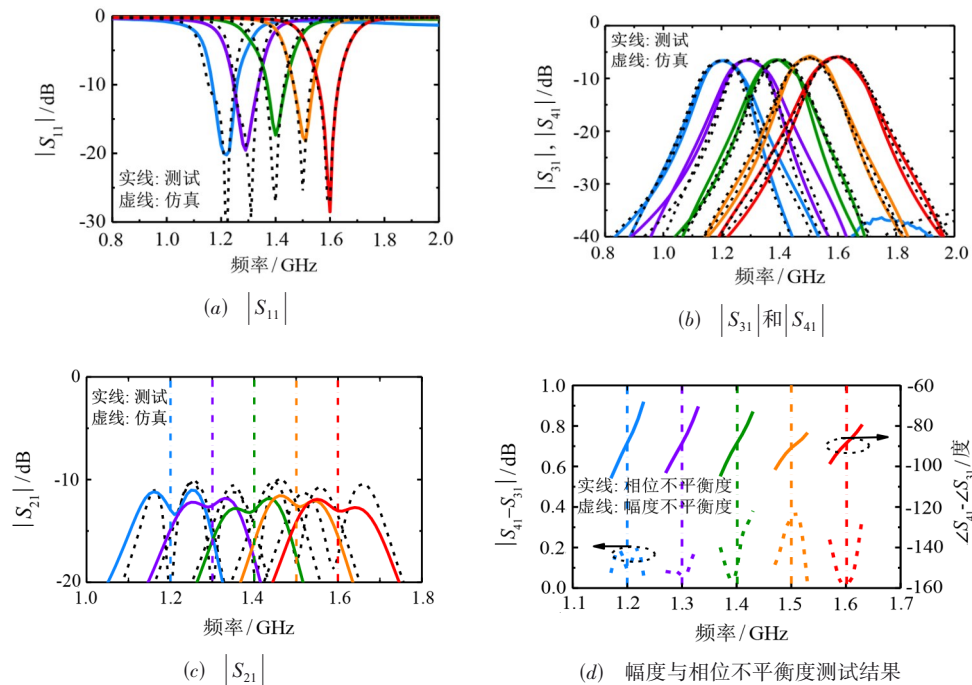


图7 反向工作模式下可重构滤波分支电桥S参数仿真与测试结果(注:相同颜色的测试曲线对应相同的中心频率)

($|S_{21}|$)分别优于 15 dB 和 12 dB. 图 7(d)为反向输出模式下幅度与相位不平衡度测试结果,其中幅度不平衡度在 1 dB 带宽内优于 0.4 dB,所有工作中心频率处的相位不平衡度均优于 2° . 两种工作模式均实现了良好的滤波以及分支电桥性能.

表 2 列出了本工作与其他输出端口可切换分支线

电桥的性能对比. 与文献[4]对比,提出的滤波分支电桥显著提高了输出信号间的幅度平衡度. 同时,本工作是目前唯一实现滤波响应的输出端口可切换分支电桥. 低 Q 值的变容二极管导致了加工电路较高的插入损耗,本方案选用的商用变容二极管在该工作频段下的无载 Q 值约为 50,从而导致了电路具有较高的插

表 2 本工作与其余端口可重构分支线电桥性能对比

参考文献	工艺	工作频率/GHz		插损/dB		1 dB 幅度不平衡度/dB	滤波响应
		正向	反向	正向	反向		
[4]	微带线	正向	1~1.6	<1.8		>0.5	无
		反向	1.1~1.5			>1.5	
[5]	CMOS	2.1~3.1		<1.4		NA	无
本文	微带线	1.2~1.6(可调)		正向	3.2~2.7	<0.4	有
				反向	3.3~2.8		

入损耗. 为了改善电路的插入损耗, 可以选用高 Q 值的变容管(比如 MEMS 工艺的变容管, 其无载 Q 值大于 200). 这里需要指出的是, 运用文献[4]和文献[8]中控制谐振器间耦合系数的方法, 本工作可以实现在两种输出模式下输出功分比的调节.

4 总结

本文提出了一种创新的可重构滤波分支线电桥设计方法, 通过改变滤波分支线电桥谐振器之间耦合的性质与强弱实现电路工作频率与信号输出端口的灵活控制. 测试结果显示该电路的中心频率调节范围为 1.2~1.6 GHz, 正向输出和反向输出时的相差分别为 90° 和 -90° . 验证电路展现了优秀的调节能力与灵活的自由度. 该电路设计方案有望被应用于认知无线电中.

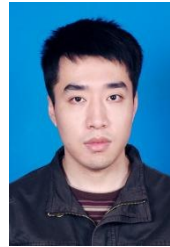
参考文献

- [1] LIN T W, LIN C H, HUANG K C, et al. Compact branch-line coupler filter with transmission zeros[C]//2015 Asia-Pacific Microwave Conference(APMC). Nanjing: IEEE, 2015: 1-3.
- [2] LIN F, CHU Q X, WONG S W. Design of dual-band filtering quadrature coupler using $1/2$ and $1/4$ resonators[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2012, 22(11): 565-567.
- [3] LIN F, MA H Z. Design of a class of filtering couplers with reconfigurable frequency[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(9): 4017-4028.
- [4] ZHANG R Q, HAGAG M F, YANG L, et al. A flexible quadrature coupler with reconfigurable frequency and coupling ratio in switchable coupling direction[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(8): 3391-3402.
- [5] ABDALLA M A Y, PHANG K, ELEFThERIADES G V. A compact highly reconfigurable CMOS MMIC directional coupler[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(2): 305-319.
- [6] ZHU X, YANG T, CHI P L, et al. Novel reconfigurable filtering rat-race coupler, branch-line coupler, and multiover-

bandpass filter with frequency, bandwidth, and power division ratio control[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(4): 1496-1509.

- [7] HAGAG M F, KHATER M ABU, SINANIS M D, et al. Ultra-compact tunable filtering rat-race coupler based on half-mode SIW evanescent-mode cavity resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(12): 5563-5572.
- [8] ZHU X, YANG T, CHI P L, et al. Novel tunable isolation network used in ring-type single-to-balanced, power-dividing, and single-ended filter with arbitrary power-division ratios[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(2): 666-680.
- [9] HONG J S, LANCASTER M J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2001.

作者简介



朱 旭 男, 1989 年出生, 安徽合肥人. 2021 年毕业于电子科技大学, 获电磁场与微波技术专业博士学位. 中国人民解放军 32802 部队助理研究员. 主要研究方向为电磁场与微波技术.

E-mail: zlz_9202@163.com



杨 健 男, 1982 年出生, 安徽颍上人. 2006 年毕业于解放军信息工程大学, 获通信与信息系统专业硕士学位. 中国人民解放军 32802 部队研究员. 主要研究方向为通信与信息系统.



杨 涛 男, 1983 年出生, 湖北赤壁人. 教授, 博士生导师, IEEE 高级会员. 2011 年获电子科技大学电磁场与微波技术专业博士学位. 主要研究方向为可调微波、毫米波器件. 先后承担过国家自然科学基金青年、面上项目, 创新特区研发项目, 国家装备预研项目等.