

# 基于沙漏形人工表面等离激元和交指电容结构的双频滤波器设计\*

罗宇轩<sup>1)</sup> 程用志<sup>1)†</sup> 陈浮<sup>1)</sup> 罗辉<sup>1)</sup> 李享成<sup>2)</sup>

1) (武汉科技大学 信息科学与工程学院, 武汉 430081)

2) (武汉科技大学 耐火材料与冶金国家重点实验室, 武汉 430081)

(2022年10月17日收到; 2022年12月2日收到修改稿)

本文提出了一种在共面波导 (coplanar waveguide, CPW) 上加载沙漏形人工表面等离激元 (spoof surface plasmon polaritons, SSPPs) 和交指电容结构的双通带滤波器. 首先, 在共面波导传输线上引入了沙漏形 SSPP 单元结构和交指电容结构, 以获得高分数带宽、低插损的通带特性. 然后, 通过加载交指电容环路谐振器激发陷波, 形成双通带滤波器. 仿真结果表明, 所提出的双通带滤波器具有良好的上边带抑制和双通带滤波性能. 两个通带的相对带宽分别为 46.8% (1.49—2.40 GHz) 和 15.1% (2.98—3.63 GHz), 可在 4.77—7.48 GHz 的范围内实现超过 -40 dB 的抑制, 且可通过改变相应的结构参数独立调控两个通带的上、下截止频率. 为深入了解双通带滤波器的工作原理, 给出了相应的色散曲线和电场分布、LC 等效电路分析. 最后, 根据优化后参数数值, 加工出滤波器原型实物. 实验结果与仿真结果吻合良好, 由此表明提出的双通带滤波器在微波频率的集成电路应用中具有重要意义.

**关键词:** 双通带滤波器, 人工表面等离激元, 交指电容结构

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 84.30.Vn, 84.32.-y

**DOI:** 10.7498/aps.72.20221984

## 1 引言

随着现代无线通信技术的快速发展, 具有多频段响应的滤波器以其高效的频带利用特性成为了国内外的研究热点之一<sup>[1,2]</sup>. 现代通信系统设计方案中实现多频带通带功能的方法依旧以组合匹配多个需求频段的单带通滤波器为主, 相较于普通的单通带滤波器而言, 双频带带通滤波器主要用于隔离同一系统中的不同工作频带. 为了满足多种应用需要, 已经研究出了许多带通滤波器的合成设计方法<sup>[3-10]</sup>. 例如, 在输入、输出之间并联多个单通带滤波器实现通频带的拓宽<sup>[3]</sup>, 这种设计方法虽然实现起来简单, 但是设计出的器件尺寸在小型化上几

乎没有优势. 而使用多模谐振器可以有效减小器件的设计尺寸<sup>[5-7]</sup>, 但缺点也很明显, 即所用谐振器的几何形状或输入/输出耦合的设计相对复杂, 增加了设计的难度<sup>[11-14]</sup>. 还可以采用宽带带通滤波器级联一个窄带带阻滤波器, 这样能在其宽带带范围内产生阻带, 从而使通带一分为二. 对依靠微带线传输的平面滤波器而言, 这种设计方法综合考虑了上述的设计缺点, 在有效提高紧凑性的同时保持了良好的性能, 是一种相对折中的设计方案<sup>[15]</sup>.

如今, 快速发展的人工表面等离激元 (spoof surface plasmon polaritons, SSPPs) 技术, 极大地简化了频率可控、性能优良的微波器件设计方法<sup>[16-22]</sup>. 最近, 已经有许多性能优良的基于 SSPPs 滤波器被提出<sup>[23-28]</sup>. 例如, Boe 等<sup>[10,23]</sup> 提出了一种由双层

\* 湖北省自然科学基金创新群体项目 (批准号: 2020CFA038) 和湖北省重点研发项目 (批准号: 2020BAA028) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: [chengyz@wust.edu.cn](mailto:chengyz@wust.edu.cn)

金属光栅组成的双层人工表面等离子波导 (double-layered spoof surface plasmon waveguide, DLSSPW), 它可以实现中心频率为 1.5 GHz、相对带宽分数为 80% 的宽带带通滤波器. Wang 等<sup>[24]</sup> 通过在波纹 SSPPs 传输线 (transmission line, TL) 的凹槽中加载交指组合电容环路谐振器 (interdigital capacitance loaded loop resonators, IDCLLRs), 实现了紧凑的多频带抑制滤波效果. 然而, 使用大量的 SSPPs 单元导致器件尺寸过大, 不利于实际应用. Chen 等<sup>[25]</sup> 研究出一个基于共面波导 (coplanar waveguide, CPW) 的带通滤波器, 高效紧凑, 具有独立可调的上、下截止频率. Chen 等<sup>[25]</sup> 所提出的设计可以获得 8.8—17 GHz 的宽通带, 并有着较高的传输效率, 但带外抑制效果不佳. Yan 等<sup>[26]</sup> 提出了一种基于 CPW 和 SSPPs 的太赫兹超宽带带通滤波器, 它可以实现 0.65—2.02 THz 范围内的通带, 他们的设计虽然具有高带宽分数和小尺寸的优点, 但不具备多频段利用的能力.

本文提出了一种基于沙漏形 SSPPs 和交指电容结构的双带通滤波器. 采用宽带带通滤波器和一个窄带带阻滤波器级联的方法, 先在 CPW 传输中加载 SSPPs 单元结构和交指电容结构用于产生高低频抑制, 即宽带滤波器. 然后在 SSPPs 单元结构的空槽中嵌入梯形 IDCLLRs, 将原本的宽通带分割成两个独立的通带. 两个通带均可通过调节交指电容结构和 SSPPs 单元的几何参数来独立调节. 仿真结果表明, 两个通带的相对带宽分别为 46.8% (1.49—2.40 GHz) 和 15.1% (2.98—3.63 GHz), 通带内的回波损耗低于 -10 dB, 在 4.78—7.47 GHz 范围内可以实现超过 -40 dB 的抑制. 给出的沙漏型 SSPPs 单元结构的色散曲线、电场分布和等效电路模型, 用以验证滤波器的工作原理. 最后, 设计并加工出了一款高带宽分数的双带通滤波器原型. 实验结果和仿真结果吻合良好, 验证了文中所提设计方法的有效性.

## 2 结构设计与理论分析

双通带滤波器整体设计结构由 3 部分组成: 第 1 部分是 CPW 传输线, 它可以在紧凑的布局中实现低损耗的传导能量; 第 2 部分是蚀刻了交指电容结构的沙漏形 SSPPs 单元结构, 其作用是产生低频和高频的抑制; 第 3 部分是 IDCLLRs, 它可以在通带中产生一个陷波, 将原本的单个宽通带分隔

成两个通带. 在 CPW 传输线中加载蚀刻了交指电容结构的沙漏形 SSPPs 单元结构, 形成一个可以通过参数调节上、下截止频率的宽带带通滤波器, 再将 IDCLLRs 嵌在 SSPPs 单元结构的空槽中, 产生两个通带, 可以通过调节 IDCLLRs 的结构参数来调节两个通带的带宽, 从而实现带通性能的可设计性.

宽带带通滤波器模型俯视图如图 1(a) 所示. 该滤波器为双层结构, 底部为 FR-4 基板 (图示中浅绿色部分), 相对介电常数为 4.4, 损耗正切为 0.02, 厚度为 1.0 mm, 表面是厚度为 35  $\mu\text{m}$  的铜层 (图示中橙色部分). CPW 传输线的线宽、两侧的地面宽度和传输间隙分别用  $w_1$ ,  $w_2$  和  $g$  来表示. 如图 1(b) 所示, 为了在高频产生宽带抑制, 在 50  $\Omega$  的传输线中间部分加载了 3 组沙漏形 SSPPs 单元结构, 仿真 S 参数如图 2(a) 所示, 可以看出, 3 组沙漏形 SSPPs 单元结构在高频处产生了超过 -40 dB 抑制, 通带内的回波损耗大于 -13 dB. 值得注意的是随着加载 SSPPs 单元组数变多, 设计的带通滤波器具有更好的带外抑制和矩形系数. 同时更多的 SSPP 单元也意味着需要更大的设计尺寸, 综合考虑到器件尺寸和性能, 最终设计选取加载 3 组 SSPP 单元结构作为带通滤波器设计方案. 沙漏形 SSPPs 单元结构的高度、宽度和单位周期分别用  $a$ ,  $b$ ,  $c$  来表示,  $g_1$  是相对两侧接地面的缝隙宽度. 如图 1(c) 所示, 为了在低频段产生抑制作用, 在沙漏形 SSPPs

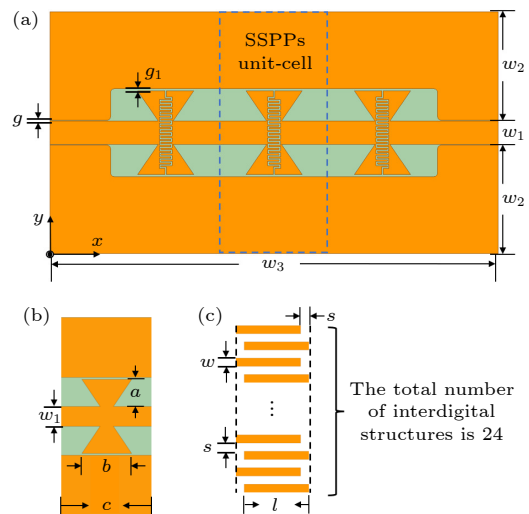


图 1 提出的宽带带通滤波器原型的几何结构 (a) 整体结构; (b) 沙漏型 SSPPs 单元结构; (c) 交指电容结构

Fig. 1. Geometry of the proposed broadband bandpass filter prototype: (a) The whole structure; (b) the hourglass-shaped SSPPs unit cell structure; (c) interdigital structure.

单元结构中间蚀刻交指电容结构. 交指电容结构的长度、宽度和间隙分别被定义为  $l$ ,  $w$  和  $s$ . 通过数值模拟可以得到设计的宽带带通滤波器的 S 参数, 如图 2(b) 所示. 仿真显示在低频处产生了理想的抑制, 这也验证了所蚀刻交指电容结构的低频抑制作用, 通带中心频率为 2.5 GHz,  $-3$  dB 通带范围为 1.44—3.55 GHz, 相对带宽为 84.4%. 中心频率处的插入损耗小于  $-1.58$  dB, 回波损耗小于  $-11.8$  dB.

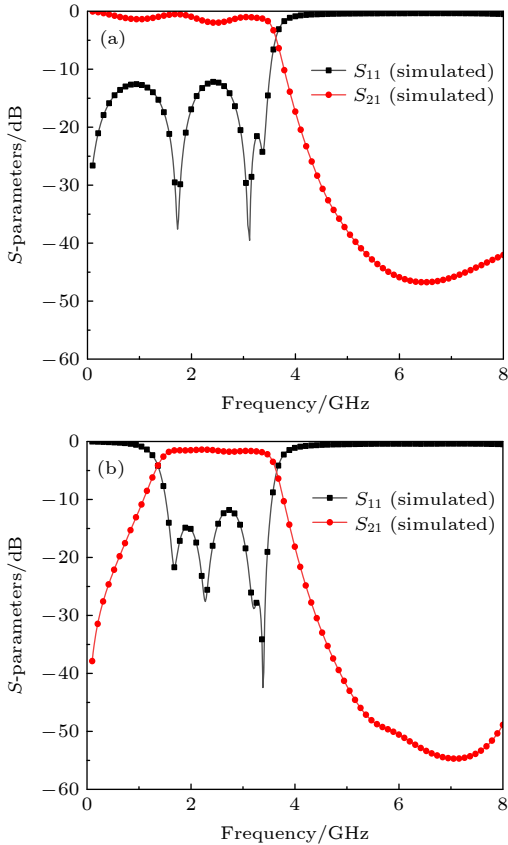


图 2 仿真 S 参数 (a) SPPs 单元中间不加载交指电容结构; (b) 设计的宽带带通滤波器

Fig. 2. Simulated S-parameters: (a) Without loading the cross-finger capacitor structure in the middle of SPPs unit; (b) the designed broadband bandpass filter.

图 3(a) 所示为加载 IDCLLR 的双带通滤波器的整体结构, 其仿真 S 参数曲线如图 4(b) 所示. 可以看出, 第 1 通带中心频率为 1.95 GHz,  $-3$  dB 通带范围为 1.49—2.40 GHz, 相对带宽为 46.7%, 中心频率处插入损耗为  $-1.25$  dB, 回波损耗低于  $-14.3$  dB. 第 2 通带中心频率为 3.31 GHz,  $-3$  dB 通带范围为 2.98—3.63 GHz, 相对带宽为 19.6%, 中心插入损耗为  $-1.2$  dB, 回波损耗低于  $-10.8$  dB. 在 4.77—7.48 GHz 的频率范围内, 具有超过  $-40$  dB 的抑制

能力.

图 3(b) 所示为所加载 IDCLLRs 的几何结构. IDCLLRs 由梯形金属环 (中间挖空部分长为  $l_x$ , 高为  $l_y$ ) 和蚀刻在上侧的交指电容结构 (长为  $l_r$ , 宽为  $l_w$ , 间隙宽度为  $l_s$ ) 组成, 与相同尺寸的分环谐振器 (split-ring resonators, SRRs) 和互补分环谐振器 (complementary split-ring resonators, CSLRs) 相比, 具有更大的有效电容, 这意味着能实现更低的谐振频率 [27]. 同时, IDCLLRs 的等效电路模型如图 3(b) 所示. 为了便于计算, 忽略了由串联电阻  $R$  引起的欧姆损耗. 因此, IDCLLRs 的准静态谐振角频率可以用公式  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  得到, 其中等效电感  $L$  取决于梯形金属环的等效物理长度, IDCLLRs 的等效电容  $C$  可近似表示为 [27]

$$C(\text{pF}) = \frac{\epsilon_e 10^{-3} K(k)}{18\pi K'(k)} (N-1) l_r \quad (1)$$

其中  $\epsilon_e$  是有效介电常数,  $l_w$ ,  $N$ ,  $l_r$  的分别是 IDCLLRs 结构的宽度、指数以及指长;  $K(k)$  和  $K'(k)$  是第一类完全椭圆函数及其互补函数, 其模数为  $k = \tan^2[\pi l_w/4(l_w - l_s)]$ . 由等式 (1) 可知, 指长  $l_r$  与 IDCLLRs 的等效电容  $C$  成正比, 这意味着指长  $l_r$  的增大会降低相应的谐振频率. 此外, 影响 IDCLLRs 等效电容的参数有很多, 所以在结构设计上具有更多的自由度. 图 4(a) 所示为当 IDCLLRs 指长  $l_r$  从 2.5 mm 增至 4.0 mm 时对其传输系数的影响. 可以看出, 谐振频率随着  $l_r$  的增大而降低, 这与上面从等式 (1) 得出的结论一致.

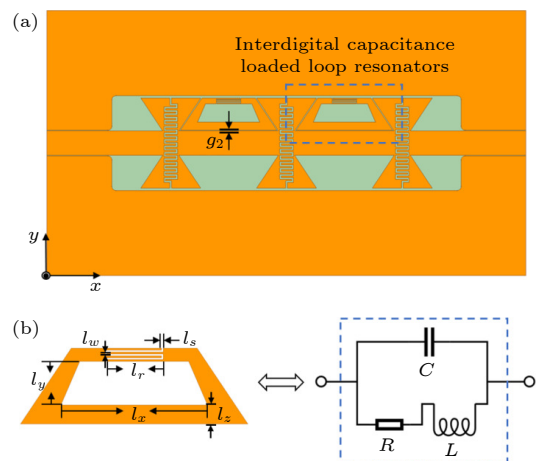


图 3 加载了 IDCLLRs 的双带通滤波器几何结构 (a) 整体结构; (b) IDCLLRs 结构及其等效电路

Fig. 3. Geometry of the proposed dual-bandpass filter with loaded IDCLLRs: (a) The whole structure, (b) the IDCLLRs and its equivalent circuit diagram.

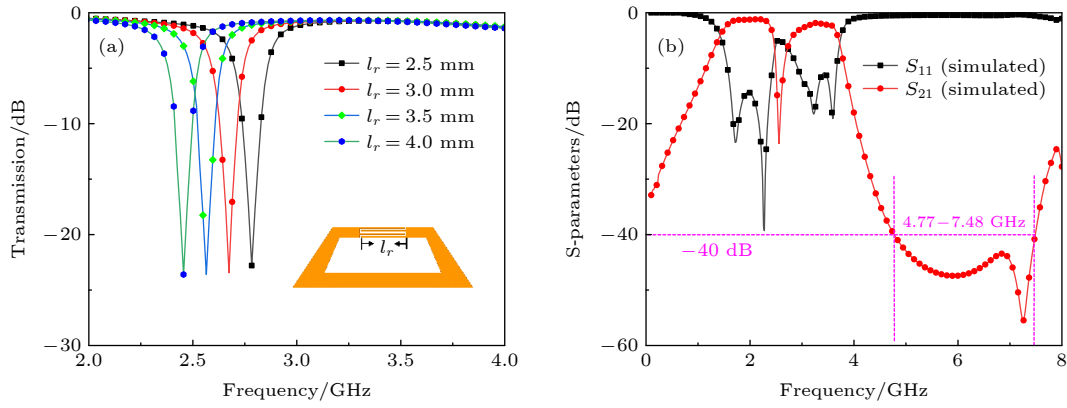


图 4 (a) 不同指长  $l_r$  的 IDCLLRs 的传输系数; (b) 加载了 IDCLLRs 的双带通滤波器的仿真 S 参数

Fig. 4. (a) The simulated transmission coefficients of the IDCLLRs with different finger lengths  $l_r$ , (b) the simulated S-parameters of the proposed dual-bandpass filter.

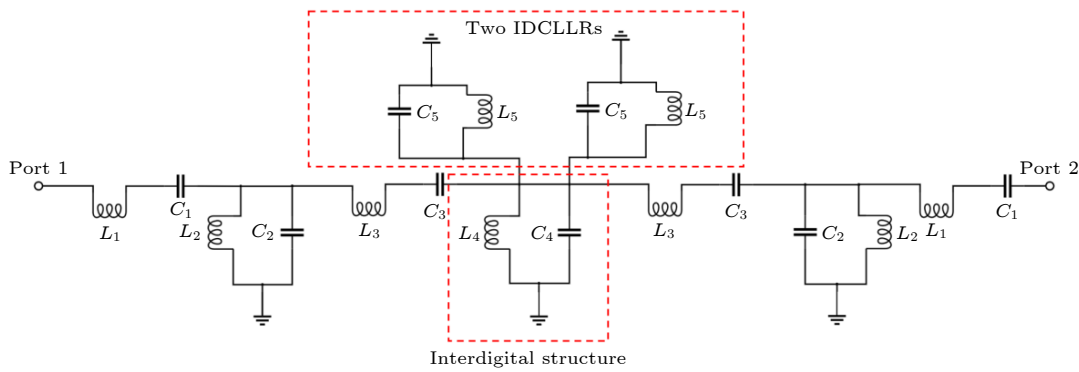


图 5 加载了两个 IDCLLRs 的双带通滤波器的等效电路模型

Fig. 5. Equivalent circuit of the proposed dual-bandpass filter with two IDCLLRs.

为了进一步理解提出的双带通滤波器运行机制, 图 5 展示了所提出双带通滤波器的等效电路模型. 为便于理解和表述, 该等效电路已被简化. 其中  $L_1-L_3$  和  $C_1-C_3$  是 CPW 馈电部分和沙漏形 SSPPs 单元结构的等效参数.  $L_4$  和  $C_4$  分别是沙漏形 SSPPs 单元结构中交指电容结构的等效电容和电感, IDCLLRs 的等效电容和电感由  $L_5$  和  $C_5$  表示. 通过 ADS(advanced design system) 商业软件对所提出的简化 LC 电路模型进行优化, 得到的等效参数值如下:  $L_1 = 3.006$  nH,  $C_1 = 1.649$  pF,  $L_2 = 2.359$  nH,  $C_2 = 2.101$  pF,  $L_3 = 6.593$  nH,  $C_3 = 0.7516$  pF,  $L_4 = 2.011$  nH,  $C_4 = 2.464$  pF.  $L_5$  和  $C_5$  也可以通过计算等效长度的电感和等式 (1) 得到. 图 6 是分别使用 ADS 的 LC 电路仿真与 HFSS 的 EM 仿真的 S 参数对比图. 可以看出, 两种仿真方法得出的曲线有很高的一致性, 由于 LC 电路仿真是在无损条件下进行的, 所以 LC 仿真的传输性能要优于 EM 仿真.

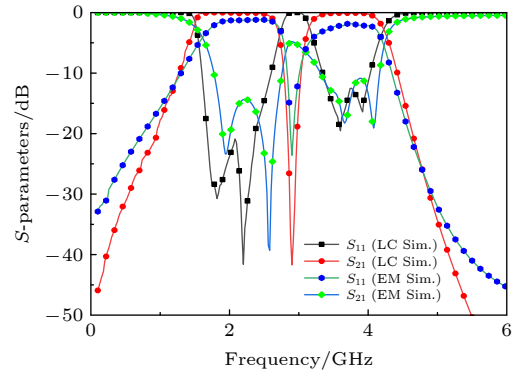


图 6 EM 仿真和 LC 电路仿真的 S 参数的对比

Fig. 6. Comparison of S-parameters obtained from EM simulation and LC circuit simulation.

通过调整相应的结构参数, 可以验证双带通滤波器的可调性. 加载沙漏形 SSPPs 单元结构不仅为滤波器提供了出色的上边带抑制, 而且还提供了调整上截止频率的途径. 与传统的矩形槽 SSPPs 单元结构相比, 所使用的沙漏形 SSPPs 单元结构具有更高的传播常数和更好的慢波特性, 即实现更

低的截止频率. 这也意味着, 在相同的频率下, 沙漏形结构的物理尺寸更小 [29]. 利于 HFSS 中的本征模求解器仿真得到不同尺寸下沙漏形 SSPPs 单元结构的色散曲线, 如图 7(a) 和 (b) 所示. 可以看出, 随着沙漏形 SSPPs 单元结构的高度  $a$  (3.5—4.4 mm) 的增大, 截止频率随之下降 (3.77—3.52 GHz). 而随着宽度  $b$  (6.0—7.5 mm) 的增大, 截止频率下降 (3.78—3.61 GHz). 所以 SSPPs 单元结构的截止频率与其物理尺寸呈反比关系, 即单元结构尺寸越大, 截止频率越低.

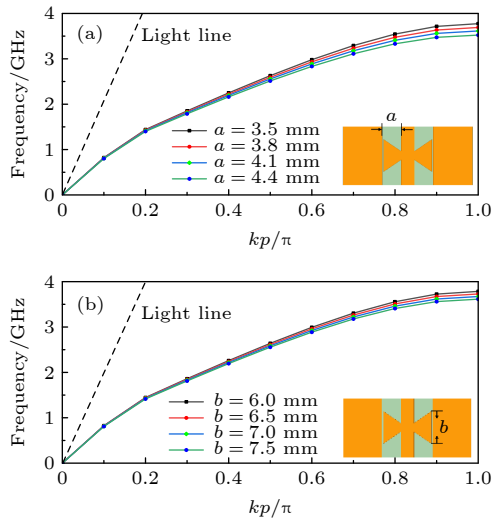


图 7 沙漏形 SSPPs 单元结构的色散曲线 (a) 不同高度  $a$ ; (b) 不同宽度  $b$

Fig. 7. Dispersion diagrams of the hourglass-shaped SSPP unit-cell with different (a) height  $a$ , (b) width  $b$ .

表 1 是双通带滤波器的结构尺寸参数, 通过大量的仿真数据提取的最佳结构参数值. 为了证明所提出双通带滤波器具有独立可调的通带, 图 8 所示为不同核心参数对滤波器的传输系数 ( $S_{21}$ ) 和反射系数 ( $S_{11}$ ) 的影响. 图 8(a) 和 (b) 所示为不同 SSPPs 单元结构的高度  $a$  和宽度  $b$  对第二通带的上边带的调控能力. 可以看到无论是增大  $a$  还是  $b$ , 都会使第二通带的上边带向低频移动, 而仿真结果显示第一通带的传输特性几乎不受影响, 这与从图 7 的

色散曲线中得出的结论相吻合. 隔离通带的陷波是由 IDCLLRs 引入的, 由谐振器的指长  $l_r$  决定隔离陷波的谐振频率. 如图 8(c) 所示, 陷波谐振频率随着  $l_r$  的增大而降低, 这也意味着第一通带的带宽减少, 第二通带的带宽增加. 这一趋势与图 4(a) 展示的一致, 进一步验证了设计的合理性. 图 8(d) 所示为蚀刻在沙漏形 SSPPs 单元中交指电容结构间隙宽度  $s$  的变化对滤波器传输系数的影响. 随着  $s$  的增大, 第一通带的下边带向高频移动. 同时也可以发现第一通带的插入损耗也有一定程度的增大, 这是因为间隙  $s$  的增大, 也导致产生了更多的电磁传输损耗. 在调节  $s$  的同时, 陷波频率和第二通带没有明显变化. 通过以上分析可以得出, 控制核心结构参数可以灵活便捷地调整所设计的双通带滤波器的通带范围. 第 1 通带的下边带可以由  $s$  调节, 上边带可以由  $l_r$  调节. 同时  $l_r$  也可以用来控制第 2 通带的下边带, 而第 2 通带的上边带则是可以用  $a$  和  $b$  来调节. 最重要的是, 调整这些参数的过程不会引发不必要的变化 (例如调整第 1 通带的下边带不会影响第 2 通带的上边带), 而且独立可调的特性也提高了通带范围设计的准确性.

为了更直观说明所提出的双通带滤波器的滤波特性, 研究了  $xoy$  平面上金属层的电场 ( $E_x$ ) 分布. 1.9 GHz, 2.7 GHz 和 3.5 GHz 分别取自第 1 通带、中间隔离陷波和第 2 通带. 梯度色标条在右边给出, 以确定电场能量的强度. 从图 9(a) 和 (c) 可以看出, 在通带频率 (1.9 GHz 和 3.5 GHz) 下, CPW 传输线从输入到输出的电场能量分布, 电场能量主要集中在沙漏形 SSPPs 单元结构周围和交指电容结构缝隙内, 这表明所设计的结构具有良好的电场限制能力. 在图 9(b) 中, 可以看到处于中间陷波的频率 (2.7 GHz) 时的电场分布, 当从第 1 个 IDCLLRs 传输到第 2 个 IDCLLRs 时, 电场能量强度有明显的下降, 然后在传输至 CPW 输出端时急剧衰减, 这代表了引入的 IDCLLRs 结构对电场能量有着出色的衰减能力.

表 1 拟议的双通带滤波器的尺寸参数

Table 1. Dimensional parameters of the proposed dual-bandpass filter.

参数	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$g$	$g_1$	$g_2$	$a$	$b$	$c$
值/mm	3.0	14.9	60.0	0.1	0.1	0.3	4.1	7.5	14.5
参数	$l$	$w$	$s$	$l_s$	$l_r$	$l_w$	$l_x$	$l_y$	$l_z$
值/mm	1.5	0.2	0.2	0.1	3.0	0.1	7.8	2.3	1.0

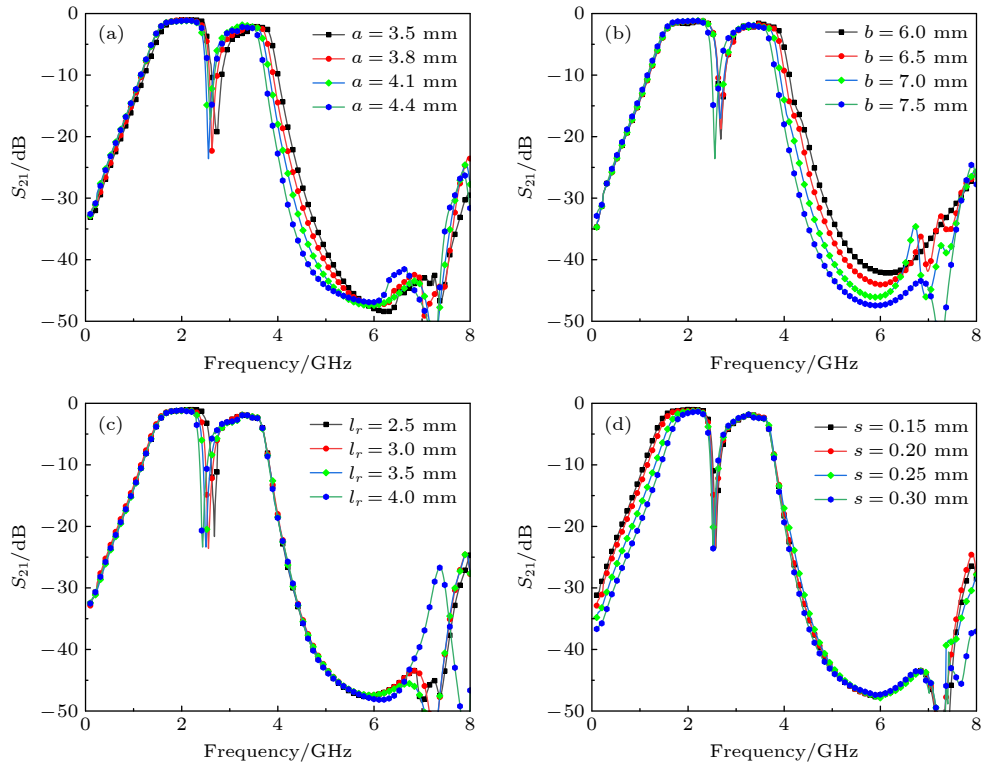


图 8 不同 (a) SSPPs 单元高度  $a$ , (b) SSPPs 单元宽度  $b$ , (c) IDCLLRs 的指长  $l_r$  和 (d) SSPPs 单元交指电容结构间隙宽度  $s$  的模拟传输系数.

Fig. 8. Simulated transmission coefficients with different (a) SSPPs unit-cell heights  $a$ , (b) SSPPs unit-cell widths  $b$ , (c) finger lengths  $l_r$  of IDCLLRs, and (d) SSPPs unit-cell interdigital structure gap widths  $s$ .

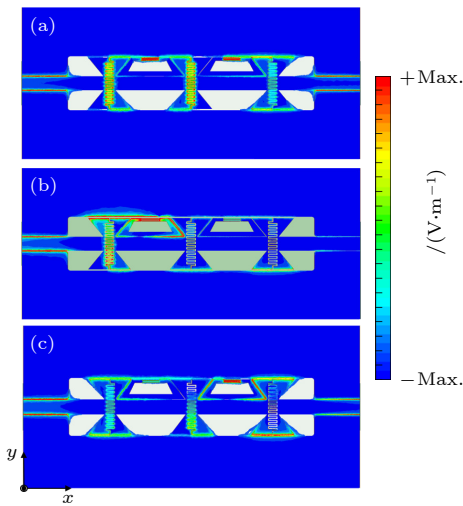


图 9 分别在 (a) 1.9 GHz, (b) 2.7 GHz 和 (c) 3.5 GHz 时, 所提出双带滤波器的金属层的模拟电场 ( $E_x$ ) 分布

Fig. 9. The simulated electric field ( $E_x$ ) distributions of the metallic layer of the proposed dual-bandpass filter at (a) 1.9 GHz, (b) 2.7 GHz, and (c) 3.5 GHz, respectively.

### 3 实验验证

为了进一步验证所提出双通带滤波器的设计可行性, 通过传统的 PCB 技术制作出实验样品如

图 10(a) 所示. 器件的整体尺寸为  $60 \text{ mm} \times 33 \text{ mm}$ . 用 SMA 连接器焊接在 CPW 两个端口上, 并通过矢量网络分析仪 (3656 D) 进行测量所加工的双通带滤波器实物的 S 参数. 模拟和测量得到的传输系数和反射系数 ( $S_{21}$  和  $S_{11}$ ) 如图 10(b) 所示.

为直观比较测量和模拟结果之间的差异, 表 2 详细列出了滤波器各项性能指标数值. 其中 IL 代表插入损耗 (insertion loss, IL); RL 代表回波损耗 (return loss, RL); FBW 代表分数带宽 (fractional bandwidth, FBW), 即  $-3 \text{ dB}$  带宽与中心频率的比值分数. 可以发现, 仿真结果与实际测量结果之间有很高的一致性, 这验证了设计的合理性. 此外, 第 2 通带的实测 IL 高于仿真值, 这是由于 IDCLLRs 尺寸设计比较精密, 而实际加工的材料损耗、加工误差以及测量误差往往对 IDCLLRs 的阻带性能影响较大, 这导致了用于隔离的中间陷带带宽发生变化, 最终使第 2 通带的插入损耗增大. 带外抑制也同样受到了这些误差的影响, 实测带外在频率  $5.0 \text{ GHz}$  和  $6.8 \text{ GHz}$  处产生翘点, 导致带外抑制变差.

表 3 列出了本文设计的双通带滤波器与参考

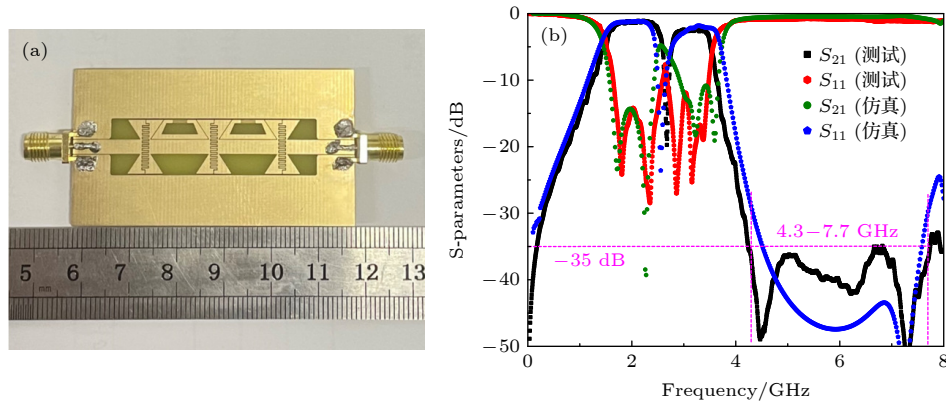


图 10 (a) 加工的双通带滤波器样品的照片; (b) 仿真与测试的传输、反射系数的对比

Fig. 10. (a) The photograph of the fabricated microwave dual-bandpass filter sample; (b) the comparisons of the simulated and measured transmission and reflection coefficients.

表 2 仿真与测试数据的对比  
Table 2. Simulation versus measured data.

	$f_0$ /GHz	$IL_{MAX}$ /dB	$RL_{MAX}$ /dB	FBW/%	带外抑制
仿真(Sim.)	1.95/3.31	-1.25/-1.20	-14.3/-10.8	46.7/19.6	-40 dB@ 4.77—7.48 GHz
测量(Mea.)	2.01/3.15	-1.31/-2.50	-14.1/-11.1	51.7/19.0	-35 dB@ 4.30—7.70 GHz

表 3 先进的双通带滤波器对比  
Table 3. State-of-the-art dual-bandpass filter comparison.

参考文献	$f_0$ /GHz	$IL$ /dB	FBW/%	带外抑制	是否可调
[2]	1.57/2.38	1.2/2.0	9.9/6.5	-30 dB@ 2.6—5.1 GHz	否
[4]	4.16/7.22	0.4/0.7	48.1/34.9	-20 dB@ 8.6—9.0 GHz	否
[8]	2.30/3.20	1.1/1.7	11.3/9.4	-20 dB@ 3.4—4.0 GHz	是
[12]	2.40/5.20	0.4/1.0	10.6/13.5	-15 dB@ 5.8—12.4 GHz	否
[14]	0.19/0.27	1.75/1.1	1.6/2.1	-25 dB@ 0.27—0.33 GHz	是
本文工作	2.01/3.15	1.3/2.5	51.7/19.0	-35 dB@ 4.3—7.7 GHz	是

文献中所提及的一些先进双通带滤波器的参数对比. 在性能方面, 所提出的双通带滤波器相较于同类型的滤波器而言, 在带宽 (第 1 通带 51.7%, 第 2 通带 19.0%) 和宽频率范围内的带外抑制 (-35 dB@ 4.3—7.7 GHz) 方面更具优势. 此外, 设计的滤波器具有通带性能独立和灵活的可调节特性. 在设计方面, 仅用到了 3 组沙漏状的 SSPPs 单元结构和两个 IDCLLRs, 在简化了结构复杂度的同时, 引入了更多的控制变量, 在设计结构时提供了更高的设计自由度. 在结构方面, 将 IDCLLRs 谐振器嵌入到 SSPPs 单元结构之间的挖空部分, 极大地节省了设计空间, 提高了结构的紧凑性. 而且两层平面结构 (基板-金属) 无需开孔, 更易于加工.

## 4 结 论

针对日益增长的频带高利用需求, 本文提出了

一种在 CPW 传输线上加载沙漏形 SSPPs 单元结构和 IDCLLRs 的双带通滤波器. 通过理论分析研究了双通带滤波器的设计方法和通带独立可调的原理. 通过仿真验证了两个通带独立可调的双通带滤波器的可行性. 最后通过实物加工测试, 进一步验证了所提出设计的有效性. 结果显示, 本文设计的双通带滤波器第 1 通带频率范围为 1.49—2.53 GHz, 通带内最大插入损耗为 1.3 dB, 最大回波损耗为 -14.1 dB; 第 2 通带频率范围为 2.85—3.45 GHz, 通带内最大插入损耗为 2.5 dB, 最大回波损耗为 -11.1 dB. 此外, 在 4.3—7.7 GHz 的频率范围内有着低于 -35 dB 的阻带抑制. 测量和仿真结果的一致性验证了该设计方法的准确性.

## 参考文献

[1] Zhang R, Zhu L 2013 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **61** 1820

- [2] Gomez-Garcia R, Yang L, Munoz-Ferreras J M, Psychogiou D 2019 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **29** 453
- [3] Mansour R R, Laforge P D 2016 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* San Francisco, May 22–27, 2016 p1
- [4] Qu L L, Zhang Y H, Li Q, Liu J W, Fan Y 2020 *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology* Shanghai, September 20–23, 2020 p1
- [5] Amari S, Bekheit M 2008 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **56** 1938
- [6] Nocella V, Pelliccia L, Tomassoni C, Sorrentino R 2016 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **26** 310
- [7] Bartlett C, Hoft M 2021 *Electron. Lett.* **57** 328
- [8] Li K, Kang G Q, Liu H, Zhao Z Y 2020 *Microsyst. Technol.* **26** 913
- [9] Duarte G, Silva A, Oliveira C, Dmitriev V, Melo G, Castro W 2021 *IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference* Fortaleza, October 24–27, 2021 p1
- [10] Miek D, Boe P, Kamrath F, Hoft M 2021 *IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop* Perugia, November 17–19, 2021 p73
- [11] Litvintsev S, Rozenko S 2021 *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering* Lviv, August 26–28, 2021 p121
- [12] Li D, Wang J A, Liu Y, Chen Z 2020 *IEEE Access* **8** 25588
- [13] Zhang D W, Wang S X, Liu Q, Zhou D F, Zhang Y, Lv D L, Wu Y 2018 *Chin. J. Electron.* **46** 387 (in Chinese) [张德伟, 王树兴, 刘庆, 周东方, 张毅, 吕大龙, 吴瑛 2018 *电子学报* **46** 387]
- [14] Chen R S, Zhu L, Lin J Y, Wong S W, He Y 2020 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **30** 573
- [15] Zhu D W, Zeng R M, Tang Z T, Ding Z, Yang C 2020 *Laser Optoelectron. Prog.* **57** 172401 (in Chinese) [朱登玮, 曾瑞敏, 唐泽恬, 丁召, 杨晨 2020 *激光与光电子学进展* **57** 172401]
- [16] Shi G M, Ma Z Y, Mai Z Y, Lin Z Y 2020 *Chin. J. Electron.* **48** 1641 (in Chinese) [石光明, 马震远, 麦智荣, 林智勇 2020 *电子学报* **48** 1641]
- [17] Su L, Ma L, Sun B W, Guo S M 2014 *Acta Phys. Sin.* **10** 104302 (in Chinese) [苏林, 马力, 孙炳文, 郭圣明 2014 *物理学报* **10** 104302]
- [18] Sheng S W, Li K, Kong F M, Yue Q Y, Zhuang H W, Zhao J 2015 *Acta Phys. Sin.* **10** 108402 (in Chinese) [盛世威, 李康, 孔繁敏, 岳庆扬, 庄华伟, 赵佳 2015 *物理学报* **10** 108402]
- [19] Jaiswal R K, Pandit N, Pathak N P 2019 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **31** 1293
- [20] Feng W, Feng Y, Yang W, Che W, Xue Q 2019 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **47** 2832
- [21] Meng W, Liang X Y, Yan C L, Qi Y P 2019 *Laser Optoelectron. Prog.* **56** 202417 (in Chinese) [吴梦, 梁西银, 颜昌林, 祁云平 2019 *激光与光电子学进展* **56** 202417]
- [22] Chen L, Liao D G, Guo X G, Zhao J Y, Zhu Y M, Zhuang S L 2019 *Front Inform. Tech. El.* **20** 591
- [23] Shang H, Liu Y, Li Z, Tian Y 2020 *Int. J. RF Microw. C. E.* **32** e22440
- [24] Wang Z X, Zhang H C, Lu J, Xu P, Wu L W, Wu R Y, Cui T J 2018 *J. Phys. D Appl. Phys.* **52** 025107
- [25] Chen Z M, Liu Y H, Wang J, Li Y, Zhu J H, Jiang W, Shen X P, Zhao L, Cui T J 2019 *IEEE Access* **8** 4311
- [26] Yan S, Wang J, Kong X, Xu R, Chen Z M, Ma J Y, Zhao L 2022 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **34** 375
- [27] Peng Y, Zhang W X 2010 *Microw. Opt. Techn. Lett.* **52** 166
- [28] Luo Y X, Yu J W, Cheng Y Z, Chen F, Luo H 2022 *Appl. Phys. A* **128** 1
- [29] Sun S P, Cheng Y Z, Luo H, Chen F, Li X C 2022 *Plasmonics* **18** 165

# Dual-band filter design based on hourglass-shaped spoof surface plasmon polaritons and interdigital capacitor structure\*

Luo Yu-Xuan<sup>1)</sup> Cheng Yong-Zhi<sup>1)†</sup> Chen Fu<sup>1)</sup>

Luo Hui<sup>1)</sup> Li Xiang-Cheng<sup>2)</sup>

1) (*School of Information Science and Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China*)

2) (*State Key Laboratory of Refractory Materials and Metallurgy, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China*)

( Received 17 October 2022; revised manuscript received 2 December 2022 )

## Abstract

In this paper, a dual passband filter with spoof surface plasmon polaritons (SSPPs) and interdigital capacitance structure loaded on a coplanar waveguide (CPW) is proposed. First, the hourglass-shaped SSPP unit-cell structure and the interdigital capacitor structure are introduced on the coplanar waveguide transmission line to obtain high fractional bandwidth and low insertion loss passband characteristics. Then, a dual passband filter is formed by loading the interdigital capacitor loop resonator to excite the trapped waves. The simulation results show that the proposed dual passband filter has excellent upper sideband rejection and dual passband filtering performance. The fractional bandwidths of the two passbands of the design are 46.8% (1.49–2.40 GHz) and 15.1% (2.98–3.63 GHz), respectively, which can achieve more than –40 dB rejection in a range of 4.77–7.48 GHz. The upper cutoff frequency and lower cutoff frequency of the two passbands can be independently regulated by changing the structural parameters of the proposed filter. In order to gain a more in-depth understanding of the operating principle of the dual passband filter, the corresponding dispersion curves and electric field distribution, LC equivalent circuit analysis are given. Finally, the prototype of the designed filter is fabricated according to the optimized parameter values. The experimental results are in good agreement with the simulation ones, indicating that the proposed dual-passband filter is of great importance in implementing microwave integrated circuits .

**Keywords:** dual-bandpass filter, spoof surface plasmon polaritons, interdigital capacitance structure

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 84.30.Vn, 84.32.–y

**DOI:** [10.7498/aps.72.20221984](https://doi.org/10.7498/aps.72.20221984)

\* Supported by Hubei Provincial Natural Science Foundation Innovation Group Project (Grant No. 2020CFA038) and Hubei Provincial Key R&D Project (Grant No. 2020BAA028).

† Corresponding author. E-mail: [chengyz@wust.edu.cn](mailto:chengyz@wust.edu.cn)



## 基于沙漏形人工表面等离子激元和交指电容结构的双频滤波器设计

罗宇轩 程用志 陈浮 罗辉 李享成

### Dual-band filter design based on hourglass-shaped spoof surface plasmon polaritons and interdigital capacitor structure

Luo Yu-Xuan Cheng Yong-Zhi Chen Fu Luo Hui Li Xiang-Cheng

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 72, 044101 (2023) DOI: 10.7498/aps.72.20221984

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.72.20221984>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

### 您可能感兴趣的其他文章

#### Articles you may be interested in

#### 基于人工表面等离子激元的双通带频率选择结构设计

Design of dual-band-pass frequency selective structure based on spoof surface plasmon polariton

物理学报. 2018, 67(20): 204101 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180696>

#### 基于人工表面等离子激元结构的全向隐身

Omnidirectional cloaking based on spoof surface plasmonic structure

物理学报. 2019, 68(15): 154101 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190283>

#### 基于人工表面等离子激元探针实现太赫兹波的紧聚焦和场增强

Tight focus and field enhancement of terahertz waves using a probe based on spoof surface plasmons

物理学报. 2020, 69(5): 054201 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191531>

#### 基于人工表面等离子激元结构的超表面磁镜

Magnetic mirror metasurfaces based on spoof surface plasmonic structures

物理学报. 2020, 69(23): 234101 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200514>

#### 拓扑表面等离子激元

Topological surface plasmon polaritons

物理学报. 2019, 68(22): 224101 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20191085>

#### 表面等离子极化激元的散射及波前调控

Scatterings and wavefront manipulations of surface plasmon polaritons

物理学报. 2020, 69(15): 157804 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200614>