

基于简化复合左右手零阶谐振器的 二阶微带频变耦合带通滤波器

龚建强*, 章晨磊, 廖梓豪, 刘宜润, 余韩超, 谢 健

(南昌大学信息工程学院, 江西南昌 330031)

摘要: 本文基于简化复合左右手零阶谐振器(Simplified composite right-/left-handed Zeroth-Order Resonator, SZOR)设计了一款小型化二阶微带频变耦合带通滤波器。小型化微带SZOR由高低阻抗线和并联枝节构成,结构对称,且具有可控的零阶主模和一阶寄生模。利用隐式空间映射可从SZOR的集总等效电路模型快速生成相应的微带版图。频变耦合由相邻微带SZOR低阻线间容性缝隙和并联枝节间感性条带提供的分立电磁耦合路径产生,电耦合与磁耦合皆可独立调控,易于实现目标频变耦合值。带通滤波器中心频率为3.1 GHz,相对带宽为4.5%,带内回波损耗为22 dB。滤波器初始物理参数基于二阶频变耦合矩阵生成。最优版图采用单纯形法最小化由S参数提取的频变耦合矩阵与理论频变耦合矩阵的绝对误差得到。优化过程完全自动化,无需人工干预。根据最优版图参数,加工并测试了滤波器原型,仿真与实测结果吻合良好。验证了磁主频变耦合传输零点位于上阻带以及电主频变耦合传输零点位于下阻带的关键特性。

关键词: 带通滤波器;简化复合左右手;零阶谐振器;频变耦合;自动优化;磁主耦合;电主耦合

基金项目: 江西省自然科学基金(No.20192BAB207006)

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2026)02-0646-07

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

DOI: 10.12263/DZXB.20250769

A Compact Microstrip Second-Order Frequency-Variant Coupled Bandpass Filter with Simplified Composite Right-/Left-Handed Zeroth-Order Resonator

GONG Jianqiang*, ZHANG Chenlei, LIAO Zihao, LIU Yirun, YU Hanchao, XIE Jian

(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang, Jiangxi 330031, China)

Abstract: This paper presents a compact microstrip second-order frequency-varying coupled bandpass filter (BPF) based on a simplified composite right-/left-handed zeroth-order resonator (SZOR). The miniature microstrip SZOR is symmetrically composed of the high/low-impedance lines and the parallel stub, featuring the controllable zeroth-order dominant mode and the first-order spurious mode, of which layout can be quickly generated from its lumped equivalent circuit model by applying the implicit space mapping technique. The separate electric and magnetic coupling routes essential for the frequency-variant coupling (FVC) comprise the capacitive gap between the low-impedance lines and the inductive strip connecting the parallel stubs of two neighbouring microstrip SZORs, through which the electric and magnetic couplings can be independently controlled, facilitating to acquire the specified FVC value. The target BPF centers at 3.1 GHz with a fractional bandwidth of 4.5% and an inband return loss of 22 dB. Its design starts from the FVC coupling matrix synthesis. The finalized layout parameters are automatically optimized through the Nelder-Mead Simplex algorithm by minimizing the absolute error between the extracted FVC coupling matrix and the theoretically synthesized one. Good agreement between the full-wave simulation and the prototype measurement demonstrates when the FVC is magnetically dominant, the generated TZ will locate above 3.1 GHz, while as the FVC is electrically dominant, the resulted TZ will shift below 3.1 GHz.

Keywords: bandpass filter; simplified composite right-/left-handed; zeroth-order resonator; frequency-variant coupling; automatic optimization; magnetically dominant coupling; electrically dominant coupling

Foundation Item(s): Natural Science Foundation of Jiangxi (No.20192BAB207006)

0 引言

频变耦合(Frequency-Variant Coupling, FVC)考虑了谐振器间耦合强度随频率变化的特性^[1]。传统交叉耦合矩阵综合法在中等工作带宽内一般假定常耦合,为实现特定数量与特定位置的传输零点(Transmission Zero, TZ),要求引入足够多非相邻腔的交叉耦合, TZ 数量受最小路径规则支配:若无源阻耦合, N 阶滤波器最多能实现 $N-2$ 个 TZ, 而引入源阻耦合的完全规范型滤波器能实现 N 个 TZ^[2]。引入 FVC 则能打破上述局限:如共线 FVC 阵列能实现 N 阶 $N-1$ 个、 N 个甚至 $N+1$ 个 TZ^[3-5];在传统交叉耦合拓扑如三元组和四元组中引入 FVC,也能产生更多的 TZ,以此改善滤波器性能^[6]。非相邻腔交叉耦合会增加滤波器拓扑复杂度,尤其交叉耦合数目较多时,会显著提升滤波器的实现难度。理论上已证明 FVC 能以简单的共线拓扑实现多 TZ,因此对其物理结构的实现与调谐成为 FVC 滤波器技术中的关键问题。目前产生 FVC 的典型方法主要有两种:一是分立电磁耦合路径法,即两谐振器间同时存在分立且并联的串联容性耦合支路和串联感性耦合支路^[7-8];二是利用结构自身的频变特性作为谐振器间的耦合,如金属波导中的部分高度金属柱^[9]、介质谐振器间的部分高度介质柱^[10]、在基片集成波导中加载的并联枝节或称单元组(Singlet)^[11]以及加载开路枝节的平行耦合微带线^[12]等。上述两种方法中的 FVC 结构可统一地由混合电磁耦合集总电路加以等效描述^[13]。但相比第二种方法,分立电磁耦合路径法由于电磁耦合路径的相对独立性,调谐更为便利,因此也更易于实现指定的 FVC 强度。

与传统半波长谐振器相比,当零阶谐振器工作于零阶主模式时,其谐振频率仅与其等效的集总电路元件值相关,理论上可以做到任意小尺寸^[14]。最初零阶谐振器由经典的复合左右手传输线结构实现。当复合左右手传输线终端开路时,零阶谐振频率仅与并联支路元件值相关。同时为实现宽阻抗匹配带宽,要求复合左右手传输线处于平衡态,即串并联支路具有相同的谐振频率^[15]。然而实际中平衡态条件不易实现,为此本文提出了一种简化复合左右手传输线结构。它首先剔除了串联支路中尺寸占比大且易产生寄生谐振的串联电容,而后调整了元件的位置排布,在保持结构对称的基础上,不仅天然具有非常宽的阻抗匹配带宽,而且将其终端开路时,其零阶谐振频率也仅与其等效的集总元件值相关。由此实现的零阶谐振器被称为简化复合左右手零阶谐振器(Simplified composite right-/left-handed Zeroth-Order Resonator, SZOR)^[16]。本文已利用 SZOR 设计实现了并联耦合的小型化微带带通滤波器(BandPass Filter, BPF)^[17-18]。

其中利用隐式空间映射(Implicit Space Mapping, ISM)法可从 SZOR 的集总等效电路模型仅需几步全波仿真便可快速生成相应的微带版图,并且通过控制 SZOR 寄生模式分布能显著扩展滤波器上阻带宽度。

本文基于 SZOR 进一步提出了一种新型 FVC 结构,它是在容性缝隙耦合的相邻微带 SZOR 并联枝节间进一步嵌入电感性金属条带形成的。其中低阻线间缝隙宽度主要支配电耦合强度,而改变金属条带在并联枝节上的嵌入位置可方便地调控磁耦合强度。新型 SZOR FVC 结构因工作于零阶谐振模式仍具备小型化,而其清晰的分立电磁耦合路径则可高效实现目标 FVC 值。基于此,文中设计了一款新型小型化的二阶微带 FVC BPF。其初始物理参数是基于二阶频变耦合矩阵生成,最优版图参数由单纯型法自动优化得到,给出了详细的设计过程,并进行了原型加工与实测。实验结果表明磁主和电主 FVC 能精确控制 BPF 的 TZ 位置。

1 SZOR 特性及其微带版图的快速生成

SZOR 的集总等效电路、微带版图及其典型的色散特性曲线如图 1 所示。其主要电磁特性和微带版图生成方法已在文献[17-18]中详述,本文仅做要点回顾。由图 1 可知 SZOR 集总电路模型由串联电感 L_R , 并联电感 L_L 和并联电容 C_R 构成,结构对称。在微带版图中, L_R 和 C_R 分别由微带高/低阻抗短截线实现, L_L 由微带并联短路枝节实现。依据周期 Bloch 理论可提取出 SZOR 的色散特性。 $\beta_s p$ 是单元胞产生的相移,其中 β_s 为传播常数, p 为单元胞物理长度; R_B 是 Bloch 阻抗实部。在靠近频率 ω_e 和 ω_o 处, R_B 都趋于无穷,显示发生了谐振, ω_e 即为零阶谐振频率, ω_o 被称为 Bragg 频率。研究发现 ω_e 和 ω_o 也恰对应于单元胞集总等效电路的偶/奇模谐振频率,可分别表示为 $\omega_e = 1/\sqrt{(L_R + 2L_L)C_R}$ 以及 $\omega_o = 1/\sqrt{L_R C_R}$ 。由此可进一步定义奇偶模谐振频率比 $n = \omega_o/\omega_e = \sqrt{1 + 2L_L/L_R}$, n 的取值可控制寄生模远离零阶主模式的距离,从而扩展 BPF 的上阻带宽度。给定 n 、 C_R 和 ω_e ,可确定 L_R 和 L_L 值。再调用 ISM 即可将 SZOR 从集总等效电路快速转化为实际的微带版图。

ISM 中任一单步优化过程主要包括精细模型仿真、参数提取以及替代模型再优化三个操作^[17]。举例说明,若选定 $n = 5$, $C_R = 0.25$ pF 和 $f_e = 3.1$ GHz,可求得 $L_L = 5.06$ nH 和 $L_R = 0.42$ nH。文中统一采用厚度为 0.8 mm,介电常数为 2.55,损耗角正切为 0.003 的介质基板。为精简待优化变量个数,可首先设定各线宽度为 $w_1 = 6.0$ mm, $w_2 = w_3 = 0.3$ mm。将长度 l_1 、 l_2 和 l_3 选

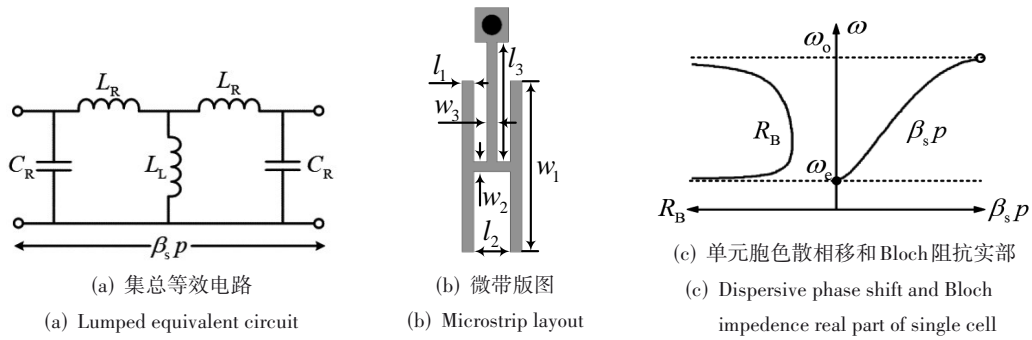


图1 SZOR结构及特性

Figure 1 Configuration and characteristics of SZOR

为待优化变量,各变量初值可由经典的微带准集总元件公式确定^[19]。至此便可在 Advanced Design System (ADS) 建立微带原理图模型作为 ISM 粗糙模型 (Coarse Model, CM)。利用 ADS 中强大的优化器进一步快速校准 CM,使其 S 参数与集总等效电路产生的 S 参数完全拟合。再利用校准后的物理参数在 ADS Momentum 中建立微带全波仿真模型,进行精细模型 (Fine Model, FM) 的矩量法网格剖分计算。导出计算所得全波 S 参数,作为参数提取操作步骤中的拟合标准。ISM 之所以优化效率高,正因它将精度高但计算效率低的 FM 参数优化问题,转化为精度适中但计算效率高的 CM 参数优化问题。对 FM 的计算仅作参数验证和参数提取操作中设定拟合标准之用。合理选定预置参数是参数提取操作成功实施的关键。针对 SZOR 结构,本文选用各段微带线厚度 h_1 、 h_2 和 h_3 作为 CM 的预置参数。保持长度参数不变,优化厚度参数,使 CM S 参数与导出的 FM S 参数完全拟合。这仍可利用 ADS 自带优化器高效实现。参数提取操作的本质是对 CM 精度的校准,校准完毕即可进行替代模型再优化操作,也即优化校准后的 CM 中各长度参数,使其 S 参数与集总等效电路产生的 S 参数再次拟合。至此便完成了一次完整的 ISM 迭代步。重复此迭代步,直至 FM 计算所得 S 参数能充分拟合集总电路 S 参数。在 ISM 实施过程中,所有的迭代优化都是针对 CM 进行的。在 CM 中因各微带元件均采用准静态模型加以描述,故能很好地捕捉 FM 的主要电磁特性,这正是 ISM 高效收敛的关键。只需经过两步 ISM 迭代三次全波仿真即可获得最优长度参数 $l_1 = 0.65$ mm, $l_2 = 1.33$ mm 和 $l_3 = 7.34$ mm。

为验证基于 ISM 生成的 SZOR 微带版图的有效性,将其色散特性与相应集总等效电路的色散特性一同示于图 2。可观察到两者的 $\beta_s p$ 和 R_B 直到 11 GHz 均良好吻合,零阶谐振频率和 Bragg 频率也能良好对应。只是在 13 GHz 左右微带 SZOR 出现了一个额外

的寄生模式。该寄生模式源于 SZOR 微带版图中存在随频率不断增强的分布式效应。由此可知,利用 ISM 生成的微带 SZOR 能在很宽的频率范围内与 SZOR 的集总电路模型相互等效,从而验证了 SZOR 的主要电磁特性及其基于 ISM 的快速生成技术。

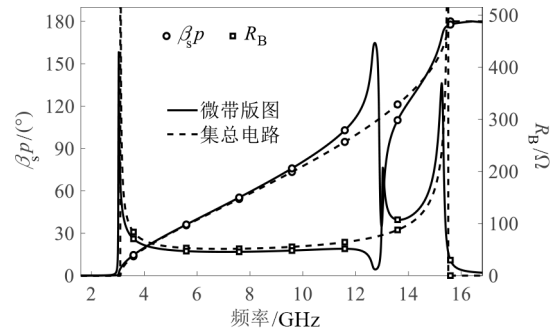


图2 SZOR 微带版图色散性能与其集总等效电路色散性能比较
Figure 2 Comparison of dispersive performance between microstrip layout and lumped equivalent circuit of SZOR

2 基于 SZOR 的二阶微带 FVC BPF 设计

基于 SZOR 的二阶微带 FVC BPF 如图 3 所示。在缝隙 g_g 耦合的两相邻微带 SZOR 并联短路枝节间横向嵌入一根电感性金属条带,形成两谐振器间的磁耦合路径,条带的嵌入位置由参数 l_p 调控。若以 e 和 m 分别表示电耦合强度和磁耦合强度,则 g_g 主控 e , g_g 越小, e 越大;固定条带宽度 w_p ,则 l_p 主控 m , l_p 越小, m 越大,这是因为 l_p 越小,流经感性金属条带的电流值将会越大,从而使等效生成的电感值也越大,于是也会相应增大 m 值。谐振器间的总耦合系数 k 和 TZ 位置 f_z 可分别表示为 $k = (m - e)/(1 - me)$ 和 $f_z = f_c \sqrt{m/e}$ ^[13]。BPF 设计指标为中心频率 $f_c = 3.1$ GHz,相对带宽 (Fractional BandWidth, FBW) 4.5% 和带内回波损耗为 22 dB。若要求 $f_z = 3.7$ GHz,可采用文献[3]中的综合方法,得到相应 FVC BPF 的归一化常耦合矩阵 M 和电容矩阵 C 为

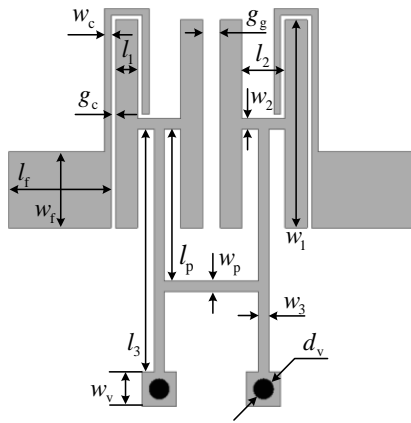


图3 基于SZOR的二阶微带FVC BPF

Figure 3 Second-order microstrip FVC BPF based on SZOR

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1.2774 & 0 & 0 \\ 1.2774 & -0.4524 & 1.8272 & 0 \\ 0 & 1.8272 & -0.4524 & 1.2774 \\ 0 & 0 & 1.2774 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -0.2312 & 0 \\ 0 & -0.2312 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

则FVC BPF对应的导纳矩阵 \mathbf{Y} 可表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{M} + \mathbf{\Omega}\mathbf{C} - j\mathbf{G} \quad (3)$$

其中: $\mathbf{\Omega}$ 为低通域角频率; \mathbf{G} 为 4×4 终端矩阵,除 $\mathbf{G}(1,1) = \mathbf{G}(4,4) = 1$ 外,其余阵元均为零。在中心频率处 $\mathbf{\Omega} = 0$,仅有 \mathbf{M} 起作用,据此可初始化BPF的微带版图尺寸。中心频率处级间耦合系数 k 和外部品质因数 Q_e 可由 \mathbf{M} 阵元计算得到: $k = \mathbf{M}(2,3) \times \text{FBW} = 0.082$ 和 $Q_e = 1/(\mathbf{M}(1,2)^2 \times \text{FBW}) = 13.619$ 。端耦合由50 ohm 馈线终端并联宽度为 w_c 的微带开路枝节实现。当固定 w_c 时,端耦合强度主要由耦合缝隙宽度 g_c 支配。这一端耦合结构紧凑,并可在加工精度允许的范围内实现指定的端耦合强度^[17-18]。为便于版图初始化和之后的版图优化,依然可预先固定一些参数,保留一些灵敏度高的物理参数作为待优化变量。为此可固定 $w_1 = 6.0$ mm, $w_2 = w_3 = w_p = 0.3$ mm, $w_c = 0.2$ mm, $w_v = 1.0$ mm, $d_v = 0.6$ mm, $l_1 = 0.65$ mm和 $l_2 = 1.33$ mm, 50 ohm 馈线宽度和长度分别为 $w_f = 2.19$ mm和 $l_f = 3.0$ mm。将参数(g_c, g_g, l_3, l_p)作为待优化变量,其中, g_c 主控端耦合强度, l_3 主控谐振器谐振频率, g_g 调控电耦合强度,而 l_p 调控磁耦合强度。采用单端口法来初始化 g_c ,以满足指定的 Q_e ;采用双端口法来实现指定 k 值^[18-19]。因要求 $f_z > f_c$,表明磁耦合强度要高于电耦合强度,属磁主情形,这可通过减小 l_p 同时控制 g_g 实现。还因 $\mathbf{M}(2,2) = \mathbf{M}(3,3) < 0$,说明各谐振器谐振

频率要低于 f_c ,这可通过微调 l_3 实现。于是可得初始参数值为 $g_c = 0.125$ mm, $g_g = 0.5$ mm, $l_3 = 7.0$ mm和 $l_p = 4.39$ mm。

由于只有四个优化变量,可选用无约束单纯型法(Matlab中的fminsearch函数)作为优化引擎,采用Ansys HFSS作为全波仿真计算引擎,利用HFSS VBScript编程并由Matlab调用,可实现物理参数的导入、自动建模与全波仿真以及后续S参数计算结果的导出等操作,实现无人值守的全自动优化^[17]。构建自适应函数应最小化由导出的全波S参数提取出的FVC耦合矩阵与理论FVC耦合矩阵各对应阵元间的绝对误差之和。基于全波仿真S参数来提取FVC耦合矩阵的方法详见文献^[20]。最终可获得最优微带FVC BPF的版图参数为 $g_c = 0.184$ mm, $g_g = 0.433$ mm, $l_3 = 6.871$ mm和 $l_p = 4.753$ mm。如果预设 $f_z = 2.5$ GHz,因 $f_z < f_c$,属电主情形,采用与磁主情形相同的设计过程得到最优版图参数为 $g_c = 0.205$ mm, $g_g = 0.372$ mm, $l_3 = 6.254$ mm和 $l_p = 5.645$ mm。磁主和电主情形的测试、仿真和理论S参数如图4所示。其中理论S参数是基于FVC耦合矩阵计算得到的,作为设计是否成功的比较基准,同时在图4中也各自嵌入了滤波器原型照片。首先,在中心频率3.1 GHz附近测试结果与全波仿真和理论S参数均吻合良好。然而随着频率的升高,测试特性较仿真特性具有向更高频率偏移的趋势。这主要是因为所采用的介质基板介电常数随频率升高会有所下降的原因导致^[21]。即便如此,在上阻带仍可清晰地观察到由馈线终端并联开路枝节产生的TZ以及第一寄生通带。两款滤波器的主要特性列于表1, λ_g 为50 ohm微带线在 f_c 处导波长,RL表示回波损耗,IL表示插入损耗。观察可知,磁主FVC BPF在带宽性能上要优于电主FVC BPF;两款滤波器的测试插损均高于2 dB,这一方面是因为采用了有耗的介质基板,另一方面是因为各谐振器都工作于零阶谐振模式,其固有的辐射特性也增加了部分损耗;附加TZ是由于馈线终端并联开路枝节谐振所致,这有助于提升滤波器上阻带性能;还值得指出的是,图4显示实测的附加TZ和第一寄生通带皆向高频偏移,这反而提升了两款BPF阻带的抑制性能。

表2进一步列出了本文设计的二阶微带FVC BPF与典型二阶微带FVC BPF关键参数的比较结果。文献[3]采用了加载开路枝节的短路平行耦合线来实现FVC二元组,该结构的局限性在于可调参数比较少,因此必须在每一短路平行耦合线的另一端额外加载一段开路枝节,并且该结构只能实现磁主模式,即仅能实现TZ高于中心频率的情形。文献[7]的FVC二元组采用均匀折叠 $\lambda_g/4$ 微带谐振器对,该结构

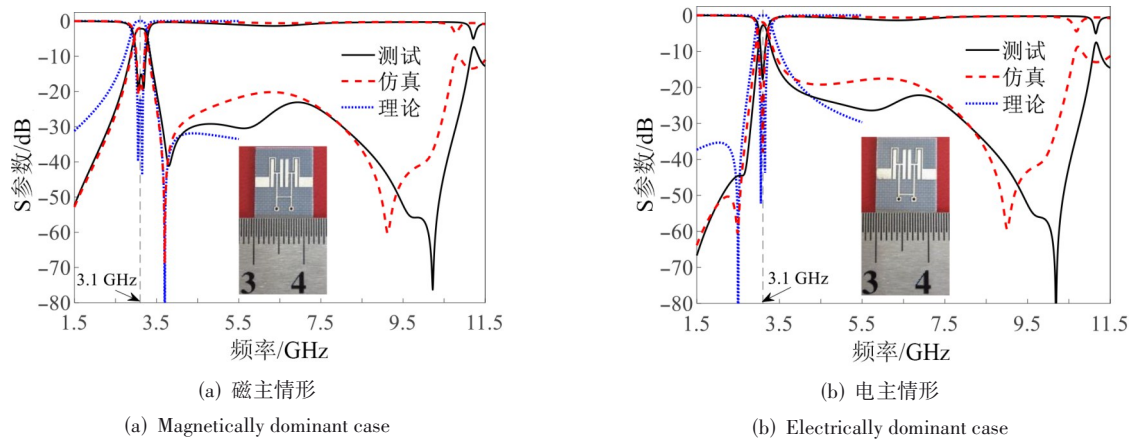


图4 基于SZOR的二阶微带FVC BPF S参数

Figure 4 S parameters for second-order microstrip FVC BPF based on SZOR

表1 基于SZOR的二阶微带FVC BPF仿真与实测性能

Table 1 Simulated and measured performance for second-order FVC BPF based on SZOR

SZOR FVC BPF		RL (<15 dB) 带宽/%	f_c 处IL/RL /dB	目标TZ位置/ GHz	附加TZ位置/ GHz	第一寄生通带位置/GHz	上阻带抑制度/dB	尺寸 $\lambda_g \times \lambda_g$
磁主	仿真	4.94	1.98/17.59	3.70	9.13	10.84	>19.87	0.09×0.17
	实测	5.10	2.11/15.99	3.81	10.22	11.23	>22.55	
电主	仿真	3.77	1.95/38.13	2.50	9.01	10.68	>17.50	0.09×0.16
	实测	2.05	2.54/17.49	2.63	10.19	11.16	>21.96	

表2 二阶微带FVC BPF实测性能比较

Table 2 Measured performance comparison of second-order microstrip FVC BPFs

参考文献	FVC 二元组	中心频率/ GHz	RL (< 15 dB) 带宽/%	中心频率处 IL/RL/dB	目标TZ位置/ GHz	尺寸 $\lambda_g \times \lambda_g$
文献[3]	加载开路枝节的短路平行耦合线	2.683	7.76	1.95/23.00	3.25	0.90×0.33
文献[7]	均匀折叠 $\lambda_g/4$ 谐振器	2.400	10.42	0.85/17.00	1.80	0.16×0.07
文献[8]	$\lambda_g/4$ 阶梯阻抗谐振器	3.460	6.50	0.65/22.50	3.75	0.06×0.20
本文	SZOR	3.100	5.10	2.11/15.99	3.81	0.09×0.17

既可实现磁主模式也可实现电主模式,但FVC二元组共享短路并联枝节,因此仅能实现偶数阶BPF。文献[8]的FVC二元组采用 $\lambda_g/4$ 微带阶梯阻抗谐振器对,该结构简洁有效,然而该文并未探讨一阶寄生模式的控制问题,也并未采用先进的FVC矩阵设计技术。此外,文献[3,7-8]均未探讨一阶寄生通带分布问题和上阻带抑制问题。然而依据 $\lambda_g/4$ 微带谐振器的一阶寄生模式一般在三倍于中心频率的位置以及文献[3]中呈现的S参数图形,可知本文设计的二阶微带FVC BPF具有最高的一阶寄生通带中心频率。表2中, λ_g 为50 ohm微带线在中心频率处导波长,RL表示回波损耗,IL表示插入损耗。综观表2,本文结构既能以小型化的尺寸实现可比拟的带宽与回波损耗,同时因可调参数具有非常清晰的独立可控性,能便利地推广实现磁主与电主模式以及高奇数阶与高偶数阶等情形,只

在插损方面较典型结构偏大。这主要源于采用的介质基板损耗角正切偏大以及零阶谐振模本身固有的辐射特性,可通过采用低耗介质基板进行改善。

3 结论

本文首先回顾了SZOR的关键电磁特性及其基于ISM的微带版图快速生成技术。通过对生成的相邻微带SZOR并联短路枝节间嵌入电感性条带,提出了一款结构紧凑,调谐方便且易于加工的FVC二元组。利用该新型FVC二元组结合频变耦合矩阵综合技术、频变耦合矩阵提取技术和单纯型全自动优化技术实现了小型化二阶微带磁主和电主FVC BPF。给出了详细的设计过程以及仿真与实测性能图表,相应结果证实了设计过程的有效性。文中所呈现的新型FVC二元组及其针对性的自动优化综合技术易推广

应用于阶数更高、性能更优异和结构更简化的平面 FVC 滤波器与多工器设计中。

参考文献

- [1] Amari S, Bekheit M, Seyfert F. Notes on bandpass filters whose inter-resonator coupling coefficients are linear functions of frequency[C]//2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Piscataway: IEEE, 2008: 1207-1210.
- [2] Cameron R J, Kudsia C M, Mansour R R. Microwave filters for communication systems: Fundamentals, design and applications[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2018.
- [3] He Yuxing, Macchiarella G, Ma Zhewang, et al. Advanced direct synthesis approach for high selectivity in-line topology filters comprising $N-1$ adjacent frequency-variant couplings[J]. IEEE Access, 2019, 7: 41659-41668.
- [4] Vague J J, Rubio D, Fuentes M A, et al. Inline combline filters of order N with up to N_1 transmission zeros[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(7): 3287-3297.
- [5] Mul M, Jasinski M, Lamecki A, et al. Inline microwave filters with N_1 transmission zeros generated by frequency-variant couplings: Coupling-matrix-based synthesis and design[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(3): 824-828.
- [6] Zakharov A. Transmission zeros of trisection and quadruplet bandpass filters with mixed cross coupling[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(1): 89-100.
- [7] Ma Kaixue, Ma Jianguo, Yeo K S, et al. A compact size coupling controllable filter with separate electric and magnetic coupling paths[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(3): 1113-1119.
- [8] Zhu Fang, Hong Wei, Chen Jixin, et al. Quarter-wavelength stepped-impedance resonator filter with mixed electric and magnetic coupling[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014, 24(2): 90-92.
- [9] Politi M, Fossati A. Direct coupled waveguide filters with generalized Chebyshev response by resonating coupling structures[C]//The 40th European Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2010: 966-969.
- [10] Zhang Yan, Seyfert F, Wu Keli. Dispersive box section and its applications to quasi-TEM mode monoblock dielectric filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, 71(3): 1136-1147.
- [11] Macchiarella G, Gentili G G, Delmonte N, et al. Design of inline waveguide filters with frequency-variant couplings producing transmission zeros[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(8): 3746-3758.
- [12] Szydowski L, Leszczynska N, Mrozowski M. Generalized Chebyshev bandpass filters with frequency-dependent couplings based on stubs[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(10): 3601-3612.
- [13] Kuo J T, Hsu C L, Shih E. Compact planar quasi-elliptic function filter with inline stepped-impedance resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(8): 1747-1755.
- [14] Xu Hexiu, Wang Guangming, Gong Jianqiang. Compact dual-band zeroth-order resonance antenna[J]. Chinese Physics Letters, 2012, 29(1): 014101.
- [15] Caloz C, Itoh T. Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications: The engineering approach[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [16] Gong Jianqiang, Chu Qingxin. Miniaturized microstrip bandpass filter using coupled SCRLH zeroth-order resonators[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2009, 51(12): 2985-2989.
- [17] Zeng Xiangui, Gong Jianqiang, Li Xin, et al. Improved SCRLH ZOR-based compact microstrip bandpass filter with wide upper stopband[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2023, 65(1): 14-19.
- [18] Yu Yongchang, Ding Mingling, Gong Jianqiang, et al. An improved simplified composite right-/ left-handed zeroth-order resonator and its application to design a compact microstrip bandpass filter with enhanced upper stopband[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2023, 17(5): 369-377.
- [19] Hong Jiasheng. Microstrip filters for RF/Microwave applications[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [20] Meng Meng, Wu Keli. An analytical approach to computer-aided diagnosis and tuning of lossy microwave coupled resonator filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(12): 3188-3195.
- [21] Gong Jianqiang, Huang Qiman, Gao Kai. Synthesis of a miniaturized dual-band 3-DB hybrid coupler through a general three-step optimization process[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2016, 58(9): 2057-2062.

作者简介



龚建强 男,1983年2月出生于江西省南昌市。现为南昌大学信息工程学院副教授、硕士生导师。主要研究方向为异向介质、滤波器与天线的综合与优化等。

E-mail: jqgong@ncu.edu.cn



章晨磊 男,2004年8月出生于江西省南昌市。现为南昌大学信息工程学院本科生。主要研究方向为微波滤波器综合与优化技术。

E-mail: zhangchenlei@email.ncu.edu.cn



廖梓豪 男,2004年1月出生于江西省吉安市。现为南昌大学信息工程学院本科生。主要研究方向为微波滤波器综合与优化技术。

E-mail: zhliao@email.ncu.edu.cn



刘宜润 男,2004年3月出生于山西省晋城市。现为南昌大学信息工程学院本科生。主要研究方向为微波滤波器综合技术。

E-mail: liuyirun@email.ncu.edu.cn



余韩超 男,2003年9月出生于浙江省杭州市。现为南昌大学信息工程学院本科生。主要研究方向为微波滤波器综合与优化技术。

E-mail: zhliao@email.ncu.edu.cn



谢健 男,2004年10月出生于江西省赣州市。现为南昌大学信息工程学院本科生。主要研究方向为微波滤波器综合与优化技术。

E-mail: xiejian@email.ncu.edu.cn