

文章编号:1001-9014(2006)02-0139-04

一种紧缩结构的新型毫米波基片集成波导滤波器

汤红军, 洪伟

(东南大学无线电工程系毫米波国家重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要:提出了一种紧缩结构的新型毫米波基片集成波导(SIW)滤波器,在结构紧缩的同时性能得到了显著改善.在设计的一组 SIW 毫米波滤波器中,长度从传统滤波器的 23.1mm 压缩到新型滤波器的 12mm.测试结果显示新型滤波器阻带衰减大于 54dB,相对于性能相近的传统 SIW 滤波器改善 12dB 以上.具有超过 50dB 衰减的阻带宽度超过 9GHz.上边带过渡特性更陡,同时仍保持了传统 SIW 滤波器所具有的陡峭下边带特性和低损耗特性.

关键词:基片集成波导;毫米波;滤波器

中图分类号:TN713 **文献标识码:**A

NOVEL MILLIMETER WAVE SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FILTER WITH COMPACT CONFIGURATION

TANG Hong-Jun, HONG Wei

(State Key Lab. of Millimeter Waves, Dept. of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A novel millimeter wave substrate integrated waveguide (SIW) filter with compact configuration was presented. Its performance is improved apparently while the configuration is compacted. In the designed millimeter wave SIW filters, the length is reduced from 23.1mm of traditional filter to 12mm of novel filter. Measured results show that the stopband rejection of novel filters is more than 54dB, improved at least 12dB compared to the traditional filter with similar performance. The bandwidth of stopband with rejection better than 50dB has been expanded to more than 9GHz. It has a sharper transition characteristic at the upper sideband but still keeps the sharp transition characteristic at the lower sideband and low insertion loss, of the traditional SIW filter.

Key words: substrate integrated waveguide; millimeter wave; filter

引言

基片集成波导(SIW)技术是近年来发展起来的新技术^[1-4],基于 SIW 的滤波器具有很多优点,如无明显的辐射、插损小、成本低、易与有源电路集成等等.相对于传统微带等类型的滤波器^[5],它是较有竞争力的微波毫米波应用技术. SIW 腔体滤波器通常沿一轴线直线布局,其结构关于轴线对称,结构简单而且仿真时可利用其对称性减少仿真时间,有利于提高设计效率.但其长度较大,频率响应的上边带性能较差,过渡带宽且阻带衰减远低于下边带.

本文提出了一种紧缩型腔体布局的毫米波 SIW 滤波器结构,不仅整体结构紧凑,长度减小,布局灵活性增加,而且其上边带性能相对于传统结构的

SIW 滤波器有显著改善.

1 新型紧缩结构 SIW 滤波器

采用新型正方形腔体紧缩结构的 SIW 滤波器的几何结构如图 1 所示.这里仅给出了上表面金属层和金属化过孔的形状,其下表面完全为金属层覆盖.所有腔体通过级连方式组成滤波器,前后各级关于级连中心对称.腔体 2 个耦合端口(或耦合孔)分别位于正方形的相邻边.各内部耦合孔位于所在边的正中,而耦合端口则偏向另一耦合孔方向,且端口开口的一侧紧靠另一耦合孔所在的边.该结构有助于改善上边带特性,耦合孔相互越靠近对上边带越有利^[6,7].但内部耦合孔放在所在边的正中便于滤波器整体布局,而输入输出的耦合端口的位置受限

收稿日期:2005-07-13,修回日期:2005-09-28

基金项目:国家自然科学基金重大项目(60390540)第七子课题的资助

作者简介:汤红军(1971-),男,四川蓬溪人,东南大学在读博士生,主要从事微波毫米波元器件及电路系统的研究.

Received date: 2005-07-13, revised date: 2005-09-28

较少,偏离中心则可以改善滤波器特性.这种布局既灵活方便,又可使性能得到改善.与传统布局比较,

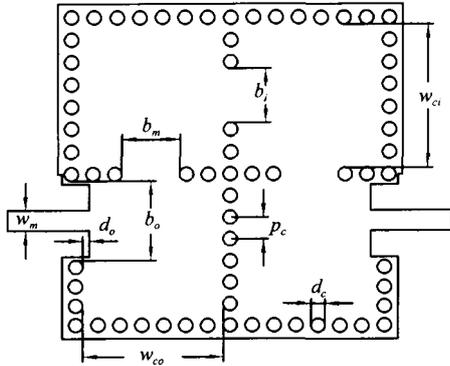


图1 SIW 滤波器的紧缩结构, b_m 、 b_i 为耦合孔宽度, b_o 、 d_o 为耦合端口的宽度和深度, w_{ci} 、 w_{co} 为内外正方形腔体宽度, w_m 为微带线宽度, d_c 、 p_c 为金属化孔的孔径和孔距

Fig. 1 Compact configuration of SIW filter, b_m 、 b_i are widths of the coupling hole, b_o 、 d_o are the width and depth of the coupling port, w_{ci} 、 w_{co} are the widths of inner and outer square cavity, w_m is the width of the microstrip, d_c and p_c are the diameters of the metallized via and the space between vias, respectively

上述紧缩结构使长度可显著缩小.这里定义的标准结构,不仅具有高效率的设计方法,而且最佳情况下其性能非常接近理想滤波器.

对于在薄介质基片上的 SIW 滤波器,腔体形状通常并无限制.理论上圆形腔体有最高的固有品质数和最小的面积.但正多边形中与圆形腔体的固有品质数差别微小,选择腔体形状主要还应从滤波器布局灵活性、体积、是否便于仿真、优化、制作等方面来考虑. SIW 侧壁由金属化过孔排列而成,相邻腔体间孔距要符合工艺要求和无电磁能量泄漏要求^[8]. 正方形、正六边形 SIW 腔体紧缩布局时相邻边完全重合,可共用相邻边.而圆形腔体在多腔相邻区域始终存在缝隙,受多种因素限制,腔体易变形.对于正方形腔体,布局有一定的灵活性.其各边的孔呈直线排列,建模、仿真和优化的过程中容易保持准确形状.正六边形腔体介于两者之间,布局灵活性高,但其斜边会增加建模、仿真和优化的难度,并可能产生更大的误差.而正方形腔体的 SIW 滤波器在采用上述紧缩结构时,同样可以有较好的性能,因此本文主要考虑基于正方形腔体的 SIW 滤波器.

2 SIW 滤波器设计方法

设计方法主要基于传统的耦合谐振电路滤波器

理论^[9],它用输入输出谐振电路(腔体)的外在品质因数(Q_e)、内部谐振电路(腔体)间的耦合系数(k)等确定滤波器的归一化频率响应,再利用相对带宽、中心频率等参数完全确定滤波器实际的频率响应,设计时一般可由解析方法来求 Q_e 、 k . 文献[1]提供了计算 SIW 滤波器外在品质因数、腔体间耦合系数的一般数值方法.利用这些方法对基于薄介质基片上的新型紧缩结构 SIW 滤波器参数所作的研究提供了以下的结论,可以从 Q_e 、 k 快速求解滤波器的几何结构.

对于内部腔体和内部耦合孔,图 2 给出了腔体间耦合系数(k)与开口宽度(b)对腔体宽度(w)的比值(b/w)的关系曲线和加载腔体的谐振频率与腔体本征频率的比值(f/f_e)随 b/w 变化的关系曲线.当金属化过孔的直径(d_c)的影响较小时,它们由 b/w

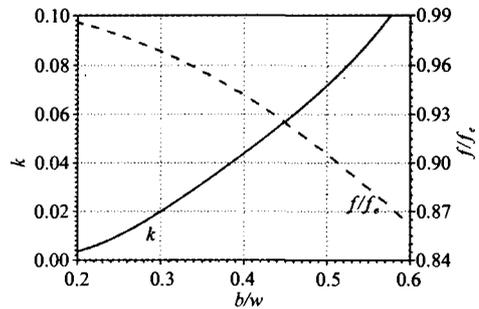


图2 内部腔体的特性, f 为腔体双加载时的谐振频率, f_e 为腔体本征频率, b 为耦合孔开口宽度, w 为正方形腔体宽度, k 为腔体间耦合系数

Fig. 2 Characteristic of inner cavity, f is the resonant frequency of double loaded cavity, f_e the eigenfrequency of cavity, b the width of coupling hole, w the width of square cavity, and k the coupling coefficient

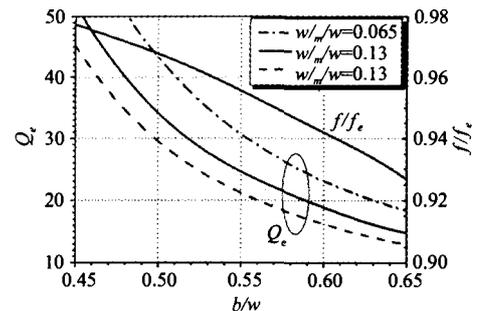


图3 输入输出腔体的特性, f 为腔体单加载时的谐振频率, f_e 为腔体本征频率, b 为耦合端口开口宽度, w 为正方形腔体宽度, Q_e 为腔体间外在品质因数, w_m 为微带线宽度

Fig. 3 Characteristic of I/O cavity, f is the resonant frequency of single loaded cavity, f_e the eigenfrequency of cavity, b the width of coupling port, w the width of square cavity, Q_e the external quality factor and w_m the width of microstrip

w 唯一决定. 设计时根据所要求的 k 查到对应的 b/w , 并查到对应此 b/w 的 f/f_c 值. 根据滤波器的中心频率求出腔体的本征频率, 并由此进一步确定 w, b .

对于输入(或输出)腔体利用图 3 求 $f/f_c, w, b$. 因为 Q_c 相等的腔体其 f/f_c 基本不随 w_m/w 而变, 所以图 3 只给出了 $w_m/w=0.13$ 时的 f/f_c 曲线, 只需找到 $w_m/w=0.13$ 曲线上等于 Q_c 的点所对应的 b/w , 并找出对应此 b/w 的 f/f_c , 即可由此确定 w . 图 3 存在 3 条 Q_c 曲线, 分别对应不同的归一化微带宽度 w_m/w . 利用图 3 求 b/w 有 2 种方法. 第一种方法, 取 $w_m/w=0.13$ (定值). 其求解过程同图 2 中完全一样. 但因为腔体宽度 w 待定, 设计完成后的微带线宽度通常不等于要求的宽度, 一般可通过渐变线过渡到需要的宽度. 第二种方法, 微带宽度为定值, 但根据求得的宽度 w 作适当修正来找到对应实际 w_m/w 的近似 b/w 值. 其方法为: 以 $w_m/w=0.13$ 曲线上等于 Q_c 的点为参考点; 过参考点作等 Q_c 线(值为 Q_c 的水平线); 若实际的 w_m/w 在 0.13 和 0.26 之间, 设等 Q_c 线在两线间截得的长度为 $L, w_m/w=B$, 则从参考点沿等 Q_c 线往 $w_m/w=0.26$ 方向移动 $(B/0.13-1)L$ 的距离即为所求的点. 它对应的 b/w 即为修正后的值. 若 w_m/w 在 0.065 和 0.13 之间, 截得的长度也表示为 L , 则应往 $w_m/w=0.065$ 方向移动 $(2-B/0.065)L$ 的距离. 耦合端口深度 d_0 一般取零. 默认厚度 0.25mm. 选定任一曲线后, 如果整个滤波器(沿平面)等比例放大或缩小, 或者单独改变介质常数, 或者基片厚度变化时保持微带特征阻抗不变, 曲线基本不变.

注意滤波器的任一腔体都是通过 2 个耦合孔(或端口)双加载的, 同一腔体通常会求得 2 个不同的 f/f_c . 图 2 是双加载条件下的结论, 只需将 2 个 f/f_c 平均后作为腔体 f/f_c 近似值. 图 3 是在耦合端口单加载条件下求得的. 首先应将得到的 f/f_c 平方得到其等效双加载条件下的 f/f_c 值, 然后再平均(另一耦合孔是内部耦合孔, 所有内部耦合孔都要由图 2 求得). 各腔体宽度一般不相等, 但差别很小, 所以腔体宽度也可以取相同值, 这样比较简便, 腔体数较多时也便于腔体布局. 但经验显示, 考虑腔体宽度差别时后期的优化更容易, 效果也更好.

为了验证上述结论, 设计了 2 个可用于本地多点分配业务(LMDS)上下行通道的具有上述新型紧缩结构的 4 腔毫米波 SIW 滤波器. 其性能为: BPF1, 中心频率 25GHz, 3dB 带宽 1.5GHz, 相对带宽 0.06; BPF2, 中心频率 26.2GHz, 3dB 带宽 1.5GHz, 相对

带宽 0.057. 另外还设计了一个性能相近的传统结构的 4 腔 SIW 滤波器 BPF3 作为参照, 性能如下: 中心频率 26.2GHz, 3dB 带宽 1.5GHz, 相对带宽 0.057. 设计 BPF3 时主要利用全波仿真求解调整, 为加快速度, 其参数调整步长较大. 其耦合端口深度 $d_0=0.75$ mm.

滤波器采用了对称结构. 所取基片介电常数为 2.2, 厚度为 0.254mm. 微带线宽度为 0.75mm(50Ω 特征阻抗), 未用渐变线. 计算所得 Q_c, k_m, k_i 分别为 18, 0.045, 0.033 5. 腔体固有品质因数取 210(经验值, 考虑了粗糙度的影响). 最终的设计结果见表 1 所列, 其中列出了通过查图得到的几何参数, 以及在此基础上经全波仿真优化调整后的几何参数. 可以看到二者极其接近, 表明工具图提供的数值有足够精度, 足以满足设计要求.

3 滤波器实现与测试结果

所有滤波器都在 Rogers Duroid 5880 基片上实现, 并经过标准印刷电路板(PCB)工艺制作完成. 新型紧缩结构的 2 个 SIW 滤波器腔体 BPF1 和 BPF2 分别占据约 12.4mm × 12.4mm 和 12mm × 12mm 的面积. 传统结构的 SIW 滤波器腔体占据面积为 23.1mm × 6.4mm. 为了与测试夹具适配, 微带馈线被延长, 所有基片总长度达到 35mm. 一段与延长线相同的长 20mm 的 50 欧姆微带线和相同接头相连经矢网测得的插入损耗为 1.2dB@25.5GHz(含接头损耗). 所有测试的 S 参数全都包含上述额外损耗, 未作任何扣除. 所有滤波器实物照片见图 4.

BPF1 的测试结果见图 5. 其中还引入了具有完全相同的 k, Q_c 参数的 LC 耦合谐振电路滤波器的仿真 S 参数. 可以看到二者高度吻合. 插入损耗的差别主要是由额外的损耗引起的. 因此紧缩型滤波器的特征完全可用理想的 LC 耦合谐振电路滤波器等效. BPF2 与 BPF3 的测试结果对比见图 6. 从图 5 和图 6 可以看到, 相对于参考 SIW 滤波器, 采用新结构的 2 个 SIW 滤波器的上边带性能有明显改善, 过

表 1 滤波器设计结果(单位:mm)

Table 1 The results of design of SIW filters (unit mm)

	b_i	b_m	b_o	w_{ci}	w_{co}	
BPF1	1.876	2.189	3.063	5.212	5.071	查图求值 value from graphic
	1.964	2.069	2.903	5.203	5.044	优化值 Optimized value
BPF2	1.791	2.090	2.903	4.975	4.839	查图求值 value from graphic
	1.870	1.986	2.793	4.983	4.883	优化值 Optimized value
BPF3	2.00	2.20	1.95	4.96	4.90	优化值 Optimized value

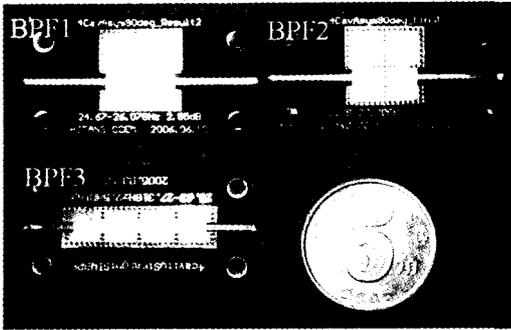


图4 四腔 SIW 形腔体滤波器的实物照片
Fig.4 Photographic of SIW filters with 4 cavities

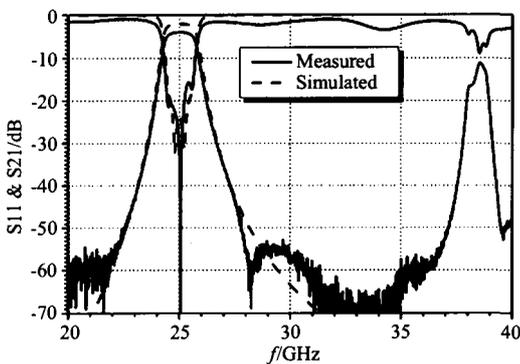


图5 BPF1 的测试结果与等效的耦合 LC 谐振电路滤波器的仿真结果
Fig.5 Measured results of filter BPF1 and simulated results of equivalent LC resonant circuits

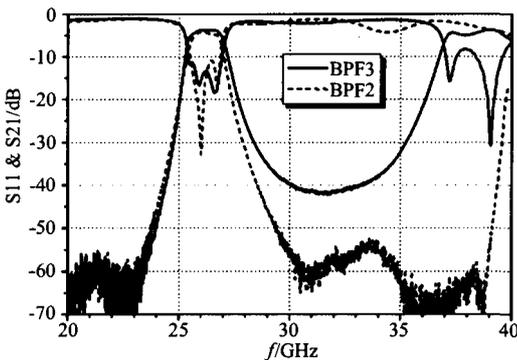


图6 BPF2 和 BPF3 的测试结果
Fig.6 Measured Results of BPF2 & BPF3

渡带变陡,上下边带更对称.其滤波器阻带衰减大于 54dB,改善程度超过 12dB.有用的阻带宽度扩展至腔体的第二个谐振频率处,阻带衰减超过 50dB 的频带宽度分别达到 9.35GHz (BPF1) 和 9.66GHz (BPF2),而参考 SIW 滤波器仅在极窄的频率范围内有略大于 40dB 的阻带衰减.所有 SIW 滤波器下边带都有良好特性. BPF1 插损为 3.9dB (若减去接头和微带过渡段引入的插损,滤波器自身的插损应

为 2.7dB),中心频率 25.03GHz,3dB 带宽 1.44GHz. BPF2 插损为 4.0dB (若减去额外插损,滤波器自身的插损应为 2.8dB),中心频率 26.22GHz,3dB 带宽 1.43GHz.参考滤波器 BPF3 插损为 3.6dB (若减去额外插损,滤波器自身的插损应为 2.4dB),中心频率 26.20GHz,3dB 带宽 1.64GHz.测试结果表明,新型 SIW 滤波器不仅结构更加紧缩,而且带外性能也明显改善,具有更理想的滤波特性.

4 结语

描述了新型紧缩型毫米波 SIW 滤波器结构的主要特征,并提出了在此结构上的快速设计工具图.实验结果验证了设计工具图的有效性,同时也证实新型紧缩型 SIW 滤波器有极理想的滤波器特性.相对于传统结构 SIW 滤波器其选择性、阻带特性等性能显著改善.而 SIW 滤波器原有的优良的下边带特性、低损耗等优点仍得到保留.整体结构紧缩,最大长度减少近一半.

REFERENCES

- [1] Zhang Y L, Hong W, Wu K, *et al.* Novel substrate integrated waveguide cavity filter with defected ground structure [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2005, **53**(4): 1280—1287.
- [2] Deslandes D, Wu K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2003, **51**(2): 593—596.
- [3] Cassivi Y, Wu K. Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity [J]. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, 2003, **13**(2): 48—50.
- [4] Deslandes D, Wu K. Substrate integrated waveguide dual-mode filters for broadband wireless systems [C]. Proc. IEEE Radio Wireless Conf. (RAWCON), Boston; 2003, 325—328.
- [5] CAO Wei-Ping, GAN Ti-Guo, LI Si-Min, *et al.* A frequency multiplier amplifier module at Ka Band [J]. *J. Infrared Millim. Waves.* (曹卫平,甘体国,李思敏,等. Ka 波段倍频放大组件. *红外与毫米波学报*), 2003, **22**(2): 157—160.
- [6] Guglielmi M, Montauti F, Pellegrini L, *et al.* Implementing transmission zeros in inductive-window bandpass filters [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1995, **43**(8): 1911—1915.
- [7] Iguchi K, Tsuii M, Shigesawa H. Moe-selective negative couple for implementing multiple attenuation poles in evanescent-mode waveguide filters [C]. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Orlando, 1995, **2**: 513—518.
- [8] Xu F, Wu K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2005, **53**(1): 66—73.
- [9] Hong J S, Lancaster M J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications* [M]. New York: Wiley, 2001, 235—271.