

# 具有陷波特性的双通带滤波器设计

赵梦晨,张旭,孙雯婕,何明

(南开大学 电子信息与光学工程学院,天津 300350)

**摘要:**提出了一种具有陷波特性的双通带滤波器,并利用奇偶模理论分析了该滤波器的传输特性。滤波器由倒 $\pi$ 型谐振器、T型谐振器和输入输出并联馈线组成,同时在倒 $\pi$ 型谐振器枝节上加载阶跃阻抗(SIR)抑制第一通带的二次谐波。通过对滤波器进行整体仿真并优化其陷波频率和深度,最终得到的陷波频率分别为1.8 GHz和6.7 GHz,且深度均达到-19 dB以下。最后对双通带滤波器进行实物加工和测试,得到两个通频带分别为1.44~2.4 GHz、5.4~7.4 GHz,通带内插入损耗分别为-1.16 dB和-1.6 dB,通带间隔离度最大可达50 dB。实测结果与仿真结果吻合良好,验证了所提滤波器结构和设计方法的可行性。

**关键词:**双通带滤波器;多模谐振器;SIR结构;杂波抑制;陷波

**中图分类号:**TN713.5 **文献标识码:**A

## Design of a Dual-Passband Filter with a Notch Property

ZHAO Mengchen, ZHANG Xu, SUN Wenjie, HE Ming

(College of Electronic Information and Optical Engineering, Nankai University, Tianjin 300350, China)

**Abstract:** A dual-passband filter with a notch is proposed. The transmission characteristics of the filter are also analyzed using the odd-even mode theory. The filter is composed of an inverted  $\pi$  resonator, a T-resonator, and an input and output parallel feeder. A step impedance (SIR) is loaded on the branches of the inverted  $\pi$  resonator to suppress the second harmonic of the first passband. Through the overall simulation of the filter and the optimization of its notch frequency and depth, the final notch is located at 1.8 and 6.7 GHz, and the depth can reach less than -19 dB. Finally, the dual-passband filter was processed and tested. The two passbands are 1.44-2.4 and 5.4-7.4 GHz. The insertion loss in the passband is -1.16 and -1.6 dB, and the maximum isolation between the passbands is 50 dB. The measured results agreed well with the simulated results, thus verifying the feasibility of the structure and design method proposed in this study.

**Abstract:** dual-passband filter; multimode resonator; SIR structure; clutter suppression; notch

### 0 引言

随着通讯技术的广泛应用,移动通信、雷达、天线广播等系统对射频通信的要求逐渐增多。在射频通信系统中,各器件小型化、低成本和便于集成的优点促进了通讯技术的迅猛发展。与其他微带滤波器相比,多通带滤波器尺寸较小,同时可实现对多频带信号的滤波,因此在射频通信系统中得到了广泛应用。常见的双通带滤波器设计方法有两种,一是多个滤波器组合法<sup>[1-8]</sup>,二是基于多模谐振器的方法<sup>[9-11]</sup>。此外,基于基片集成波导(SIW)<sup>[12-15]</sup>设计双通带滤波器的方法也逐渐流行。Qiang等<sup>[5]</sup>设计了一种双通带滤波器,该滤波器是

由两个结构相同但尺寸各异的三模 $\pi$ 型开路枝节谐振器通过公共的输入输出馈线并联耦合到一起组成的,尽管其结构精简,但尺寸较大。Zhang等<sup>[8]</sup>通过公共馈线并联两个阶跃阻抗谐振器进行双通带滤波器的设计。两个谐振器分别独立形成两个频带,具备较大的设计自由度,但带宽较窄。Lin等<sup>[9]</sup>通过应用双阶跃阻抗环形多模谐振器的方法,设计了一种紧凑型双通带滤波器,但该设计的插入损耗较大。Li等<sup>[12]</sup>提出了使用双电容加载SIW腔来实现双通带滤波器,其插入损耗较小,但3 dB相对带宽仅为6.8%和5.8%。

近年来,由于5G的应用和卫星通信的发展,频

收稿日期:2024-10-21

基金项目:国家自然科学基金(61471208)

作者简介:赵梦晨(1999-),女,山东省烟台市人,研究生。通信作者:张旭,男,教授。

谱资源日益紧张,卫星通信和 5G 信号会对滤波器通带内的信号产生干扰,因此,本文通过在干扰信号频率点处引入陷波<sup>[16-21]</sup>的方法来抑制此处的干扰信号。基于多个滤波器组合的方法,将两个不同的谐振器通过公共的输入输出馈线耦合到一起<sup>[5,8]</sup>,设计了一种紧凑型双通带滤波器,在此基础上每个通频带内引入陷波。设计得到的双通带滤波器的 3 dB 相对带宽分别为 51.5% 和 34%,陷波位置在 1.8 GHz 和 6.7 GHz 频率处,陷波深度均小于 -19 dB。陷波的存在可对 5G 频段和 C 波段卫星信号进行有效抑制。

### 1 陷波双通带滤波器结构分析

对于组合多个滤波器形成多通带滤波器的设计方法,其设计难点在于各谐振器均能得到激励,使之在合适的频段内产生谐振且不干扰其他频段。为了使不同谐振器在合适的频段内产生谐振,本文提出的结构根据中心频率计算得到  $\lambda/4$  尺寸作为输入输出枝节的长度,并在该枝节上加载不同结构以形成整体。

所设计的双通带滤波器由倒  $\pi$  型谐振器和 T 型谐振器通过公共的输入输出馈线并联组成。倒  $\pi$  型谐振器有较高的带外抑制能力,作为第一通带的滤波结构;T 型谐振器结构简单,作为第二通带的滤波结构。整体结构如图 1 所示。

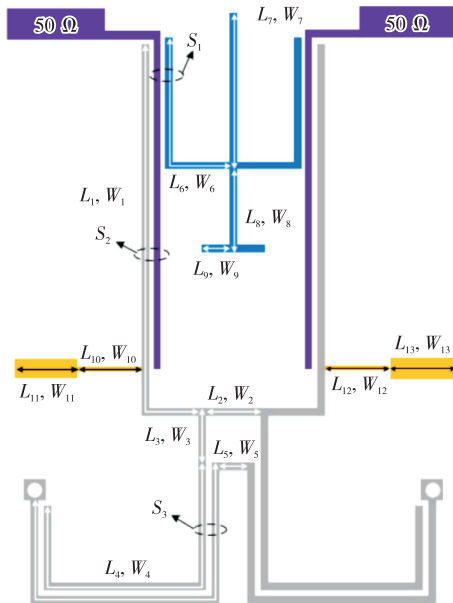


图 1 双通带滤波器版图

由图 1 可见,将倒  $\pi$  型谐振器输入枝节进行一定的弯折置于单根馈线的外侧,T 型谐振器置于内

侧,使整个结构有更高的自由度,可以独立地改变不同结构与输入馈线之间的耦合距离,从而实现不同的信号耦合效果,同时达到减小整体尺寸的目的。黄色部分为 SIR 结构,主要用于抑制倒  $\pi$  型谐振器的一次杂波,尽可能降低其对第二通频带的影响。

### 2 谐振单元分析

#### 2.1 倒 $\pi$ 型谐振器分析

图 2 为所提倒  $\pi$  型谐振器结构。

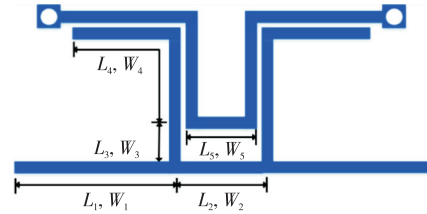


图 2 倒  $\pi$  型谐振器结构图

该结构关于中心轴对称,可基于奇偶模分析方法探究倒  $\pi$  型谐振器的主要电参数对谐振频率的影响。该结构的奇偶模等效电路如图 3 所示。图中  $\theta_i$  代表该结构每个枝节的电长度, $Y_i$  代表该结构各枝节的特性导纳,其中  $i=1,2,3,4,5$ 。为降低分析复杂度,令  $Y_1=Y_3=Y_2/2=Y, Y_4=Y_5/2=Y'$ 。

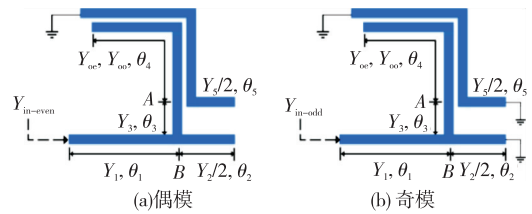


图 3 倒  $\pi$  型谐振器奇偶模分析模型

由图 3 可推导出偶模输入导纳:

$$Y_{\text{ine}} = Y_1 \frac{Y_B + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + jY_B \tan \theta_1} \quad (1)$$

其中:

$$Y_B = Y_3 \frac{Y_A + jY_3 \tan \theta_3}{Y_3 + jY_A \tan \theta_3} + j \frac{Y_2}{2} \tan \theta_2 \quad (2)$$

$$Y_A = j \frac{2(Z_{\text{oe}} + Z_{\text{oo}})}{(Z_{\text{oe}} + Z_{\text{oo}})^2} \tan \theta_4 + j \frac{Z_{\text{oe}} + Z_{\text{oo}}}{2Z_{\text{oe}} Z_{\text{oo}}} \tan \theta_4 + j \frac{Y_5}{2} \tan \theta_5 \quad (3)$$

奇模输入导纳为

$$Y_{\text{ino}} = Y_1 \frac{Y_B + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + jY_B \tan \theta_1} \quad (4)$$

其中:

$$Y_B = Y_3 \frac{Y_A + jY_3 \tan\theta_3}{Y_3 + jY_A \tan\theta_3} + j \frac{Y_2}{2} \cot\theta_2 \quad (5)$$

$$Y_A = j \frac{2(Z_{oe} + Z_{oo})}{(Z_{oe} + Z_{oo})^2} \tan\theta_4 + j \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2Z_{oe}Z_{oo}} \tan\theta_4 + j \frac{Y_5}{2} \cot\theta_5 \quad (6)$$

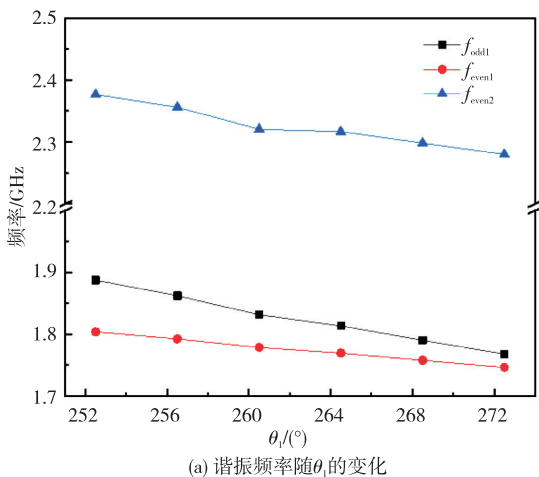
式中:  $Y_A$ 、 $Y_B$  分别为 A、B 点处的等效导纳;  $Z_{oe}$  和  $Z_{oo}$  为短路耦合线的等效阻抗。

该结构的谐振条件为

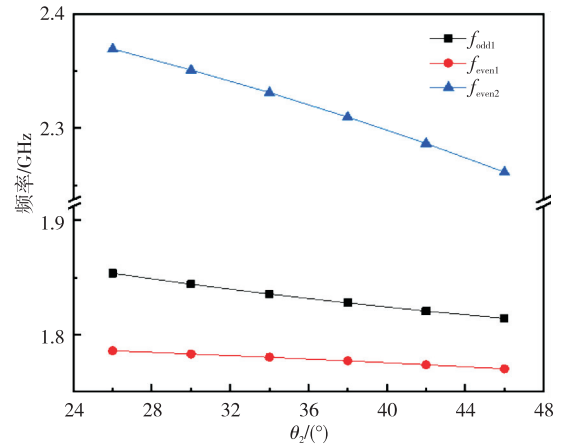
$$\text{Im}(Y_{\text{ine}}) = \text{Im}(Y_{\text{ino}}) = 0 \quad (7)$$

假定电长度和特性导纳的初始值分别为:  $\theta_1 = \theta_4 = 265^\circ$ ,  $\theta_2 = \theta_3 = 37^\circ$ ,  $\theta_5 = 22^\circ$ ,  $Y = 1/107.53 \text{ S}$ ,  $Y' = 1/70 \text{ S}$ , 初始参考中心频率  $f_0 = 1.9 \text{ GHz}$ 。在 MATLAB 中循环求解式 (7), 图 4 为谐振频率随  $\theta_1$ - $\theta_4$  变化的折线图。由图可见, 该结构共激发了 3 个谐振模式, 其中  $f_{\text{odd1}}$  对应奇模激励的谐振频率,  $f_{\text{even1}}$  和  $f_{\text{even2}}$  对应偶模激励的谐振频率。

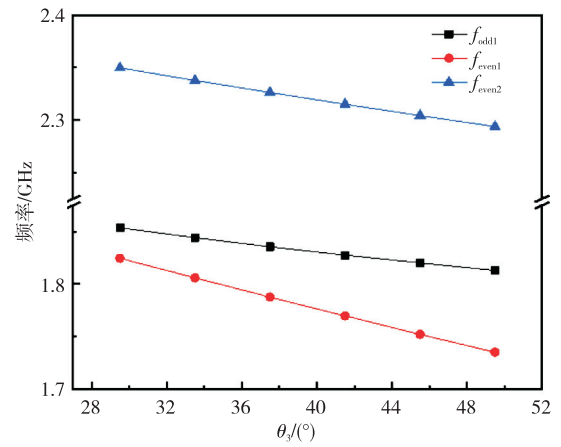
由图 4(a) 可见, 当  $\theta_1$  增大时, 3 个谐振频率均向低频移动, 因此可通过改变  $\theta_1$  来实现整个通频带的移动。由图 4(b) 可见, 当  $\theta_2$  增大时,  $f_{\text{odd1}}$  和  $f_{\text{even2}}$  会向低频移动,  $f_{\text{even1}}$  基本不受影响, 在滤波器设计过程中可根据该特性来调控通频带右端点来实现频带可控的功能。由图 4(c) 可见, 3 个谐振频率均随着  $\theta_3$  的增大而减小, 但  $f_{\text{odd1}}$  的变化幅度明显小于  $f_{\text{even1}}$  和  $f_{\text{even2}}$ , 因此可通过调节  $\theta_3$  来改变该滤波器的带宽, 通频带位置受影响程度很小。同时, 由图 4(d) 可见,  $f_{\text{even1}}$  和  $f_{\text{even2}}$  随着  $\theta_4$  的增大而减小,  $f_{\text{odd1}}$  不受影响。



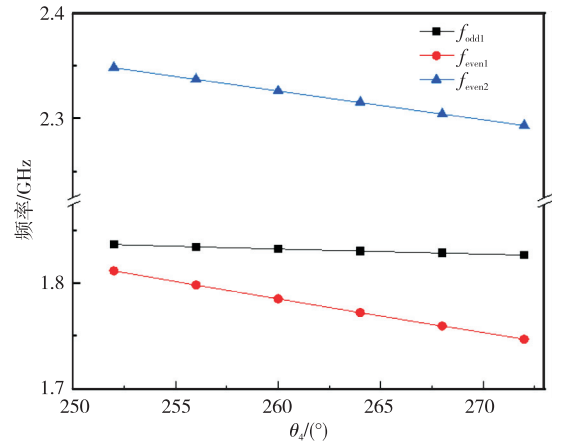
(a) 谐振频率随  $\theta_1$  的变化



(b) 谐振频率随  $\theta_2$  的变化



(c) 谐振频率随  $\theta_3$  的变化



(d) 谐振频率随  $\theta_4$  的变化

图 4 枝节电气长度的变化对谐振频率的影响

综上所述, 调节谐振器中各枝节的参数可使谐振点落到需要的频率范围内, 对后续滤波器的设计起到一定的作用。

## 2.2 T 型谐振器分析

图 5 为 T 型谐振器的结构图。由图可看出, 该谐振器由输入输出传输馈线加载一个 T 型谐振器组成。图 6 为该谐振器的奇偶模等效电路。令  $\theta_i$

( $i=6,7,8,9$ )代表图中各个枝节的电长度,令  $Y_i$  ( $i=6,7,8,9$ )代表各枝节对应的特性导纳。为简化分析,令  $Y_6=Y_9=Y_7/2=Y_8/2=Y$ 。

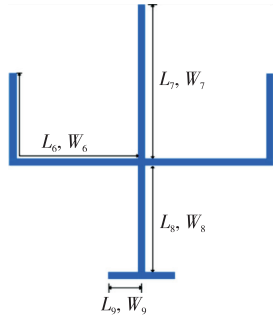


图 5 T型谐振器结构图

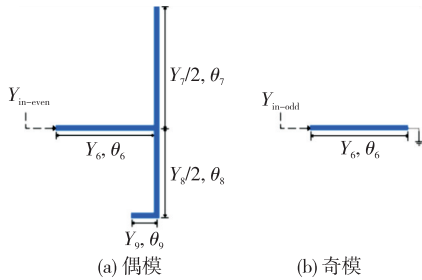


图 6 T型谐振器奇偶模分析模型

偶模输入导纳为

$$Y_{in-e} = jY \frac{\tan\theta_7 + \tan(\theta_8 + \theta_9)}{1 - \tan\theta_6 [\tan\theta_7 + \tan(\theta_8 + \theta_9)]} \quad (8)$$

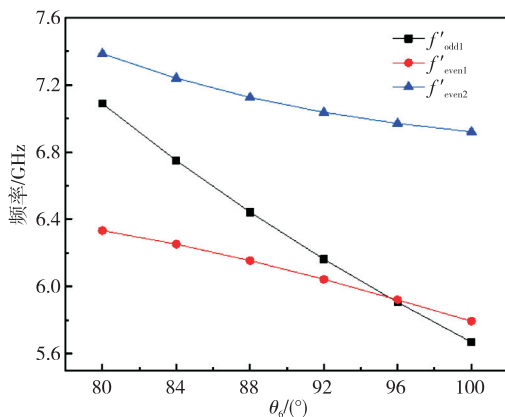
奇模输入导纳为

$$Y_{in-o} = -jY \cot\theta_6 \quad (9)$$

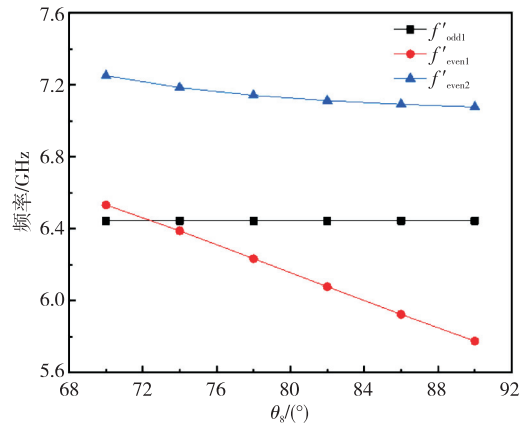
使谐振器谐振的条件为

$$\text{Im}(Y_{in-e}) = \text{Im}(Y_{in-o}) = 0 \quad (10)$$

假定  $Y = 1/107.53 \text{ S}$ ,  $\theta_6 = 88^\circ$ ,  $\theta_7 = \theta_8 = 80^\circ$ ,  $\theta_9 = 25.5^\circ$ , 初始中心参考频率设为  $f_0 = 6.3 \text{ GHz}$ , 在 MATLAB 中循环求解式(10), 得到 3 个谐振点  $f'_{odd1}$ ,  $f'_{even1}$  和  $f'_{even2}$ , 其中  $f'_{odd1}$  是奇模激励下的谐振频率,  $f'_{even1}$  和  $f'_{even2}$  是偶模激励下的谐振频率, 图 7 为谐振频率随  $\theta_6$  和  $\theta_8$  变化的折线图。



(a) 谐振频率随  $\theta_6$  的变化



(b) 谐振频率随  $\theta_8$  的变化

图 7 枝节电气长度的变化对谐振频率的影响

由图 7(a) 可见, 随着  $\theta_6$  增大,  $f'_{odd1}$ ,  $f'_{even1}$  和  $f'_{even2}$  均向低频方向移动。由图 7(b) 可见, 当  $\theta_8$  增大, 只有  $f'_{even1}$  向低频方向移动, 其他谐振频率基本不随之变化。

### 3 陷波设计及杂波抑制

基于奇偶模理论分析得到倒  $\pi$  型谐振器的  $Y_{ino}$  和  $Y_{ine}$  后, 该结构的传输系数可表示为

$$S_{21} = \frac{(Y_{ino} - Y_{ine})Y_p}{(Y_{ine} + Y_p)(Y_{ino} + Y_p)} \quad (11)$$

式中  $Y_p = 0.02 \text{ S}$  为端口导纳。

在一般情况下, 当  $Y_{ino} = Y_{ine}$  时, 使  $S_{21}$  为 0, 即可引入陷波。因此, 根据式(11)可调节各枝节长度, 满足  $Y_{ino} = Y_{ine}$  的条件可在不加任何额外的陷波电路时直接引入陷波, 从而达到减小滤波器尺寸的目的。图 8 为引入陷波后倒  $\pi$  型滤波器的仿真  $S$  曲线图, 在不改变原滤波器结构的前提下实现了在  $1.76 \text{ GHz}$  处引入深度为  $-17 \text{ dB}$  的陷波。

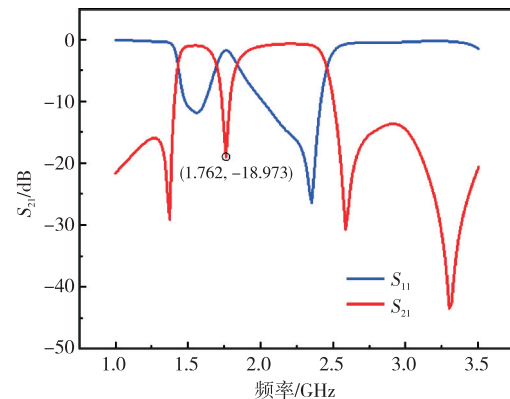


图 8 S 参数仿真结果

对整体结构进行陷波频率点处的电流密度仿真, 结果如图 9 所示。由图可见, 颜色越明亮的地

方,电流密度越大;颜色越暗的地方,电流密度越小。在该频率处 T 型结构基本无电流,倒  $\pi$  型滤波器产生了滤波作用,尤其是枝节  $L_2$ ,因此对该枝节长度进行扫参来进一步探究其对陷波的影响。

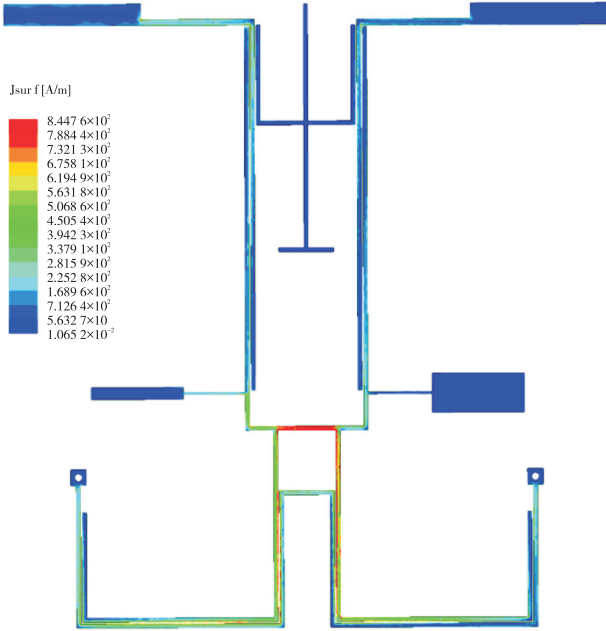


图9 1.76 GHz 陷波点处的电流密度图

图10为陷波点随枝节长度  $L_2$  变化的  $S_{21}$  参数图。由图可见,当  $L_2$  增大时,陷波点的频率向低频方向移动,陷波的深度也随之加深。因此,改变枝节的长度可以调节陷波的频率和深度。

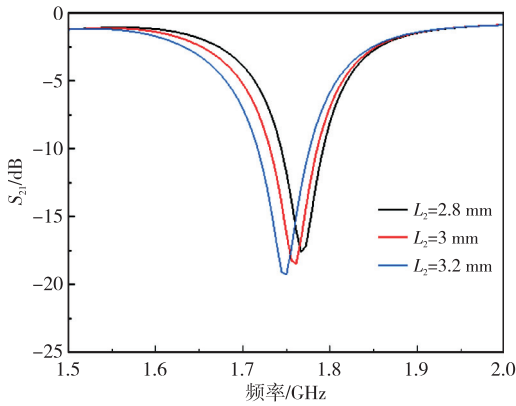


图10  $L_2$  对陷波的影响

基于前文中倒  $\pi$  型滤波器的陷波设计,为了尽可能降低并联时倒  $\pi$  型滤波器对 T 型滤波器的干扰,利用阶跃阻抗(SIR)枝节对倒  $\pi$  型滤波器的杂波进行抑制,其结构如图11所示,SIR 枝节加载在倒  $\pi$  型滤波器的  $L_1$  枝节上。



图11 加载 SIR 枝节的倒  $\pi$  型谐振器

根据谐振条件  $Y_{\text{SIR}}=0$ ,即:

$$Y_{\text{SIR}} = -\frac{j}{Z_{11}} \cdot \frac{Z_{11} - Z_{10} \tan \theta_{10} \tan \theta_{11}}{Z_{10} \tan \theta_{10} + Z_{11} \tan \theta_{11}} \quad (12)$$

通过谐振条件进行简化,可得:

$$Z_{11} - Z_{10} \tan \theta_{10} \tan \theta_{11} = 0 \quad (13)$$

即:

$$\tan \theta_{10} \tan \theta_{11} = Z_{11} / Z_{10} = K \quad (14)$$

式中  $K$  为阻抗比,由枝节  $L_{10}$  和  $L_{11}$  共同决定。

SIR 结构的一阶杂波频率与通带中心频率的比值为

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{K}} - 1 \quad (15)$$

由式(15)可知,调节阻抗比可使杂波远离通频带,使得该 SIR 结构灵活度更高并可改善带外抑制。图12为加载 SIR 和未加载 SIR 两种条件下  $S_{21}$  的对比图。由图可见,引入 SIR 结构使倒  $\pi$  型滤波器的带外抑制得到明显改善,谐波和杂散频率均被抑制在  $-15$  dB 以下,并且通频带内特性几乎不受影响。因此,在  $L_1$  上加载 SIR 结构可以在维持通带性能稳定的情况下获得良好的阻带性能,从而达到抑制杂波的目的。

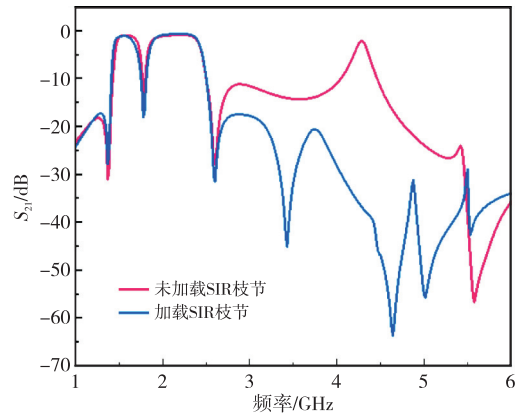


图12 SIR 枝节对带外特性的影响

虽然对一次杂波进行了有效的抑制,但高次谐波的影响依然存在,对加载 SIR 结构的倒  $\pi$  型滤波器和 T 型滤波器进行仿真,发现倒  $\pi$  型滤波器的高次谐波频率点出现在 T 型滤波器通带内。加载 SIR 结构的倒  $\pi$  型滤波器和 T 字型滤波器的  $S_{21}$  幅值如

图 13 所示。由图可看出, T 型滤波器低频段的  $S_{21}$  幅值接近于 0, 对倒  $\pi$  型滤波器  $S_{21}$  无影响。但倒  $\pi$  型滤波器的高次窄带谐波与 T 型滤波器的通带重合, 说明在此频率点射频信号是多路径传输, 即信号通过倒  $\pi$  型滤波器传输, 同时也通过 T 型滤波器传输。

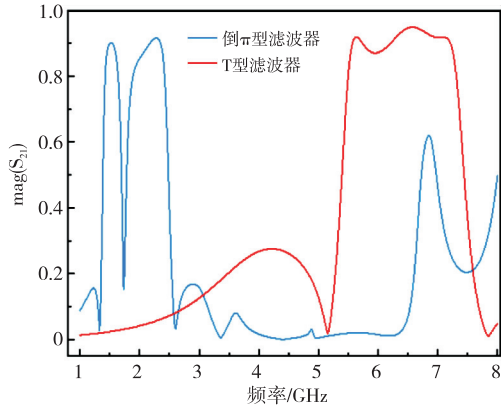


图 13 各滤波器的  $S_{21}$  幅值

仿真得到两路信号的  $S_{21}$  相位, 其相位差如图 14 所示。由图可见, 高次谐振点频率处存在相位差为  $180^\circ$  的两路信号, 使到达输出馈线的合路信号产生了一定程度的衰减, 在该频率点产生了陷波。其他频率点虽然也存在相位差为  $180^\circ$  的现象, 但在这些频率处的信号几乎不通过倒  $\pi$  型滤波器, 其影响可以忽略。

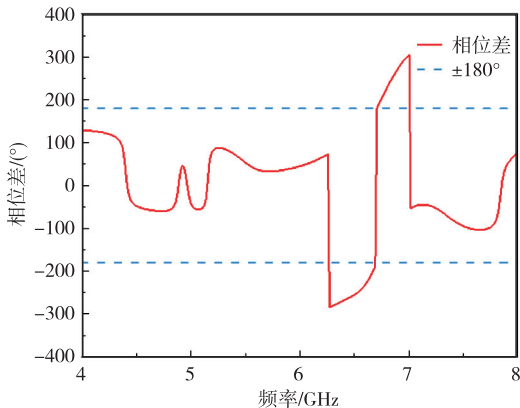


图 14 两个滤波器的  $S_{21}$  相位差

图 15 为 6.7 GHz 陷波点处的电流密度图。由图可看出, 在第二通带内的陷波频率处, 电流信号既流过加载 SIR 结构的倒  $\pi$  型滤波器又流过 T 型滤波器, 且后者电流密度高于前者, 这与图 13 中在高次谐波频率处两个滤波器的  $S_{21}$  幅值关系对应,

进一步验证了上述分析的准确性。

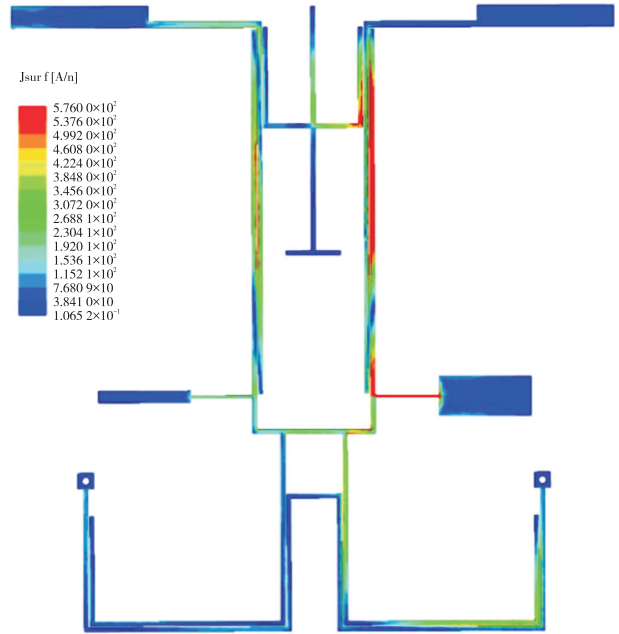


图 15 6.7 GHz 陷波点处的电流密度图

图 16 为陷波点随  $W_{11}$  枝节长度变化的  $S_{21}$  参数图。由图可看出, 随着  $W_{11}$  的增加, 陷波的深度逐渐减小并向低频移动。

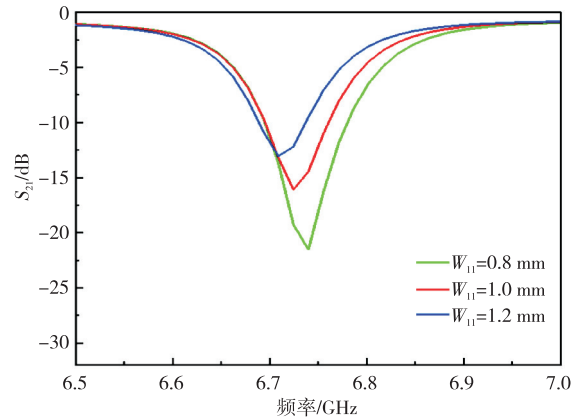


图 16  $W_{11}$  对陷波的影响

#### 4 双通带滤波器仿真与测试

基于上述分析设计了具有陷波特性的双通带滤波器, 对整体结构进行仿真,  $S$  参数仿真结果如图 17 所示。由图可看出, 该滤波器已实现在两个通带内引入陷波。其中, 第一通带的频率范围为 1.45~2.4 GHz, 陷波点频率为 1.76 GHz, 深度为  $-18.7$  dB; 第二通带的频率范围为 5.4~7.4 GHz, 陷波点频率为 6.77 GHz, 深度为  $-25.3$  dB。

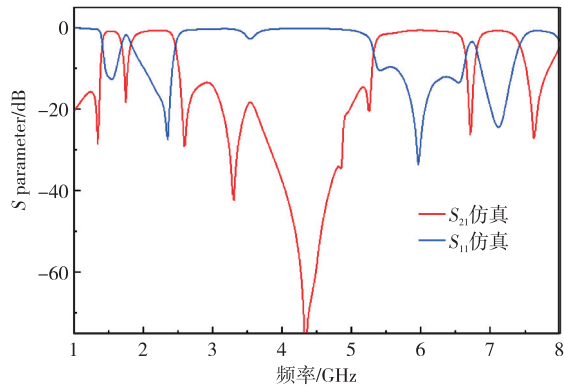


图 17 双通带滤波器的 S 参数

仿真完成后,制作双通带滤波器并进行测试,实物如图 18 所示。介质基板选用 Rogers 4003C,其介电常数为 3.55,厚度为 0.508 mm,损耗角正切为 0.002 7。滤波器的几何电路尺寸如表 1 所示。

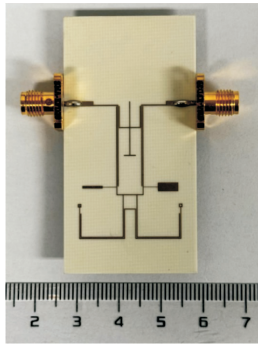


图 18 双通带滤波器实物图

表 1 滤波器几何电路尺寸参数 mm

$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$
22	3	3.3	22	2.4	7.4	6.2	6.7
$L_9$	$L_{10}$	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$W_1$	$W_2$	$W_3$
1.3	3.2	4.7	3.3	4.7	0.2	0.2	0.2
$W_4$	$W_5$	$W_6$	$W_7$	$W_8$	$W_9$	$W_{10}$	$W_{11}$
0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.6
$W_{12}$	$W_{13}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$			
0.2	2	0.1	0.1	0.1			

滤波器的最终尺寸为  $20 \text{ mm} \times 23.2 \text{ mm}$ ,等效为  $0.22\lambda_g \times 0.25\lambda_g$ ,其中  $\lambda_g$  为第一通带中心频率处对应的波长。使用 Keysight E5080B 矢量网络分析仪测量其各项指标,图 19 为该滤波器的测试结果图。由图可见,双通带滤波器的中心频率分别为 1.94 GHz 和 6.41 GHz,最小插损分别为  $-1.16 \text{ dB}$  和  $-1.6 \text{ dB}$ ,测量得到 3 dB 相对带宽分别为 51.5% 和 34%。其中第一通频带的频率覆盖范围为 1.44~2.44 GHz,1.8 GHz 处为该通带内陷波点位

置,陷波深度为  $-19 \text{ dB}$ ,该频率点的信号已被显著抑制,故有助于减少 5G 信号的干扰;第二通频带的频率覆盖范围为 5.32~7.5 GHz,6.7 GHz 处的陷波点深度为  $-20.1 \text{ dB}$ ,对特定频段的卫星通信信号有较明显的抑制作用。

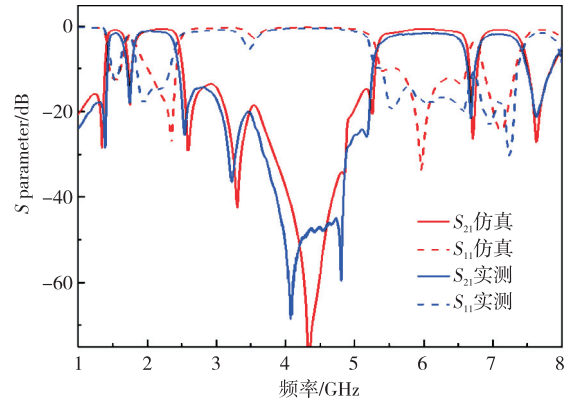


图 19 双通带滤波器仿真与实测对比图

此外,因为加工时物理长度和宽度有一定偏差,信号传入 SMA 接头时也有一定损耗,所以实测结果与仿真结果存在一定差异。

本文设计的滤波器与其他文献所提出的滤波器性能对比如表 2 所示。由表可见,所设计的滤波器不仅具有优异的陷波特性,且体积小,结构紧凑。

表 2 各滤波器性能指标对比

文献	中心频率/GHz	陷波频率/GHz	尺寸
[12]	4.16/7.22	无陷波	$0.582\lambda_g^2$
[15]	6.85	5.48/7.68/8.82	$0.347\lambda_g^2$
[19]	5.7	3.5/8.1	$0.051\lambda_g^2$
本文	1.91/6.41	1.8/6.7	$0.055\lambda_g^2$

## 5 结束语

基于短路枝节耦合的方法,设计了倒  $\pi$  型耦合谐振器,信号通过公共输入馈线耦合到 T 型滤波器和倒  $\pi$  型滤波器内,将经过滤波后的信号耦合到公共输出馈线上,实现了一种通带内各有一个陷波的新型双通带滤波器。加工所得双通带滤波器的整体电路尺寸为  $20 \text{ mm} \times 23.2 \text{ mm}$  ( $0.22\lambda_g \times 0.25\lambda_g$ ),两个通带的相对带宽均在 30% 以上,且陷波的深度均可达到  $-19 \text{ dB}$ 。仿真结果与实测结果吻合良好。结果表明,该陷波双通带滤波器尺寸较小,能够有效地抑制系统内的干扰信号。

## 参考文献:

- [1] ZHAO Shipeng, WANG Zhongbao, LIU Hongmei, et

- al. High-performance balanced dual-band bandpass filter with controllable bandwidth and frequency ratio [J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2024, 66(7): e34263.
- [2] LI Shuang, LI Shengxian, YUAN Jianrong, et al. Fully tunable bandpass filter with wide bandwidth tuning range and switchable single/dual band[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 36577-36585.
- [3] LIU Yun, ZHAO Yongjiu, CUI Mengmeng, et al. A novel tri-band filter realization via band-splitting technique[J]. *IEICE Electronics Express*, 2012, 9(7): 718-723.
- [4] FIRMANSYAH T, PRAPTODIYONO S, MUTAKIN I, et al. Integrated and independent solid microwave sensor with dual-band bandpass filter through unified mux-demux structure[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2024, 24(12): 19253-19261.
- [5] QIANG Tian, WANG Cong, KIM N Y. A compact dual-wideband bandpass filter using two triple-mode resonators for S-band applications[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2015, 57(1): 153-157.
- [6] LIU Lei, ZHU Lei, WANG Zhengbin, et al. Dual-band filtering power dividers with multiple out-of-band transmission zeros and DC-blocking[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2024, 34(7): 899-902.
- [7] ACOSTA L, GUERRERO E, VERDÚ J, et al. Topology assessment for dual-band filters based on acoustic wave resonators[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(4): 1402-1411.
- [8] ZHANG Xueshun, DENG Hongwei, ZHANG Lu, et al. Compact dual-band BPF for GPS and WLAN with two dual-mode stepped impedance resonators[C]//Shanghai, China; 2010 Global Mobile Congress, 2010: 1-3.
- [9] LIN Yiyuan, LIN Guanyin, TANG C W. Design of a compact dual-wideband bandpass filter with the dual stepped-impedance rectangular-rings resonator [C] // Kyoto, Japan; 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2018: 476-478.
- [10] REN Baoping, LIU Haiwen, MA Zhewang, et al. Compact dual-band differential bandpass filter using quadruple-mode stepped-impedance square ring loaded resonators[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 21850-21858.
- [11] XU Chang, WANG Xiaolong, ZHU Lei, et al. A wideband dual-band bandstop filter with flexible control of stopband rejection, bandwidth and centre frequency ratio[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2024, 18(5): 308-316.
- [12] LI Mingkang, CHEN Chang, CHEN Weidong. Miniaturized dual-band filter using dual-capacitively loaded SIW cavities[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(4): 344-346.
- [13] QU Lili, ZHANG Yonghong, LI Qun, et al. Dual-wideband bandpass filter using a stub-loaded and slotted SIW multimode resonator[C]//Shanghai, China; 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2020: 1-3.
- [14] ABBAS M F, SALIM A J. A new tunable dual-mode dual-band square cavity siw bandpass filter[J]. *Progress in Electromagnetics Research C*, 2022, 118: 113-123.
- [15] LIU Qing, ZHANG Dewei, GONG Ke, et al. Single- and dual-band bandpass filters based on multiple-mode folded substrate-integrated waveguide cavities [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(12): 5335-5345.
- [16] CHAKRABORTY P, PANDA J R, DEB A, et al. Design of a miniaturized split-ring resonator based UWB notched bandpass filter[J]. *Progress in Electromagnetics Research C*, 2023, 134: 27-38.
- [17] SARKAR P, GHATAK R, PAL M, et al. Compact UWB bandpass filter with dual Notch bands using open circuited stubs [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012, 22(9): 453-455.
- [18] KAMMA A, DAS R, BHATT D, et al. Multi mode resonators based triple band Notch UWB filter [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(2): 120-122.
- [19] 张友俊, 马艳芳. 基于 E 型谐振器的三陷波超宽带带通滤波器[J]. *电子元件与材料*, 2020, 39(1): 64-67. ZHANG Youjun, MA Yanfang. Three notch UWB bandpass filter based on E-type resonator[J]. *Electronic Components and Materials*, 2020, 39(1): 64-67.
- [20] YAZDANI M, AHMADI-SHOKOUH J. Theoretical based design of ultra-wideband filter with dual band-Notch[J]. *Wireless Personal Communications*, 2018, 100(3): 1219-1233.
- [21] CHAKRABORTY P, SHOME P P, PANDA J R, et al. Highly selective UWB bandpass filter with multi-Notch characteristics using comb shaped resonator[J]. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2022, 108: 89-101.