

新型负耦合结构在基片集成波导滤波器中的应用

刘 庆, 吕大龙, 卞晨阁, 周东方

(信息工程大学, 郑州 450001)

摘 要: 针对高性能交叉耦合基片集成波导带通滤波器的应用, 提出一种新型负耦合结构, 该耦合结构由两个短路耦合线设计实现, 并详细分析了其特性, 能够实现较弱或较强的负耦合。总结了基于特征多项式的耦合矩阵综合优化方法, 并通过两个滤波器的设计进行说明。基于综合得到的两个耦合矩阵, 设计了两个中心频率为 10 GHz 的四阶交叉耦合基片集成波导带通滤波器, 第一个滤波器的归一化相对带宽为 3%, 负耦合结构提供交叉耦合, 用于说明该耦合结构提供相对较弱的耦合强度; 第二个滤波器的相对带宽为 8%, 负耦合结构提供主耦合, 用于说明该耦合结构提供较强的负耦合强度。为了验证滤波器的实际性能, 对这两款滤波器进行了加工和测试。测试和仿真结果一致性较好, 表明了该负耦合结构用于高性能交叉耦合基片集成波导滤波器设计的可行性。最后讨论了弱色散交叉耦合对传输零点位置的影响。

关键词: 带通滤波器; 基片集成波导; 负耦合; 交叉耦合; 近似椭圆响应; 广义切比雪夫响应; 耦合矩阵综合

中图分类号: TN715

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB201931.190189

New negative coupling structure and its application on substrate integrated waveguide bandpass filters

Liu Qing, Lü Dalong, Bian Chengge, Zhou Dongfang

(Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: To design cross-coupled substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filters (BPFs) with high performance, a new negative coupling structure is proposed, which is constructed by two coupled lines with shorted ends. The negative coupling structure is analyzed in detail. The structure which can realize both relatively weak and strong negative coupling strength. The optimization method based on characteristic polynomials and reference zeros and poles of scattering parameters is realized for the filter design. To verify the proposed negative coupling structure, two fourth-order cross-coupled SIW BPFs with the center frequency of 10 GHz based on the optimized coupling matrixes are designed. The first one has a normalized bandwidth of 3% with a negative coupling in one cross-coupling path to illustrate the realization of weak negative coupling strength, and the second one has a normalized bandwidth of 8% with a negative coupling in one main coupling path to illustrate the realization of strong negative coupling strength. Finally, the two BPFs are fabricated and measured. Simulation and measurement results are in good agreement, which demonstrates the feasibility of the proposed negative coupling structure and its application on cross-coupled SIW filters with high performance. The influence of weak disperse cross coupling on locations of transmission zeros is also discussed.

Key words: bandpass filter; substrate integrated waveguide; negative coupling; cross coupling; quasi-elliptic response; generalized Chebyshev response; coupling matrix synthesis

PACS: 41.20.-q; 41.20.Jb

现代通信系统要求微波滤波器具有小体积、可集成、低插入损耗和高选择性等特性^[1], 而基片集成波导(SIW)构成的谐振器具有平面可集成特性、低成本、较高的 Q 值和较高的功率容量, 能够满足高性能滤波器的应用需求, 成为微波滤波器设计的研究热点之一^[1-10]。为了提高滤波器选择性特性, 引入交叉耦合路径可以实现有限传输零点, 而在交叉耦合滤波器的设计中, 具有负耦合特性的耦合结构具有重要的作用, 它的特性决定了滤波器性能的好坏^[11]。

收稿日期: 2019-05-27; 修订日期: 2019-09-29

作者简介: 刘 庆 (1991—), 男, 博士研究生, 主要从事射频/微波器件研究; liuqing8123@163.com。

通信作者: 吕大龙 (1981—), 男, 讲师, 主要从事射频/微波器件和天线研究及应用; ldl2076@163.com。

针对交叉耦合 SIW 滤波器的设计实现,常见的负耦合结构有金属柱加载的平衡线^[12-13]、共面波导^[14]、金属柱加载的开路耦合共面波导^[15]等。文献 [12-13] 提出了金属柱加载的平衡线负耦合结构,并应用到介质填充波导,但需要在介质板的上、下金属面蚀刻缝隙,接地板上的缝隙会影响滤波器的封装(底部需要悬置,不利于整个系统的集成)。文献 [14] 提出利用共面波导实现负耦合特性,并应用在滤波器的设计中,但是共面波导带来的不连续性,引起一个额外的谐振模式,在通带下方形成一个较弱的通带,导致下阻带特性恶化。文献 [15] 提出了金属柱加载的开路耦合共面波导,详细分析了该负耦合结构的特性,并设计了滤波器进行验证,从测得的结果可知,开路耦合端可能带来了较大的辐射损耗,导致滤波器的插入损耗增加。因此,本文提出一种由两个短路耦合线构成的负耦合结构,它仅由上表面蚀刻缝隙及短路金属柱组成,额外的谐振模式远离通带附近,并且能够实现相对较弱和较强的耦合强度。

在设计交叉耦合滤波器时,需要根据指标要求获取相应的耦合路径的耦合强度,并利用它和实际物理结构的对应关系,初始化结构参数。针对一个既定的拓扑结构,由 N 阶微波滤波器的设计指标:带宽、中心频率、通带内反射系数和传输零点的位置,得到相应的耦合矩阵 $(N+2) \times (N+2)$ ^[11]。传统的耦合矩阵的综合,是由滤波器的设计指标,通过多项式综合得到全规范型耦合矩阵,即矩阵的非零元素位于主对角线和第 1, $N+2$ 行和第 1, $N+2$ 列。然后通过矩阵旋转消元,获取满足既定的拓扑结构的矩阵^[11]。针对复杂或者阶数较高的拓扑结构,使用矩阵旋转消元的方法具有一定的局限性。因而采用优化的方法直接获取相应的耦合矩阵,具有一定的优势^[16-19]。

目前有三种常见的耦合矩阵优化方法,第一种优化方法是基于滤波器的传输零点位置的 S_{21} 和反射零点位置 S_{11} 为 0 的特性,以及决定通带特性特殊点 $\omega = \pm 1$, 构造代价函数,并给出了详细的实现过程^[16]。而且该方法还可以改进为实现含频变耦合元素的直线型拓扑结构的耦合矩阵综合,但不适用于含频变的交叉耦合路径。当滤波器谐振节点之间的耦合都为常数时,可以使用第二种优化方法^[17-18],即本征值的方法,其主要思想是矩阵通过旋转变换后,特征值不变,当耦合系数随频率变化时,含频变耦合的全规范型耦合矩阵的综合具有一定的难度,目前没有一个通用的方法来获取通用的含频变耦合的全规范型耦合矩阵。针对含频变耦合拓扑结构,可以根据滤波器的多项式函数的零极点与耦合矩阵之间的对应关系来优化耦合矩阵^[19],即第三种优化方法,而且该方法还适用于常系数耦合矩阵,具有普遍性。

本文详细分析了提出的新型负耦合结构特性,并总结了第三种耦合矩阵优化方法及实现过程,利用该方法获得后文设计的滤波器的耦合矩阵。为了验证新型负耦合结构特性,设计了两款中心频率为 10 GHz 的四阶交叉耦合 SIW 带通滤波器,负耦合结构分别位于交叉耦合路径和主耦合路径,实现两个有限的传输零点,最后加工和测试,测试结果和仿真结果一致性较好,表明了该负耦合结构及其在高性能交叉耦合 SIW 滤波器中应用的可行性。最后讨论了弱色散交叉耦合对传输零点位置的影响。

1 新型负耦合结构分析

提出的负耦合结构如图 1 所示,两个方形 SIW 谐振器分别延伸出一个短路共面波导线,两个谐振器中的主模 TE_{101} 通过延伸的短路线相耦合,短路耦合线长度记为 L_1 ,耦合缝隙记为 g_2 。基于图 1 的结构,使用 HFSS 的本征模分析,得到的两个 SIW 谐振器通过该耦合结构相耦合的电场分布如图 2 所示,其中图 2(a) 为谐振频率较低的电场分布,图 2(b) 为谐振频率较高的电场分布,相应的谐振频率分别记为 f_1 和 f_2 ,可以看出频率较低的谐振模式具有反相特点^[11, 15],故该结构可以实现负耦合。两个谐振器之间的耦合系数 K_{12} 计算式为^[11]

$$K_{12} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (1)$$

提取的耦合系数与耦合线长度 L_2 的关系如图 3(a),可知,随着耦合线长度的增加,耦合强度逐渐增加,并且可以通过增加 L_2 实现较强的负耦合。由于该耦合结构的不连续性与结构参数 g_1, g_3 和 W_1 也相关,因此这些参数会影响耦合系数,本文通过归一化阻抗变换器 K/Z_0 进一步说明该耦合结构的特性^[20]。

虽然通过式 (1) 可以提取耦合系数与结构参数的关系,但是它只含中心频率处提取的耦合系数,并把谐振器之间的耦合系数看作不随频率变化的常数^[11]。实际上,耦合系数是关于频率的函数,一般可近似为频率的线性关系^[21]。

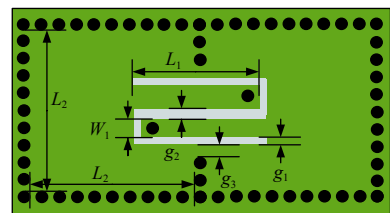


Fig. 1 Layout of the proposed negative coupling structure

图 1 负耦合结构

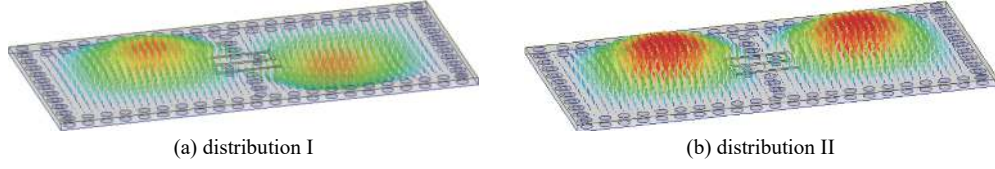


Fig. 2 Electric-field distributions of the two coupled SIW cavities

图 2 两个谐振器相耦合的电场分布

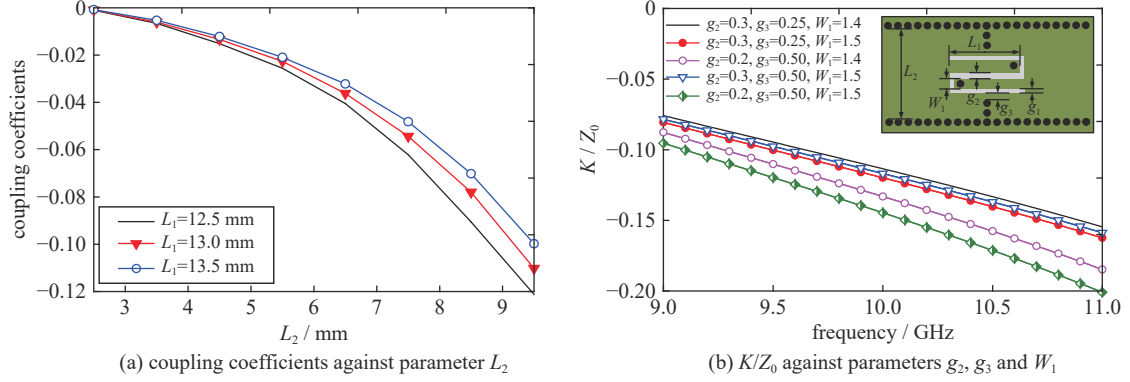

 Fig. 3 Extracted coupling coefficient and normalized inverter K/Z_0

 图 3 提取的耦合系数及归一化变换器 K/Z_0

基于图 3(b) 中的插图结构, 当两个端口处于结构的中心截面时, 通过 HFSS 仿真, 可以提取归一化阻抗变换器 K/Z_0 , 如图 3(b) 所示, 可知: (1) 耦合系数具有较弱的色散特性, 说明该耦合结构在实现容性耦合的同时, 也包含了较弱的感性耦合; (2) 增加 g_2 , 耦合变弱, 这是由于两个短路耦合线的耦合变弱导致的; (3) 增加 g_3 , 耦合变弱, 这是由于增加了感性耦合, 导致总的耦合强度减弱; (4) 增加 W_1 , 耦合变强, 这是由于增加了等效的容性耦合(耦合线可看作非谐振节点, 用于产生一个等效的负耦合, 增加长度 W_1 时, 非谐振节点的频率减小, 并进一步靠近感兴趣的频率范围, 使得容性耦合增强)。实际上增加 L_2 , 耦合变强(原理同增加参数 W_1), 如图 3(a) 分析, 不再在图 3(b) 中给出。而且仅通过参数 L_2 就能很好地控制所需要的耦合系数, 如图 3(a) 所示, 因此在下文仿真设计中, 参数 g_1 固定为 0.25 mm, g_3 固定为 0.5 mm, W_1 固定为 1.2 mm。

2 基于特征多项式的耦合矩阵综合优化

基于第三种优化方法实现耦合矩阵的综合^[19], 直接给出最具一般性的耦合矩阵优化方法(即含频变耦合元素)和实现过程, 当不含频变耦合元素时, 也可以直接使用该优化方法。含有频变耦合的散射参数 S_{11} 和 S_{21} 与特征多项式 $F(\omega)$, $E(\omega)$, $P(\omega)$ 之间的关系可以表示为^[19]

$$S_{11} - 1 = \frac{F(\omega) - E(\omega)}{E(\omega)} = 2jR_1 \frac{\det(\mathbf{M}' - j\mathbf{R}' + \omega\mathbf{M}'_1)}{\det(\mathbf{M} - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{M}_1)} \quad (2)$$

$$S_{21} = \frac{P(\omega)}{E(\omega)} = -2j\sqrt{\mathbf{R}_1\mathbf{R}_N} \frac{\det(\mathbf{M}'' - j\mathbf{R}'' + \omega\mathbf{M}''_1)}{\det(\mathbf{M} - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{M}_1)} \quad (3)$$

式中: ω 表示归一化角频率, \mathbf{M} , \mathbf{M}_1 , 和 \mathbf{R} 都为 $(N+2) \times (N+2)$ 的对称矩阵, \mathbf{M} 表示耦合矩阵的常数项; \mathbf{M}_1 的非零元素表示频变耦合项; \mathbf{R} 所有元素为零, 除了 $\mathbf{R}_{1,1} = \mathbf{R}_1$, $\mathbf{R}_{N+1, N+1} = \mathbf{R}_N$; \mathbf{M}' , \mathbf{R}' , \mathbf{M}'_1 分别为 \mathbf{M} , \mathbf{R} , \mathbf{M}_1 删除相应矩阵的最后一行和最后一列得到的 $(N+1) \times (N+1)$ 的对称矩阵; \mathbf{M}'' , \mathbf{R}'' , \mathbf{M}''_1 分别为 \mathbf{M} , \mathbf{R} , \mathbf{M}_1 删除相应矩阵的第一行和最后一列得到的 $(N+1) \times (N+1)$ 的非对称矩阵。

由式 (2) 和 (3) 可知, 特征多项式 $P(\omega)$, $E(\omega)$ 和 $F(\omega) - E(\omega)$ 的根分别与矩阵 $\mathbf{M} - j\mathbf{R}$, $\mathbf{M}' - j\mathbf{R}'$, $\mathbf{M}'' - j\mathbf{R}''$ 的有限广义特征值一一对应, 因此, 可以通过它们之间的对应关系构造代价函数

$$C = (\lambda_0 - \lambda)^H (\lambda_0 - \lambda) \quad (4)$$

式中: λ_0 为特征多项式的根; λ 为相应矩阵的广义特征值。该优化问题是一个非线性最小二乘问题, 可以通过给定初始值, 进行优化, 得到耦合矩阵 \mathbf{M} 。

该代价函数 C 是关于矩阵元素的函数, 因而需要使用特征值扰动理论, 得到对称和非对称矩阵的每个特征值

对矩阵的每个元素的偏导数计算公式。对于对称矩阵 \mathbf{Q} , 可得

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial Q^{(j,k)}} = \frac{y_i^T P^{(j,k)} x_i}{y_i^T Q^{(j,k)} x_i} \quad (5)$$

式中: λ_i 为矩阵 \mathbf{Q} 的第 i 个特征值, $Q^{(j,k)}$ 为矩阵 \mathbf{Q} 的第 j 行 k 列的元素, x_i 和 y_i 分别为特征值 λ_i 对应矩阵 \mathbf{Q} 的右特征向量和左特征向量。 $P^{(j,k)}$ 为除了第 j 行 k 列和第 k 行 j 列元素为 1, 其他所有元素为零的矩阵。在实际计算时, \mathbf{Q} 矩阵为 $\mathbf{M}-j\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{M}'-j\mathbf{R}'$ 。

对于非对称矩阵 \mathbf{Q} , 可得

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial Q^{(j,k)}} = -\lambda_i \frac{y_i^T P'^{(j,k)} x_i}{y_i^T Q^{(j,k)} x_i} \quad (6)$$

式中: $P'^{(j,k)}$ 为矩阵 $P^{(j,k)}$ 删除第一行和最后一列得到的矩阵, 在实际计算时, \mathbf{Q} 矩阵为 $\mathbf{M}''-j\mathbf{R}''$ 。

当耦合矩阵不含频变耦合元素时, \mathbf{M}_1 的非对角元素全为零(即 \mathbf{M}_1 为单位矩阵), 求广义特征值退化为求矩阵的普通特征值。

本文使用 MATLAB 编程, 实现该优化过程, 并给出两个用于后文设计的四阶交叉耦合滤波器优化结果。第一个滤波器 I 的负耦合路径为交叉耦合路径, 拓扑结构如图 4(a) 插图所示, 低通原型的归一化相对带宽为 3%, 通带内反射系数小于 -20 dB, 传输零点位于 S 域虚轴对称位置 -2.15j 和 2.15j, 映射到带通域的中心频率为 10 GHz 时, 两个传输零点分别位于 9.68 GHz 和 10.33 GHz, 相应的耦合元素为 $M_{S1}=1.025 2$, $M_{12}=M_{34}=0.877 8$, $M_{23}=0.757 1$, $M_{14}=-0.144 1$, 其他耦合元素全为零, 相应的频率响应曲线如图 4(a)。第二个滤波器 II 的负耦合路径为主耦合路径, 拓扑结构如图 4(b) 插图所示, 归一化相对带宽为 8%, 通带内反射系数小于 -20 dB, 传输零点分别位于 S 域虚轴对称位置 -2.1j 和 2.1j, 映射到带通域的中心频率为 10 GHz 时, 两个传输零点分别位于 9.19 GHz 和 10.87 GHz, 相应的耦合元素为 $M_{S1}=1.024 7$, $M_{12}=M_{34}=0.875 7$, $M_{23}=-0.760 2$, $M_{14}=0.152 1$, 其他耦合元素全为零, 相应的频率响应曲线如图 4(b) 所示。

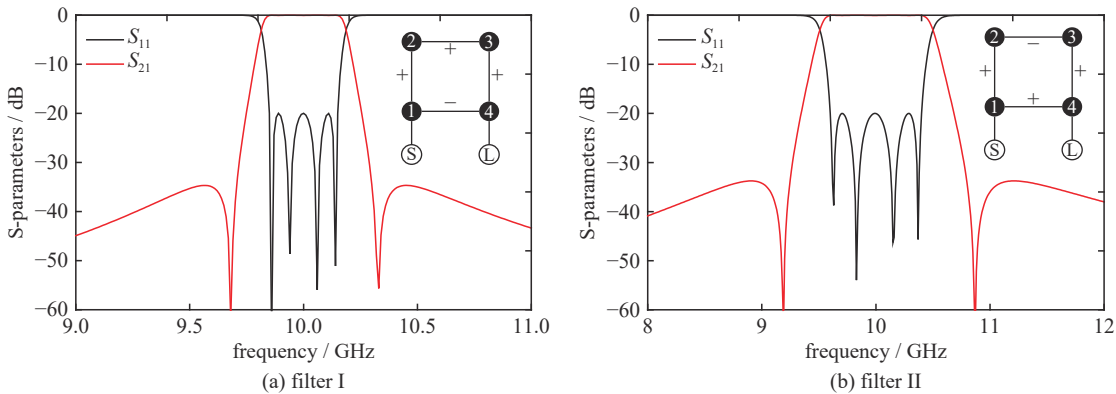


Fig. 4 Filtering responses based on coupling matrixes

图 4 滤波器的耦合矩阵响应

3 交叉耦合 SIW 滤波器设计及验证

基于上节给出的两个交叉耦合原型滤波器, 并使用本文提出的负耦合结构, 设计、加工了两款不同结构的 SIW 滤波器(负耦合分别作用于交叉耦合路径和主耦合路径), 并进行测试, 分别用于验证耦合结构提供较弱和较强耦合。

3.1 滤波器 I (负的交叉耦合路径)

四阶交叉耦合 SIW 滤波器 I 的结构如图 5(a) 所示, 负耦合结构的交叉耦合路径, 相应的拓扑结构如图 4(a) 的插图所示, 由第 2 节给出的滤波器 I 指标及耦合元素的大小, 根据提取的外部品质因数及内部耦合系数, 可以获得较好的初始化参数^[11], 然后通过 HFSS 优化, 得到满足指标要求的结构, 其中优化后的传输零点分别位于 9.665 GHz 和 10.325 GHz。提取的负耦合系数如图 2(a) 所示, 其他外部品质因数和内部耦合系数不是本文重点, 故不再给出。优化后的结构参数如下: $g_0=0.25$ mm, $g_1=0.25$ mm, $g_2=0.3$ mm, $g_3=0.5$ mm, $g_4=4.39$ mm, $g_5=4.09$ mm,

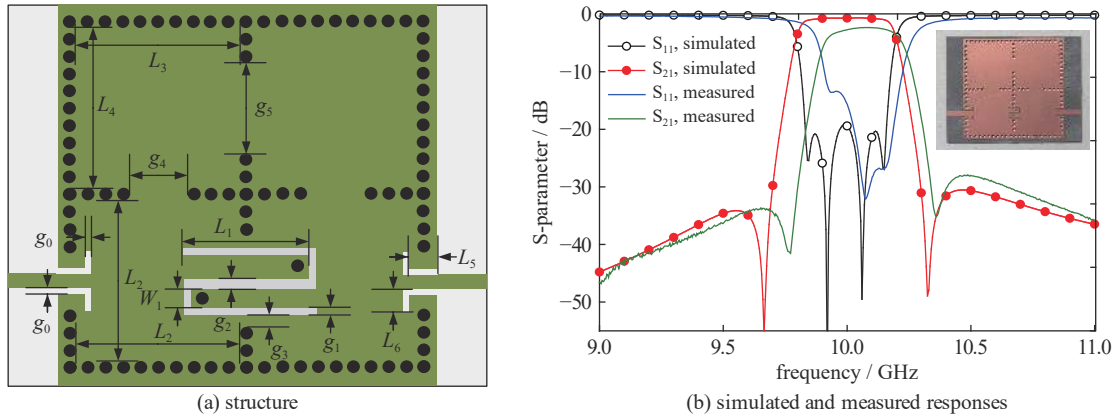


Fig. 5 Structure, simulated and measured data of the proposed filter I

图 5 滤波器 I 的结构示意图、仿真、测试结果

$W_1=1.2\text{ mm}$, $L_1=3.27\text{ mm}$, $L_2=13.26\text{ mm}$, $L_3=13.26\text{ mm}$, $L_4=13.94\text{ mm}$, $L_5=2.6\text{ mm}$, $L_6=0.9\text{ mm}$ 。

加工了该滤波器, 并进行测试。测试和仿真结果的对比如图 5(b) 所示, 实物图如图 5(b) 中插图所示。测得通带的中心频率为 10.07 GHz, 通带内插入损耗为 2.16 dB, 通带内反射系数小于 -13.72 dB, 1 dB 带宽为 240 MHz(相对带宽 2.4%), 两个传输零点分别位于 9.77 GHz 和 10.36 GHz。仿真结果和测试结果一致性较好, 验证了该负耦合结构设计交叉耦合滤波器的可行性。

3.2 滤波器 II (负的主耦合路径)

四阶交叉耦合 SIW 滤波器 II 的结构如图 6(a) 所示, 相比滤波器 I, 其负耦合结构在主耦合路径, 相应的拓扑结构如图 4(b) 的插图所示, 由第 2 节给出的滤波器 II 指标及耦合元素的大小, 使用 HFSS 优化设计滤波器 II, 得到满足指标要求的结构, 其中优化后的传输零点分别位于 9.2 GHz 和 11.05 GHz。优化后的结构参数如下: $g_0=0.25\text{ mm}$, $g_1=0.25\text{ mm}$, $g_2=0.3\text{ mm}$, $g_3=0.5\text{ mm}$, $g_4=6.28\text{ mm}$, $g_5=3.2\text{ mm}$, $W_1=1.2\text{ mm}$, $L_1=7.9\text{ mm}$, $L_2=12.68\text{ mm}$, $L_3=12.68\text{ mm}$, $L_4=12.78\text{ mm}$, $L_5=3\text{ mm}$, $L_6=2.15\text{ mm}$ 。

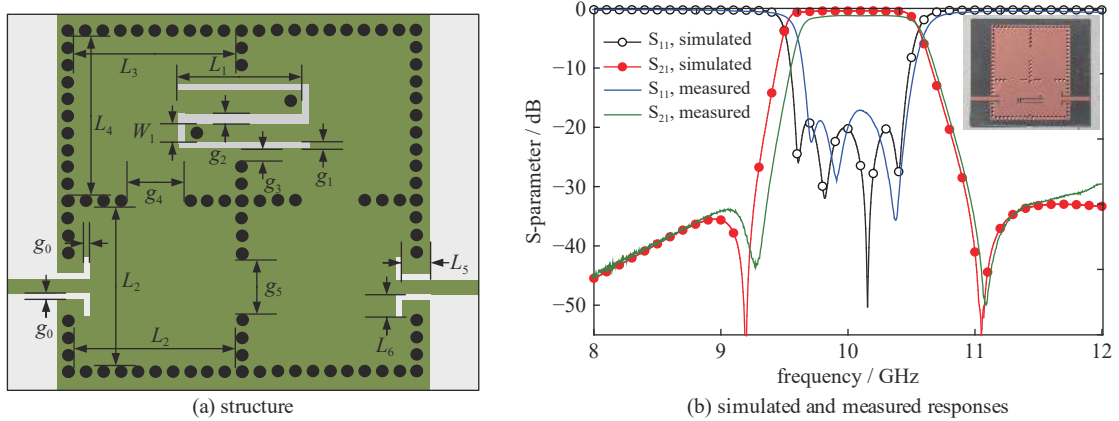


Fig. 6 Structure, simulated and measured data of the proposed filter II

图 6 滤波器 II 的结构示意图、仿真、测试结果

加工了该滤波器, 并进行测试。仿真和测试结果的对比如图 6(b) 所示, 实物图如图 6(b) 中插图所示。测得通带的中心频率为 10.056 GHz, 通带内插入损耗为 1.1 dB, 通带内反射系数小于 -17.43 dB, 1 dB 带宽为 757 MHz(相对带宽 7.57%), 两个传输零点分别位于 9.28 GHz 和 11.09 GHz。仿真结果和测试结果一致性较好, 验证了该耦合结构可以实现较强的负耦合强度, 并用于主耦合路径。测得的滤波器 I 和 II 的中心频率都偏高, 这是由于实际板材的介电常数偏小导致的。

虽然基于本文提出的负耦合结构, 只设计、加工了两款四阶交叉耦合基片集成波导滤波器, 但是测试结果足以说明其可行性, 对于其他含交叉耦合的物理可实现的拓扑结构, 该负耦合结构一样适用。

3.3 弱色散耦合对传输零点位置的影响

由上文对耦合结构的归一化阻抗变换器的特性分析可知, 耦合系数具有较弱的色散特性, 在第 3 节中的滤波

器的耦合矩阵(对应的耦合元素)是常数,因而得到的两个传输零点应该关于通带中心对称,而在3.1节和3.2节设计的交叉耦合基片集成波导滤波器,两个传输零点不再完全关于带通中心对称,这是由于基于两个短路耦合线的负耦合结构具有较弱的色散耦合导致的。为了进一步说明弱色散耦合对传输零点位置的影响,通过滤波器I的拓扑结构,在交叉耦合路径1-4引入频变耦合,新的拓扑结构如图7插图所示。当没有频变元素时,散射参数 S_{21} 如图7中的红色曲线,两个传输零点分别位于 $-2.15j$ 和 $2.15j$,耦合元素已在第三节给出;当交叉耦合具有色散特性时,假设两个传输零点分别位于 $-2.3j$ 和 $2.0j$,优化得到的耦合元素为: $M_{S1}=1.0220$, $M_{12}=M_{34}=0.8744$, $M_{23}=0.7550$, $M_{14}=-0.1479-0.0111j\omega$, $M_{11}=-0.0068$, $M_{22}=M_{33}=-0.0021$, $M_{44}=-0.0011$,其他耦合元素全为零,可知频变交叉耦合系数 M_{14} 具有负斜率特性,对应的响应如图7中蓝色曲线所示;当两个传输零点分别位于 $-2.0j$ 和 $2.3j$,优化得到的耦合元素为: $M_{S1}=1.0200$, $M_{12}=M_{34}=0.8715$, $M_{23}=0.7533$, $M_{14}=-0.1450+0.0106\omega$, $M_{11}=0.0024$, $M_{22}=M_{33}=0.0029$, $M_{44}=-0.0014$,其他耦合元素全为零,可知频变交叉耦合系数 M_{14} 具有正斜率特性,对应的响应如图7中黑色曲线所示。其中负斜率特性的响应曲线也验证了滤波器I的特性,即两个传输零点非对称特性(同时偏向于低频方向)。

4 结论

本文提出了一种新型负耦合结构用于交叉耦合基片集成波导滤波器的设计。该负耦合结构可实现较弱和较强的负耦合强度,并且耦合强度可以灵活控制。总结了基于特征多项式的优化方法获取耦合矩阵。设计并加工了两个中心频率为10 GHz的4阶滤波器,测试结果和仿真结果一致性较好,验证了该负耦合结构及其在高性能SIW滤波器设计中的可行性。最后讨论了弱色散耦合对传输零点位置的影响。

参考文献:

- [1] Moscato S, Tomassoni C, Bozzi M, et al. Quarter-mode cavity filters in substrate integrated waveguide technology[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2016, 64(8): 2538-2547.
- [2] 翟国华, 洪伟, 吴柯, 等. 集成宽带折叠半模基片集成波导带通滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 825-829. (Zhai Guohua, Hong Wei, Wu Ke, et al. Compact wideband folded half mode substrate integrated waveguide bandpass filters. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 825-829)
- [3] 李荣强, 肖绍球. 一种槽线扰动的基片集成波导双模滤波器[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(11): 2791-2794. (Li Rongqiang, Xiao Shaoqiu. A substrate integrated waveguide dual-mode filter with a slot line perturbation. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(11): 2791-2794)
- [4] 刘庆, 周东方, 张德伟, 等. 双/三模基片集成波导和共面波导混合结构滤波器设计[J]. 电子学报, 2018, 46(4): 952-960. (Liu Qing, Zhou Dongfang, Zhang Dewei, et al. Design of filters using hybrid structure of dual/triple-mode substrate integrated waveguide and ground coplanar waveguides. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(4): 952-960)
- [5] Liu Q, Zhou D, Wang S, et al. Highly-selective pseudoelliptic filters based on dual-mode substrate integrated waveguide resonators[J]. Electronics Letters, 2016, 52(14): 1233-1235.
- [6] Chu P, Hong W, Tuo M G, et al. Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2017, 63(3): 1-7.
- [7] Liu Z, Xiao G, Zhu L. Triple-mode bandpass filters on CSRR-loaded substrate integrated waveguide cavities[J]. IEEE Trans Components Packaging & Manufacturing Technology, 2016, 6(7): 1-7.
- [8] Chu P, Hong W, Tuo M, et al. Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2017, 65(3): 824-830.
- [9] Deslandes D, Wu K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2003, 51(2): 593-596.
- [10] Liu Q, Zhou D, Lü D, et al. Ultra-compact highly selective quasi-elliptic filters based on combining dual-mode SIW and coplanar waveguides in a single cavity[J]. IET Microwaves Antennas & Propagation, 2018, 12(3): 360-366.
- [11] Cameron R J, Kudsia C M, Mansour R R. Microwave filters for communication systems: Fundamentals, design, and applications[M]. New York: Wiley, 2007.
- [12] Chang C Y, Hsu W C. Novel planar, square-shaped, dielectric-waveguide, single-, and dual-mode filters[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques,

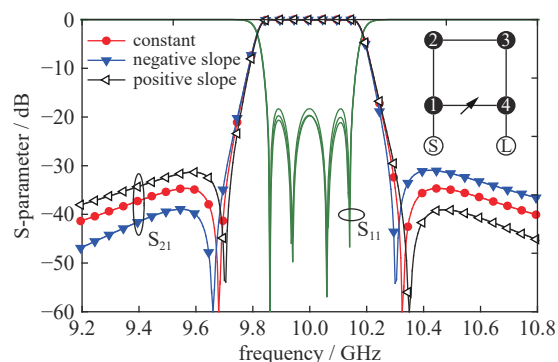


Fig. 7 The influence of weak dispersive cross coupling on the locations of transmission zeros

图7 弱色散交叉耦合对传输零点位置的影响

- 2002, 50(11): 2527-2536.
- [13] Chen X P, Wu K. Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2008, 56(1): 142-149.
- [14] Potelon B, Favennec J F, Quendo C, et al. Design of a substrate integrated waveguide (SIW) filter using a novel topology of coupling[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2008, 18(9): 596-598.
- [15] You C J, Chen Z N, Zhu X W, et al. Single-layered SIW post-loaded electric coupling-enhanced structure and its filter applications[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2013, 61(1): 125-130.
- [16] Amari S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique[J]. IEEE Trans Microwave Theory & Techniques, 2000, 48(9): 1559-1564.
- [17] Lamecki A, Kozakowski P, Mrozowski M. Fast synthesis of coupled-resonator filters[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2004, 14(4): 174-176.
- [18] Kozakowski P, Lamecki A, Sypek P, et al. Eigenvalue approach to synthesis of prototype filters with source/load coupling[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2005, 15(2): 98-100.
- [19] Szydlowski L, Lamecki A, Mrozowski M. Coupled-resonator filters with frequency-dependent couplings: coupling matrix synthesis[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2012, 22(6): 312-314.
- [20] Szydlowski L, Lamecki A, Mrozowski M. Coupled-resonator waveguide filter in quadruplet topology with frequency-dependent coupling – A design based on coupling matrix[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2012, 22(11): 553-555.
- [21] Amari S, Bekheit M, Seyfert F. Notes on bandpass filters whose inter-resonator coupling coefficients are linear functions of frequency[C]// IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2008: 1207-1210.