

基于慢波半模基片集成波导的紧凑型 平衡滤波器设计

朱宏彬, 纪磊, 李晓春, 毛军发

(上海交通大学高速电子系统设计与电磁兼容研究教育部重点实验室, 上海 200240)

摘要: 本文基于慢波半模基片集成波导(Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, SW-HMSIW)结构, 设计了一款紧凑型平衡滤波器. 该滤波器由金属盲孔阵列加载的 SW-HMSIW 多模谐振腔、两对间距 $0.5\lambda_g$ 的差分馈电线(λ_g 为滤波器中心频率处的波长)组成. 该平衡滤波器由于利用了 HMSIW 多模谐振腔的不同模式, TE_{102}^{SW} 和 TE_{106}^{SW} 两个模式工作在共模(Common Mode, CM)状态, 而 TE_{103}^{SW} , TE_{104}^{SW} , TE_{105}^{SW} 这 3 个模式工作在差模(Differential Mode, DM)状态, 因此该滤波器相较于已发表文献中的 SIW 平衡滤波器, 具有更宽的工作带宽. 进一步, 慢波结构的引入实现了对 HMSIW 多模谐振腔不同模式谐振频率的调控, 明显降低了谐振腔的纵向及横向尺寸, 实现了滤波器的紧凑化设计. 本文提出的滤波器, 其总尺寸为 $1.86\lambda_g \times 0.34\lambda_g$, -3 dB DM 工作相对带宽可达 32%, -20 dB CM 抑制相对带宽可达 23%. 与同类 HMSIW 平衡滤波器相比, 本文提出的 SW-HMSIW 平衡滤波器的电路面积减小了约 42%.

关键词: 平衡滤波器; 半模基片集成波导; 多模谐振腔; 慢波结构; 小型化

基金项目: 国家重点研发计划(No.2019YFB1802904)

中图分类号: TN713+.5; TN816

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)10-2739-08

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

DOI: 10.12263/DZXB.20220112

Design of Compact Balanced Filter Using Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide

ZHU Hong-bin, JI Lei, LI Xiao-chun, MAO Jun-fa

(Key Laboratory of Ministry of Education of Design and Electromagnetic Compatibility of High Speed Electronic Systems,
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: A compact balanced bandpass filter using just one half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) multimode resonator loaded with slow-wave structure is proposed. The filter is composed of a single-layer HMSIW multimode resonator, two pairs of differential feed lines and an array of metal blind holes. The TE_{103}^{SW} , TE_{104}^{SW} , and TE_{105}^{SW} modes of the HMSIW multimode resonator operate in differential mode (DM) and TE_{102}^{SW} and TE_{106}^{SW} modes operate in common mode (CM), resulting in the features of wide bandwidth. The introduction of slow-wave structure controls the resonant frequency of different modes, and realizes the filter miniaturization. A prototype is designed with a total size of $1.86\lambda_g \times 0.34\lambda_g$, the -3 dB DM fractional bandwidth of 32% at the center frequency of 6.5 GHz, and the -20 dB CM fractional suppression bandwidth of 23%. Compared with the previous HMSIW balanced filter, the circuit area of the proposed filter is reduced by 42%.

Key words: balanced filter; half-mode substrate integrated waveguide; multimode resonator; slow-wave structure; miniaturization

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program (No.2019YFB1802904)

1 引言

为了满足现代通信系统的高集成度需求, 微波射频滤波器朝着高频率、小型化的趋势发展. 基片集成波

导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)^[1]相较于传统的微带线、槽线等平面传输线, 在微波毫米波段具有低损耗、高功率容量的优良特性, 被广泛应用于滤波器

等无源器件的设计中. 然而 SIW 较大的尺寸限制了其应用范围. 随后, 脊基板集成波导(Ridge Substrate Integrated Waveguide, RSIW)^[2]、半模基板集成波导(Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, HMSIW)^[3]等一系列 SIW 的变形结构被提出, 以实现波导横向尺寸的减小. 此外, 为了减小 SIW 的纵向尺寸, 实现微波器件整体尺寸的紧凑型设计, 在 SIW 结构中引入慢波(Slow Wave, SW)效应得到了研究. 文献[4]首次提出慢波 SIW 的概念, 在 SIW 中加载金属盲孔阵列, 实现了具有慢波特性的 SIW 传输线. 通过改变金属盲孔阵列的高度和周期大小, 可以实现所需的慢波特性, 降低截止频率. 这类慢波 SIW 结构可实现横向和纵向尺寸的同时减小, 是实现 SIW 微波器件小型化的有效方法之一.

随着信号速率的不断提升, 噪声干扰成为通信系统中低信噪比等信号完整性问题的主要来源. 与单端信号相比, 差分信号对电磁噪声、串扰具有更高的容忍度, 然而实际电路中由交叉模式耦合引起的共模(Common Mode, CM)噪声是差分系统电磁干扰的根源. 平衡器件的共模抑制特性对带内电磁噪声具有更强的抵抗力, 可以保证差分信号的完整性以及高信噪比. 至今, 已有基于微带线^[5,6]、平行带状线^[7]等多种平面传输线结构设计的平衡滤波器被相继提出. 基板集成波导具有低损耗、高功率容量的优良特性, 被广泛应用于平衡滤波器的设计中^[8,9]. 在文献[8]中, 一种采用多谐振腔级联的 SIW 平衡滤波器被提出, 由于仅利用了谐振腔的 TE_{102} 和 TE_{201} 两个模式, 其差模(Differential Mode, DM)相对带宽仅有 3% 且尺寸较大. 随后, 基于各类 SIW 的变种结构的平衡滤波器被相继提出. 其中, 虽然基于多层折叠 HMSIW 的平衡滤波器^[10]能够减小电路面积, 但是其利用单模式非耦合槽产生的 DM 工作相对带宽仍然较窄, 仅有 12%, 并且折叠波导增加了加工工艺复杂度. 为了提升工作带宽, 一些混合结构被提出, 例如混合 SIW-共面波导谐振结构^[11]等可以将工作相对带宽最高提升至 17%. 上述混合 SIW 平衡滤波器采用了复杂的腔体耦合并且带内插入损耗高达 1.7 dB, 为了降低设计难度, 一种基于单层带槽 HMSIW 设计的紧凑型平衡滤波器^[12]被提出, 实现了 28% 的工作相对带宽以及较低的插入损耗. 综上所述, 现有 SIW 平衡滤波器的小型化技术仅聚焦在滤波器横向尺寸的减小, 尚未考虑纵向尺寸的减小.

为了同时减小 SIW 平衡滤波器的横向与纵向尺寸, 本文提出了一种基于慢波半模基板集成波导(Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, SW-HMSIW)的小型化宽带平衡滤波器. 该滤波器具有高紧凑性、宽工作带宽的优点. 该结构由金属盲孔阵列加载的 SW-HMSIW 多模谐振腔、两对差分微带馈电线组

成. 由于该平衡滤波器利用了 HMSIW 多模谐振腔的不同模式, 其中有 3 个模式工作在差模状态, 因而 -3 dB DM 工作相对带宽提高到 32%. 慢波结构的引入明显地降低了相同谐振频率所对应的谐振腔纵向及横向尺寸, 实现了滤波器的小型化设计. 相较于同类 HMSIW 平衡滤波器, 本文提出的滤波器纵向尺寸缩小了 40%, 横向尺寸缩小了 3%, 整体电路面积减少了约 42%, 解决了 HMSIW 平衡滤波器体积过大、微波电路集成时紧凑度不高的问题, 在射频电路及天线设计等领域展现出潜在的应用.

2 结构介绍

本文提出的一种基于慢波半模基板集成波导(SW-HMSIW)设计的平衡滤波器, 如图 1 所示. 该结构由一层介质基板和上下两层金属组成, 金属过孔连接上下两层金属, 形成 HMSIW 多模谐振腔的 3 个金属侧壁, 特定高度的金属盲孔阵列组成的慢波结构被加载到下层介质基板中. 在 HMSIW 多模谐振腔的开放侧有两对微带馈电线, 分别作为平衡滤波器的激励与输出端口, 相邻馈电线之间的距离约为 $0.5\lambda_g$. 其中, λ_g 为滤波器中心频率处的波长, 馈电端口分别标注为 1+ 和 1-, 2+ 和 2-. 为了实现良好的匹配, 两对微带馈电线下方也分别加载一系列金属盲孔. 介质基板总厚度为 h , 金属盲孔的高度为 h_1 . w_1 为横向金属过孔阵列中心到上层金属边缘的距离, w_0 为横向金属过孔阵列中心到下层金属边缘的距离. l_m 为谐振腔的纵向长度. d_1 和 d_3 分别表示金属通孔的直径和间距, d_2 和 p 分别为金属盲孔的直径和周期. 微带馈电线的宽带为 w_k , 长度为 $(w_0 - w_1)$, l_a 和 l_b 分别为相邻两条馈电线之间的距离.

3 设计原理

平衡滤波器的设计采用 PCB 工艺, 介质基板选用 RO4350, 相对介电常数和损耗角正切值分别为 3.66 和 0.004, 顶层和底层覆盖标准铜箔. 金属盲孔阵列的实现方式是先在底层介质基板中加载金属化过孔, 然后将上下两层介质基板通过厚度为 0.1 mm 的 FR4 固化片(相对介电常数为 4.4)进行压合. 下文中将首先介绍 SW-HMSIW 设计原理, 在此基础上阐述 HMSIW 平衡滤波器设计原理.

3.1 SW-HMSIW 设计原理

图 2 展示了 SW-HMSIW 的详细结构. HMSIW 的一侧使用一排金属通孔模拟电壁, 另一侧开口处模拟准磁壁. HMSIW 保留了和 SIW 相似的场分布, 但其横向宽度仅为传统 SIW 的一半.

由于在底层介质基板中加载了金属盲孔阵列, 电场会被压缩到上层介质基板区域, 而盲孔周围的磁场

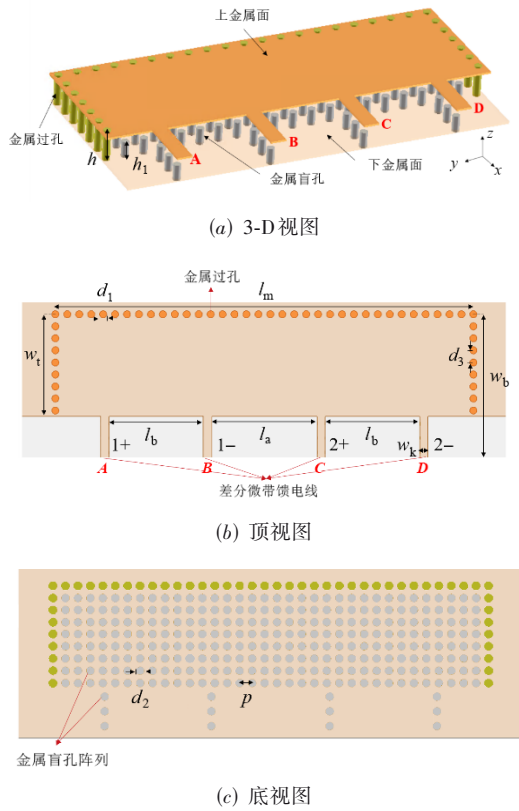


图1 SW-HMSIW 平衡滤波器视图

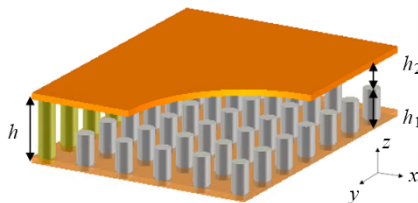


图2 SW-HMSIW 3D 结构示意图

仍均匀分布在介质基板中,表现出慢波效应^[13]. 其原理可以认为,金属盲孔的引入,在等效电感没有被明显改变的情况下,增强了等效耦合电容值,相当于提高了介质板的等效介电常数. 金属盲孔阵列加载的 SW-SIW 的等效相对介电常数 ϵ_{r-eff} 与金属盲孔的高度之间的关系可近似表示为^[13]

$$\epsilon_{r-eff} = \epsilon_r \cdot \frac{h}{h_2} = \epsilon_r \cdot \left(1 + \frac{h_1}{h_2} \right) \quad (1)$$

其中, h 表示介质基板总厚度, h_1 表示金属盲孔高度, h_2 表示上层介质基板总压合厚度(即上层介质基板厚度与 FR4 固化片厚度之和).

通过改变加载到下层介质基板中的金属盲孔阵列的高度和周期大小,可以实现设计所需的慢波特性. 为了更好地了解金属盲孔参数对慢波特性的影响,本文利用电磁仿真软件对图 2 所示的 SW-HMSIW 结构单元

进行仿真分析. 图 3 分别讨论了盲孔的高度、周期尺寸对于慢波因子(Slow-Wave Factor, SWF)的影响. 其中, SWF 定义为导波相速度与真空中光速的比值,即 v_p/c_0 . 图 3(a) 仿真了在金属盲孔排数为 6 的情况下,金属盲孔高度 h_1 对慢波特性的影响. 可以看到,金属盲孔越高,引入的耦合电容越大,从而产生更强的慢波特性. 但考虑到 PCB 加工工艺的限制,在实际设计中,我们将金属盲孔高度设定为 0.508 mm 且图 3(b) 仿真了在金属盲孔高度为 0.508 mm,盲孔排数为 6 排时,金属盲孔周期大小 p 对慢波特性的影响. 随着周期 p 的增大,慢波特性逐渐减弱,这也可以由单位耦合电容减小解释. 通过以上分析可以得知,金属盲孔的高度和间距对慢波特性的影响明显. 此外,从图 3(a) 中可以看到,在滤波器预设中心频率 6.5 GHz 处,加载 0.508 mm 高度的金属盲孔阵列的 HMSIW 的 SWF 为 0.319,而不加载金属盲孔阵列的原始 HMSIW 结构的 SWF 为 0.685. 由于金属盲孔的引入,SWF 减小为原来的 46%,等效于波长减小为原始 HMSIW 中波长的 46%. 因此,我们可以预期,通过在 HMSIW 中加载周期性金属盲孔阵列,可减小滤波器纵向尺寸近 50%.

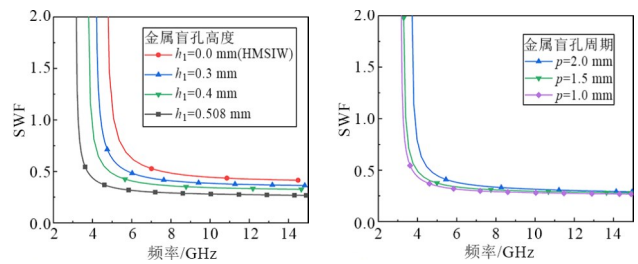


图3 改变金属盲孔几何参数对慢波特性的影响

3.2 基于慢波 HMSIW 的平衡滤波器设计原理

本文中的平衡滤波器利用了 SW-HMSIW 多模谐振腔的 $TE_{10m}^{SW} (m=2, 3, \dots, 6)$ 等 5 个模式,各模式电场强度分布图如图 4 所示,其中 A, B, C, D 这 4 点分别对应两对差分馈线的位置. 将相邻馈线之间的距离设计为约 $0.5\lambda_g$,由图 4 可知, λ_g 为 TE_{104}^{SW} 谐振模式的波长,可以使 A, B 两点(或 C, D 两点)处的电场矢量在 $TE_{103}^{SW}, TE_{104}^{SW}, TE_{105}^{SW}$ 模式下方向相反,而在 $TE_{102}^{SW}, TE_{106}^{SW}$ 模式下方向相同. 在两对差分馈线分别激励和输出下,平衡滤波器的 $TE_{103}^{SW}, TE_{104}^{SW}, TE_{105}^{SW}$ 这 3 个模式工作在差模状态下实现差分信号传输,而 $TE_{102}^{SW}, TE_{106}^{SW}$ 这 2 个模式工作在共模状态下阻止差分信号传输. 与现有文献报道的 SIW 平衡滤波器相比,本文利用了更多的谐振腔模式,提升了滤波器差模工作带宽.

对于 HMSIW 多模谐振腔,其 TE_{10m} 模式 ($m =$

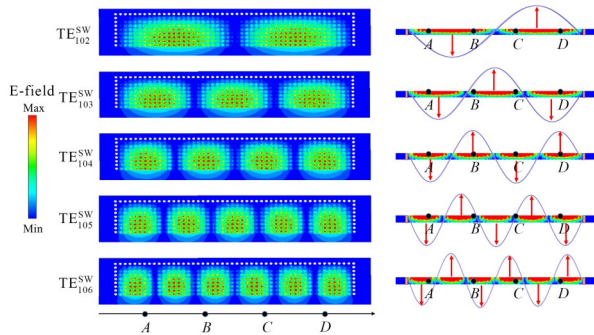


图4 SW-HMSIW多模谐振腔各模式电场强度分布示意图

2, 3, ..., 6)的谐振频率可以表示为^[14]

$$f_{\text{TE}_{10m}^{\text{HMSIW}}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2w_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{l_{\text{eff}}}\right)^2} \quad (2)$$

其中, w_{eff} 和 l_{eff} 分别是谐振腔的有效宽度和长度, ϵ_r 是填充介质的相对介电常数. 有效宽度 w_{eff} 和长度 l_{eff} 可以由SIW与常规矩形波导的等效获得^[1], 即

$$w_{\text{eff}} = w_1 - \frac{d_1^2}{0.95d_3} \quad (3)$$

$$l_{\text{eff}} = l_m - \frac{d_1^2}{0.95d_3} \quad (4)$$

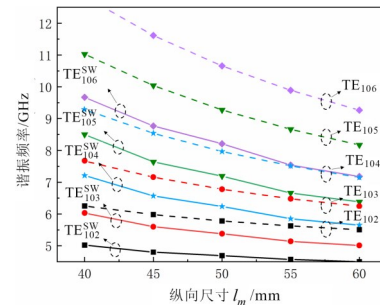
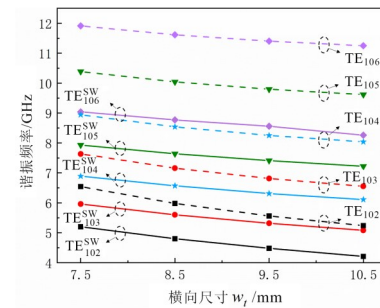
根据前文中对慢波结构的分析, 由于金属盲孔的引入提高了介质板的等效介电常数, SW-HMSIW多模谐振腔的 $\text{TE}_{10m}^{\text{SW}}$ ($m=2, 3, \dots, 6$)模式的谐振频率可以改写为

$$f_{\text{TE}_{10m}^{\text{SW-HMSIW}}} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\epsilon_r - \text{eff}}} f_{\text{TE}_{10m}^{\text{HMSIW}}} \quad (5)$$

由式(5)可知, 慢波结构的引入实现了对HMSIW多模谐振腔谐振频率的调控, 明显地降低了相同谐振频率所对应的谐振腔纵向及横向尺寸, 能够实现滤波器的紧凑化设计.

为了更进一步探究慢波结构对滤波器小型化的影响, 图5(a)(b)对比了分别固定横向尺寸与纵向尺寸时SW-HMSIW多模谐振腔与HMSIW多模谐振腔^[14]各模式谐振频率随谐振腔纵向尺寸 l_m 、横向尺寸 w_1 的变化规律, 其中实线与虚线分别代表了慢波HMSIW多模谐振腔对应的模式 $\text{TE}_{10m}^{\text{SW}}$ 与HMSIW多模谐振腔对应的模式 TE_{10m} ($m=2, 3, \dots, 6$). 从图5中可以看出, 随着 w_1 或 l_m 的增加, $\text{TE}_{10m}^{\text{SW}}$ ($m=2, 3, \dots, 6$)模式的谐振频率均向低频移动, 并且相邻模式之间的差值随着 l_m 的增加或 w_1 的降低逐渐变小. 由于平衡滤波器的差模信号工作在 $\text{TE}_{103}^{\text{SW}}$, $\text{TE}_{104}^{\text{SW}}$ 和 $\text{TE}_{105}^{\text{SW}}$, 而共模信号工作在 $\text{TE}_{102}^{\text{SW}}$ 和 $\text{TE}_{106}^{\text{SW}}$, 可以通过上述规律改变谐振腔横向与纵向尺寸以实现滤波器通带的灵活调控. 除此之外, 以图5(a)为例, 对于相同的谐振频点, SW-HMSIW多模谐振腔所需的纵向尺寸

远小于HMSIW多模谐振腔, 例如纵向尺寸为45 mm的SW-HMSIW多模谐振腔的各模式的谐振频率与纵向尺寸为60 mm的HMSIW多模谐振腔的谐振频率相等.

(a) 随纵向尺寸 l_m 变化(b) 随横向尺寸 w_1 变化图5 SW-HMSIW多模谐振腔与HMSIW多模谐振腔各模式谐振频率随纵向尺寸 l_m 和横向尺寸 w_1 变化的对比图

4 仿真与测试

4.1 仿真结果

本文提出的SW-HMSIW的平衡滤波器的设计采用PCB工艺, 介质基板选用RO4350, 顶层和底层覆盖标准铜箔. 考虑到PCB加工工艺的限制, 将下层介质基板厚度 h_1 (即金属盲孔高度) 设定为0.508 mm, 上层介质基板厚度设定为0.116 mm, 两层介质基板通过厚度为0.1 mm的FR4固化片进行压合. 根据第3.2节中对SW-HMSIW多模谐振腔各模式谐振频率的分析, 将谐振腔的横向尺寸 w_1 设定为8.3 mm, 纵向尺寸 l_m 设定为45 mm. 平衡滤波器的其余经过优化后的几何参数如表1所示.

表1 基于慢波HMSIW的平衡滤波器几何参数表

| 参数 | 尺寸/mm | 参数 | 尺寸/mm |
|-------|-------|-------|-------|
| h | 0.724 | w_b | 13.2 |
| h_1 | 0.508 | w_k | 0.9 |
| l_m | 45 | d_1 | 0.6 |
| w_1 | 8.3 | d_2 | 0.5 |
| p | 1 | d_3 | 1 |
| l_a | 11.2 | l_b | 11.7 |

基于慢波 HMSIW 的平衡滤波器的差模、共模散射参数仿真结果如图 6 所示. 从图 6(a)中可以看到, 仿真得到的滤波器的 -3 dB DM 带宽为 5.3~7.7 GHz, 中心频率为 6.5 GHz, 工作相对带宽达到了 35%, 通带最小插入损耗 $|S_{DD21}|$ 为 0.68 dB, 回波损耗 $|S_{DD11}|$ 大于 15 dB, 在 11 GHz 附近出现了寄生通带. 从图 6(b)中可以看到, 在 5.5~7.4 GHz 频率范围内, CM 抑制即 $|S_{CC21}|$ 超过 20 dB, CM 抑制相对带宽达到 31%.

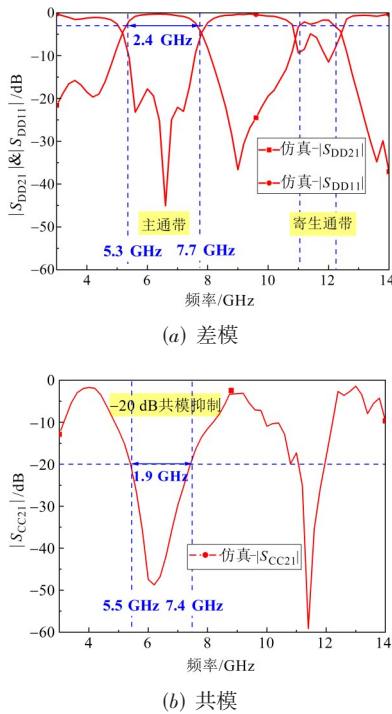


图 6 SW-HMSIW 的平衡滤波器仿真结果

本文仿真了 SW-HMSIW 谐振腔的 $TE_{10m}^{SW}(m=2, 3, \dots, 6)$ 模式的谐振频率与 Q 值, 如表 2 所示. 由于平衡滤波器的 $TE_{103}^{SW}, TE_{104}^{SW}, TE_{105}^{SW}$ 模式工作在差模状态下, 支持差分信号传输, 而 $TE_{102}^{SW}, TE_{106}^{SW}$ 模式工作在共模状态下, 阻止差分信号传输, 因此, 在 4.5~9 GHz 的范围内产生了 5.3~7.7 GHz 的通带. 从图 6(a)可以看出, 在 11 GHz 附近出现了寄生通带, 根据表 2 中不同模式的谐振频率可知, 其涉及更高次谐振模式的影响. 另外, 如表 2 所示, $TE_{103}^{SW}, TE_{104}^{SW}, TE_{105}^{SW}$ 这 3 个模式的 Q 值之间差异较小, 保证了滤波器通带内的平坦性.

加工过程中的工艺误差可能引起尺寸与材料特性的改变, 这些因素都会影响两对差分端口的相位特性, 从而影响平衡滤波器的差模传输性能及共模抑制性能. 为了验证工艺误差对平衡滤波器性能的影响, 针对差分端口位置 $l_a(11.2 \pm 1)$ mm、上层介质基板总压合厚度 $h_2(0.216 \pm 0.03)$ mm 以及介质基板相对介电常数

表 2 SW-HMSIW 谐振腔 $TE_{10m}^{SW}(m=2, 3, \dots, 6)$ 模式谐振频率与 Q 值

| 模式 | 谐振频率/GHz | Q 值 |
|-----------------|----------|--------|
| TE_{102}^{SW} | 4.67 | 194.02 |
| TE_{103}^{SW} | 5.59 | 194.13 |
| TE_{104}^{SW} | 6.57 | 195.03 |
| TE_{105}^{SW} | 7.64 | 196.21 |
| TE_{106}^{SW} | 8.77 | 197.59 |

$\epsilon_r(3.66 \pm 0.2)$ 这 3 个关键参数进行了敏感性仿真分析.

图 7 展示了在 A 和 D 两端口位置保持不变的情况下, 改变 B 和 C 两端口位置 l_a 对平衡滤波器差模、共模散射参数的影响. 从图 7 中可以看出, l_a 的变化对滤波器差模、共模响应的中心频率及相对带宽影响不大, 但是对 DM 通带的带内插入损耗与回波损耗的影响较大. 其原因可以由图 4 分析得到: 为了保证差模传输, 需要 A 和 B 两端口 (C 和 D 两端口同理) 处于电场分布相位方向相反的两个半周期内, 然而: (1) 当 l_a 增大时, B 点向左移动, 对于 TE_{103}^{SW} 模式 B 点相位可能发生翻转, 导致差模传输所需的相位关系不能满足, 引起了 DM 通带内低频部分的插入损耗 $|S_{DD21}|$ 及回波损耗 $|S_{DD11}|$ 的恶化; (2) 当 l_a 减小时, B 点向右移动, 对于 TE_{105}^{SW} 模式 B 点相位可能发生翻转, 同样会引起 DM 通带内高频部分的 $|S_{DD21}|$ 及 $|S_{DD11}|$ 的恶化.

图 8 展示了改变上层介质基板总压合厚度 h_2 对平衡滤波器差模、共模散射参数的影响. 本文提出的平衡

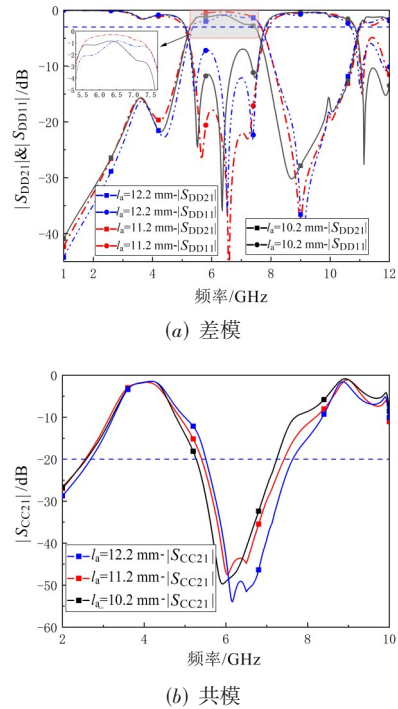


图 7 基于慢波 HMSIW 的平衡滤波器关于差分端口位置 l_a 的敏感性分析结果

滤波器由于是基于慢波 HMSIW 结构的,上层介质基板中没有金属盲孔支撑,在压合时更易出现局部压合厚度不均匀的工艺误差.如图 8 所示,在改变 h_2 时,DM 通带内插入损耗及回波损耗发生显著恶化,同时出现了谐振点随着 h_2 的减小向低频方向偏移的现象.这是因为根据式(1),减小 h_2 会增强慢波效应,等效于增大了局部的等效介电常数.

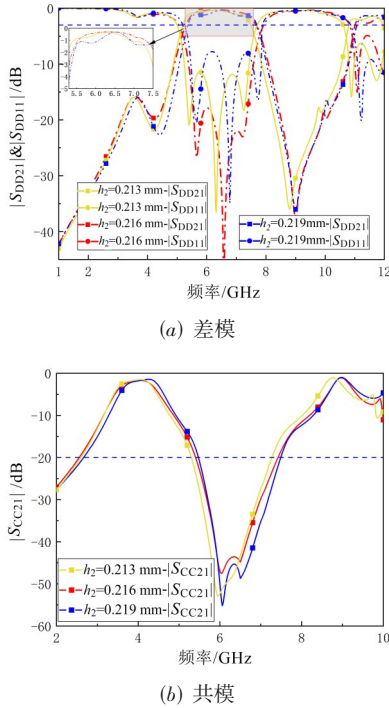


图 8 基于慢波 HMSIW 的平衡滤波器关于上层介质基板总压合厚度 h_2 的敏感性分析结果

图 9 展示了改变基板相对介电常数 ϵ_r 对平衡滤波器差模、共模散射参数的影响.从图 9 中可以看出,改变相对介电常数会引起滤波器散射参数的频率偏移,具体表现为随着 ϵ_r 的增大向低频移动,但不会明显改变带内性能.

4.2 测试结果

本文提出的 SW-HMSIW 的平衡滤波器的加工实物照片如图 10 所示,滤波器尺寸为 $45 \text{ mm} \times 8.3 \text{ mm}$ ($1.86\lambda_g \times 0.34\lambda_g$).测试采用 Keysight E5071C 四端口矢量网络分析仪,差模、共模散射参数的测试与仿真对比结果如图 11 所示,其中图 11(b)更清楚地展示了 5.3~7.7 GHz 范围内的差模通带插入损耗 $|S_{DD21}|$.滤波器的测试结果 DM 的 -3 dB 带宽内最小插入损耗为 1.3 dB,回波损耗大于 10 dB,工作相对带宽为 32%.滤波器测试结果整体与仿真比较吻合,但在 5.3~7.7 GHz 的频率范围内插入损耗 $|S_{DD21}|$,与仿真结果差别较大,特别是 DM 通带内的低频部分的损耗相较于高频部分更为严

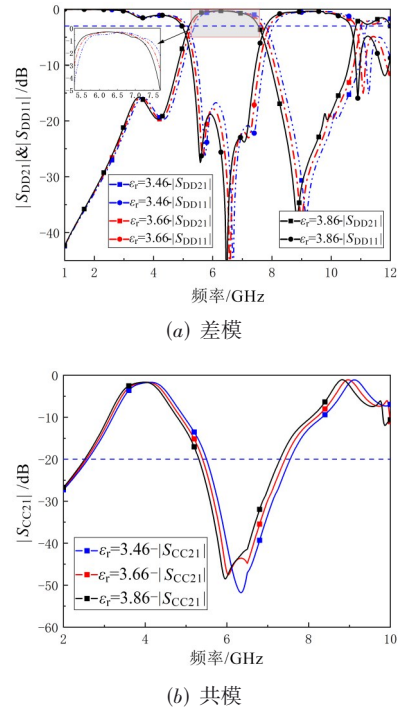


图 9 SW-HMSIW 的平衡滤波器关于介质基板相对介电常数 ϵ_r 的敏感性分析结果

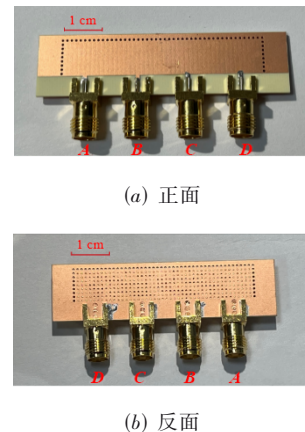


图 10 SW-HMSIW 的平衡滤波器实物图

重.根据第 4.1 节中对平衡滤波器关键参数的敏感性分析,误差来源于加工过程中引入的端口位置偏移、介质基板压合厚度不均匀以及介质基板相对介电常数改变等因素综合产生的 $\text{TE}_{103}^{\text{SW}}$ 模式恶化.

对于共模散射参数 $|S_{CC21}|$,其测试与仿真结果在 4.5 GHz 和 9 GHz 的谐振点处吻合.而在 5.5~7.4 GHz 的频率范围内,共模抑制 $|S_{CC21}|$ 小于 -20 dB,对于这样一个相对小的值,微小的变化会在对数坐标上反映出较大的改变.因而整体可以认为平衡滤波器的共模散射参数 $|S_{CC21}|$ 的测试与仿真结果之间的误差在合理范

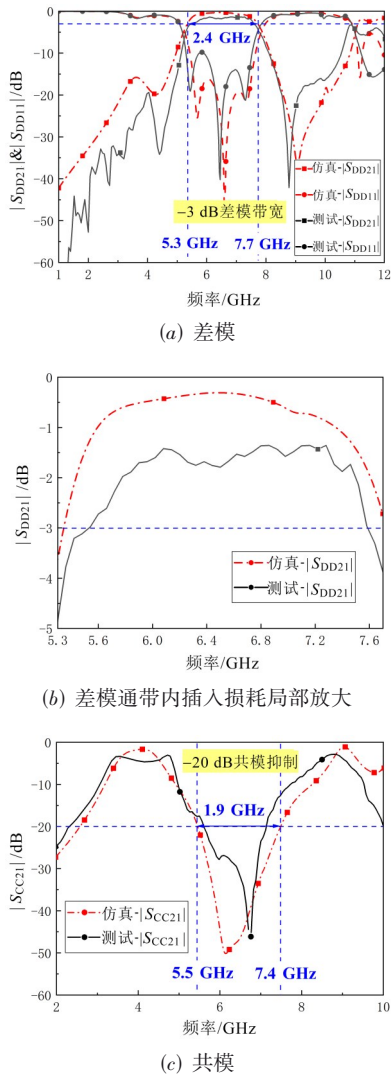


图 11 SW-HMSIW 的平衡滤波器仿真及测试结果

圈内。

本文提出的 SW-HMSIW 平衡滤波器与已发表文献中的 SIW 平衡滤波器的主要性能对比如表 3 所示。本文提出的慢波加载的 HMSIW 平衡滤波器由于有 3 个模式工作在差模状态,与现有文献报道的 SIW 平衡滤波器相比利用了更多的谐振腔模式,因而具有 32% 的宽 DM 带宽的优点。同时,由于金属盲孔阵列引入的慢波效应,本文提出的滤波器相较于文献 [12] 中同类未加载慢波结构的单层 HMSIW 平衡滤波器,纵向尺寸减小了 40%,横向尺寸减小了 3%,整体电路面积减小了约 42%,实现了显著的小型化。

最终滤波器纵向尺寸减小了约 40%,之所以减小程度小于第 3.1 节中理论计算的 50%,是因为从图 3(a) 可以看出,金属盲孔的慢波效应随频率为非线性变化。在通带上截止频率处,慢波效应变化较弱,SWF 减小程度有限。因此,综合全通带内的慢波特性,滤波器纵向

表 3 本文提出的 SW-HMSIW 平衡滤波器与现有 SIW 平衡滤波器性能对比

| 现有工作 | 类型 | f_0 /GHz | IL/dB | -3 dB DM 工作相对带宽/% | -20 dB CM 抑制相对带宽/% | 尺寸 ($\lambda_g \times \lambda_g$) |
|--------|----------|------------|-------|-------------------|--------------------|-------------------------------------|
| 文献[8] | SIW | 10 | 1.4 | 3 | 20 | 2.2×1.66 |
| 文献[9] | SIW | 13.45 | 2.15 | 3.3 | 89 | 2.8×1.82 |
| 文献[10] | 折叠 HMSIW | 4.65 | 2.2 | 12 | 164 | 1.02×0.61 |
| 文献[11] | SIW-共面波导 | 5.5 | 1.7 | 12 | 73 | 1.33×0.68 |
| 文献[12] | HMSIW | 6 | 0.86 | 28 | 25 | 2.97×0.35 |
| 本文工作 | SW-HMSIW | 6.5 | 1.3 | 32 | 23 | 1.86×0.34 |

尺寸减小约 40% 是合理的。

5 结论

本文基于 SW-HMSIW 多模谐振腔设计了一款紧凑型平衡滤波器,其相较于其他 SIW 平衡滤波器具有结构设计简洁、32% 的宽 DM 工作相对带宽、结构紧凑的优点。得益于慢波结构的引入,通过调节金属盲孔的几何参数可以对 HMSIW 多模谐振腔谐振特性进行控制,本文提出的 SW-HMSIW 平衡滤波器相较于同类 HMSIW 平衡滤波器所占电路面积减小了约 42%,实现了平衡滤波器小型化的灵活设计,在微波段具有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] WU K, DESLANDES D, CASSIVI Y. The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics[C]//6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. Piscataway: IEEE, 2003: P-III.
- [2] BOZZI M, WINKLER S A, WU K. Broadband and compact ridge substrate-integrated waveguides[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2010, 4(11): 1965.
- [3] LIU B, HONG W, WANG Y Q, et al. Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3-dB coupler[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(1): 22-24.
- [4] NIEMBRO-MARTÍN A, NASSERDINE V, PISTONO E, et al. Slow-wave substrate integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(8): 1625-1633.
- [5] WU C H, WANG C H, CHEN C H. Stopband-extended balanced bandpass filter using coupled stepped-impedance

- resonators[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(7): 507-509.
- [6] BENG LIM T, ZHU L. Highly selective differential-mode wideband bandpass filter for UWB application[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(3): 133-135.
- [7] WANG X H, XUE Q, CHOI W W. A novel ultra-wideband differential filter based on double-sided parallel-strip line[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010, 20(8): 471-473.
- [8] CHU H, LI P, CHEN J X. Balanced substrate integrated waveguide bandpass filter with high selectivity and common-mode suppression[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015, 9(2): 133-141.
- [9] XU X, WANG J P, ZHU L. A new approach to design differential-mode bandpass filters on SIW structure[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(12): 635-637.
- [10] HO M H, LI C S. Novel balanced bandpass filters using substrate integrated half-mode waveguide[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(2): 78-80.
- [11] CHU P, HONG W, ZHENG K L, et al. Balanced hybrid SIW-CPW bandpass filter[J]. Electronics Letters, 2017, 53(25): 1653-1655.
- [12] SHEN Z D, XU K, SHI J. Compact single-layer bandwidth-enhanced balanced bandpass filter using half-mode substrate-integrated waveguide[J]. Electronics Letters, 2019, 55(12): 697-699.
- [13] NIEMBRO-MARTÍN A, NASSERDDINE V, PISTONO E, et al. Slow-wave substrate integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(8): 1625-1633.
- [14] DECKMYN T, AGNEESSENS S, RENIERS A C F, et al. A novel 60 GHz wideband coupled half-mode/quarter-mode substrate integrated waveguide antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12): 6915-6926.

作者简介



朱宏彬 男, 1998年生, 山东烟台人. 2020年获得上海交通大学工学学士学位, 2023年获得上海交通大学工学硕士学位. 主要研究方向为人工表面等离激元结构在滤波器设计中的应用.



李晓春(通讯作者) 女, 1977年2月生. 1999年、2002年先后于天津大学获学士、硕士学位, 2007年于上海交通大学获博士学位. 现为上海交通大学高速电子系统设计与电磁兼容研究重点实验室教授、博士生导师. 主要研究方向为高速与微波电路、互连技术、电磁兼容等.
E-mail: lixc@sjtu.edu.cn