

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106227

一种应用于5G通信的无反射滤波器设计*

景玉明¹ 金建辉¹ 邢孟江² 侯明¹

(1.昆明理工大学信息工程与自动化学院 昆明 650500; 2.电子科技大学 成都 610054)

摘要:为了解决通信电路中“信号反射”的问题,提出了一种无反射陷波电路,用于“吸收”通信电路中特定频点处的微波信号。通过级联无反射陷波电路改善了现有吸收式滤波器的阻带抑制与吸收效率。采用砷化镓IPD工艺对电路进行版图设计,最终得到的器件版图尺寸仅有 $800\ \mu\text{m}\times 500\ \mu\text{m}\times 87.71\ \mu\text{m}$, $1\ 500\ \mu\text{m}\times 500\ \mu\text{m}\times 87.71\ \mu\text{m}$ 。版图仿真结果表明,基于砷化镓IPD工艺设计的无反射陷波滤波器能够有效吸收特定频率的微波信号,滤波器回波损耗始终大于12.5 dB,平均吸收效率达到90%以上。改进后的无反射低通滤波器,在DC-3.5 GHz频段内插入损耗小于2.5 dB,在1.4倍截至频率处插入损耗达到20 dB,在1.7倍截至频率处插入损耗达到40 dB,具有良好的带外抑制性能。在反射信号吸收方面,DC-7.5 GHz频率范围内,滤波器的回波损耗始终大于15 dB,反射信号吸收效率高达95%以上。

关键词:吸收式滤波器;陷波滤波器;砷化镓工艺;射频滤波器

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.50

A reflectionless filter design for 5G communication

Jing Yuming¹ Jin Jianhui¹ Xing Mengjiang² Hou Ming¹

(1. School of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China;

2. University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: In order to solve the problem of "signal reflection" in the communication circuit, this paper designs a reflectionless notch filter to "absorb" the microwave signal at a specific frequency point, and improved the stopband performance and absorption efficiency of the existing reflectionless low-pass filter by cascading reflectionless notch filter. Using the GaAs IPD process to design the layout, the layout size of the devices is only $800\ \mu\text{m}\times 500\ \mu\text{m}\times 87.71\ \mu\text{m}$, $1\ 500\ \mu\text{m}\times 500\ \mu\text{m}\times 87.71\ \mu\text{m}$. The layout simulation results show that the reflectionless notch filter can effectively absorb microwave signals in specific frequency, the average absorption efficiency of more than 90%. The improved reflectionless low-pass filter has a good stopband performance, and the insertion loss of less than 2.5 dB in the DC-3.5 GHz frequency band, the insertion loss of 20 dB at 1.4 times the cutoff frequency and the insertion loss of 40 dB at 1.7 times the cutoff frequency. In terms of stopband signal absorption, within the frequency range of DC-7.5 GHz, the return loss of the filter is always greater than 15 dB, and the absorption efficiency of the reflected signal is more than 95%.

Keywords: absorption filter; notch filter; gallium arsenide process; RF filter

0 前 言

滤波器普遍存在于通信电路的各个环节中,是组成射频电路的关键器件。传统无源滤波器仅由无损元件构成,遵循能量守恒的原则被衰减的频率信号,会反射回滤波器前后端口,从而对邻近电路造成不良影响^[1]。在超外差接收机架构中,低噪声放大器(LNA)相邻的滤波器(IR_Filter)产

生的反射信号会影响LNA的线性动态范围,当反射信号较强时会造成信号失真、放大器阻塞等现象。此外,混频器作为非线性器件对反射信号十分敏感,当阻带反射信号进入混频器时会产生大量的交调噪声,严重影响系统的通信质量^[2]。反射信号不只存在于滤波器,电路中任何存在阻抗失配的电路环节都会产生反射信号,在某些极端情况下反射信号会造成射频器件损毁,对通信系统形成毁灭性影

收稿日期:2021-03-30

* 基金项目:国家自然科学基金(61564005,61864004)项目资助

响^[3]。吸收式滤波器是一种新型滤波器,区别于传统反射式滤波器,吸收式滤波器的阻带信号,不会直接反射回电路端口,而是在滤波电路内部被消耗吸收。

近年来,国内外众多专家学者对吸收式滤波器开展了一系列的研究,在现阶段已经出现的吸收式滤波器设计中,多数采用两类方法实现吸收式滤波器,一类通过定向耦合器与反射式滤波器组合构成吸收式滤波器^[4],另外一类是采用互补双工理论通过组建阻带信号吸收电路来实现对阻带信号的吸收效果。前者电路构成复杂,电路设计容差较小,吸收效果一般,更适用于大功率的射频电路,后者电路理论较成熟,利用电网络理论可以对吸收式滤波器电路进行综合设计。2015年Morgan等^[5]在双工器吸收式滤波器基础之上,结合奇偶模分析法推导出了满足无反射特性的吸收式滤波器电路结构,并陆续对无反射滤波器电路结构进行拓展与补充。文献[6-8]提出的无反射滤波电路虽然能够在理论上实现全频段的无反射,但滤波器的阻带性能较差,无反射滤波器在阻带频段存在峰值,通过提高滤波器阶数无法有效改善无反射滤波器的阻带性能。

本文基于对偶式无反射电路理论,设计了一款无反射陷波滤波器,用于吸收射频电路中特定频段处微波信号,并尝试通过级联无反射陷波滤波器引入带外吸收式“零点”进一步提高现有无反射滤波器的阻带抑制性能。利用电子设计自动化软件(ADS)设计了无反射滤波电路原理图并验证了设计在理论上的可行性,而后基于GaAs IPD工艺采用三维电磁场仿真软件(HFSS)构建了无反射滤波器的版图模型并进行了电磁场仿真验证。仿真结果证明本文设计的无反射低通滤波器能够有效吸收带外反射信号。另外,通过级联无反射陷波电路可以显著改善现有无反射滤波器带外截止性能。

1 无反射滤波器原理与电路设计

1.1 无反射电路理论

图1是互补双工结构的吸收式低通滤波电路,图中实线和虚线分别代表滤波器通带信号和阻带信号的路径。滤波器电路中本该被反射回端口的阻带信号流入了含有电阻的高通支路,阻带信号能量被电阻 R_1 所消耗并最终以热能的方式散失^[9]。

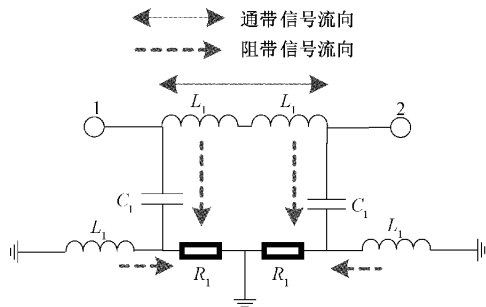


图1 吸收式低通滤波器电路

采用奇偶模分析法推导几何对称微波网络的散射(S)参数。当网络端口同时加载共模信号时,网络的中轴线视为理想“磁壁”,网络沿中轴线开路,得到网络的偶模等效电路。当网络端口同时加载差模信号时,网络中轴线视为理想“电壁”,网络沿中轴线接地,得到奇模等效电路^[9]。

式(1)是对称二端口网络的输入、输出反射系数 S_{11} 、 S_{22} 的计算公式,其中 Γ_{even} 、 Γ_{odd} 分别代表偶模电路反射系数和奇模等效电路反射函数,其计算公式如式(2)、(3)所示。

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2}(\Gamma_{\text{even}} + \Gamma_{\text{odd}}) \quad (1)$$

$$\Gamma_{\text{even}} = \frac{Z_{\text{even}} + 1}{Z_{\text{even}} - 1} \quad (2)$$

$$\Gamma_{\text{even}} = \frac{Z_{\text{odd}} + 1}{Z_{\text{odd}} - 1} \quad (3)$$

式中: Z_{even} 表示偶模等效电路阻抗, Z_{odd} 表示奇模等效电路阻抗。

当对称二端口网络反射系数为0时即 $S_{11} = S_{22} = 0$ 时,由式(1)~(3)推导出式(4)。

$$Z_{\text{even}} = Z_{\text{odd}}^{-1} \quad (4)$$

式(4)说明当二端口网络奇偶模等效电路满足对偶条件时,网络端口处的反射波的信号功率为“0”,二端口网络具有无反射特性。遵循奇偶模电路对偶的原则,可以推导出一系列对偶式无反射的滤波器。式(5)是对称二端口网络的传输系数表达式。

$$S_{21} = S_{12} = \frac{1}{2}(\Gamma_{\text{even}} - \Gamma_{\text{odd}}) \quad (5)$$

1.2 无反射陷波滤波器设计

陷波滤波器是一种特殊的带阻滤波器,在滤波电路中引入陷波电路等同于引入传输“零点”,可以显著提高通信系统对特定频率干扰信号的抑制,增强通信电路抗干扰能力,优化系统的通信质量。图2是本文提出的无反射陷波滤波器电路。

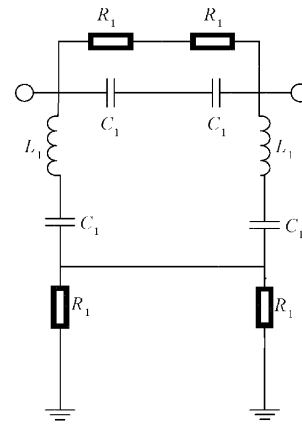


图2 无反射陷波电路

无反射陷波滤波电路的奇偶模等效电路满足对偶关系,理论上陷波点处的微波信号均被电阻 R_1 吸收,电路端

口处不存在信号反射。对电路做归一化处理, $L_1 = C_1 = R_1 = 1$, 可以得到无反射陷波滤波器的传输系数, 如式(7)所示。

$$Z_{\text{even}} = Z_{\text{odd}} = s^{-1} + s + 1 \quad (6)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{s^2 + 1}{(s + 1)^2} \quad (7)$$

改变奇偶模等效电路上级联的谐振单元个数 K , 能够得到带宽不同的无反射陷波滤波电路。不同带宽下的无反射陷波滤波器偶模等效电路如图3所示, 奇模等效电路如图4所示。

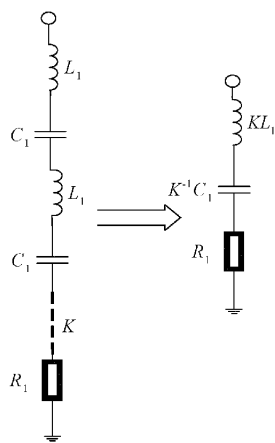


图3 无反射陷波偶模等效电路

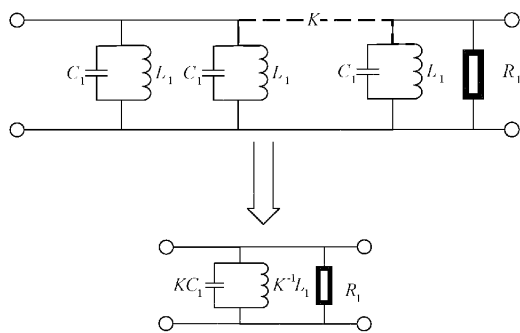


图4 无反射陷波奇模等效电路

不同级数 K 的无反射陷波滤波器的传输系数 S_{21} 如式(8)所示, 图5为不同级数 K 下的无反射陷波滤波电路原理图 S 参数仿真结果。

$$S_{21} = K \frac{s^2 + 1}{(s + 1)^2} \quad (8)$$

1.3 新型无反射低通滤波器

通过级联无反射陷波滤波器能够在不破坏反射信号吸收效果的前提下, 对特定频点附近的微波信号进行“吸收”, 提高无反射滤波器阻带抑制与吸收效率^[10-11]。图6是改进后的无反射低通滤波器电路。

本文设计的无反射低通滤波器的通带范围对应5G通信的低频段, 滤波器的-3 dB截至频率为 $f_{-3\text{dB}} = 3.7\text{ GHz}$ 。级联的无反射陷波电路中心频率分别为 5.0 GHz 与

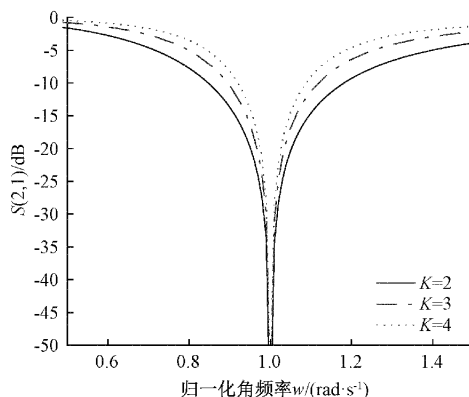


图5 无反射陷波滤波器原理图 S 参数仿真结果

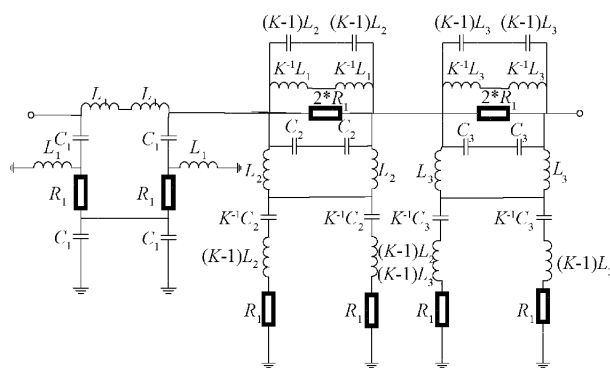


图6 引入无反射零点的无反射低通滤波器电路

6.0 GHz , 滤波器端口匹配电阻 $R_1 = Z_0 = 50\ \Omega$ 。利用式(9)~(13)对无反射低通滤波电路去归一化得到电路元件值, $\omega_{-3\text{dB}} \approx 0.63$ 。

$$L_1 = \frac{\omega_{-3\text{dB}} Z_0}{2\pi f_{-3\text{dB}}} \quad (9)$$

$$L_2 = \frac{Z_0}{2\pi f_{01}} \quad (10)$$

$$L_3 = \frac{Z_0}{2\pi f_{02}} \quad (11)$$

$$C_i = L_i Y_{02} \quad (12)$$

$$K_1 = K_2 = 4 \quad (13)$$

2 基于砷化镓 IPD 工艺的无反射滤波器版图设计

2.1 砷化镓无源器件制造工艺

在微波通信的高频段, 砷化镓 MMIC 器件相较于硅基工艺器件, 在器件插入损耗, 线性度、噪声系数等方面有着更为优异的表现。采用砷化镓集成电路工艺可以显著缩小射频电路的尺寸, 提高射频电路的集成度, 以便于器件与其他有源元件进行系统级的射频片上系统(RF_SOC)设计。砷化镓 IPD 层叠工艺如图7所示^[12]。

2.2 片上无源元件

在高频率, 大带宽的应用条件下, 高频电路器件内部存

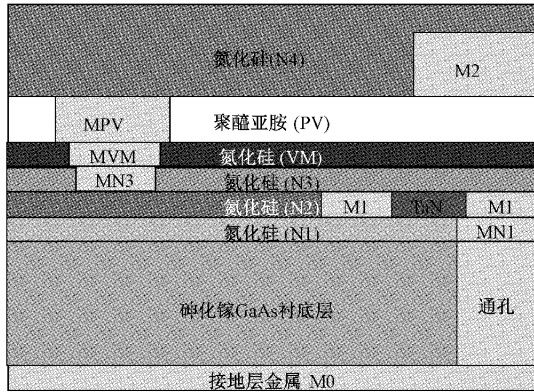


图 7 砷化镓 IPD 层叠工艺示意图

在大量难以量化的寄生参量,造成射频器件电路原理图仿真结果与版图模型仿真结果的偏离。在高度集成化的高频电路版图设计中,必须充分考虑片上高频无源元件的寄生参数与损耗形式,合理设计电路版图,尽可能降低电路损耗与寄生参数的影响,以保证版图设计的有效性与可靠性。

图 8 是片上螺旋电感的双 π 型等效电路^[13],此电路准确描述了片上螺旋电感的高频电路特性。

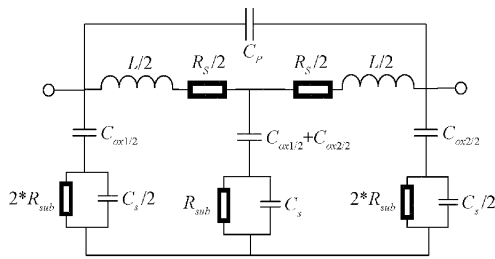


图 8 片上螺旋电感的双 π 型等效电路

式(14)、(15)代表片上螺旋电感的感值 L 的经验公式, ϑ 代表电感的空心系数, d_{in} 、 d_{out} 代表螺旋电感的内外径长度, c_i 代表形状系数取决于片上电感的形状, d_{avg} 代表电感条带的算术平均直径, N 为电感匝数, μ_0 是电感外层氮化硅 N1 的相对磁导率。

$$\vartheta = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in}) \quad (14)$$

$$L \approx \frac{c_1 \mu_0 N^2 d_{avg}^2}{2} \left[\ln\left(\frac{c_2}{\vartheta}\right) + c_3 + c_4 \vartheta^2 \right] \quad (15)$$

R_s 代表片上电感的金属损耗, R_s 的计算公式如式(16)所示, l 是片上电感的总长度, W 是电感条带宽度, t 是电感金属层的厚度,金属层 M1、M2 的材料为金(Au)。 R_s 主要包含片上电感由趋肤效应和邻近效应造成的损耗,式(17)是趋肤深度 δ 的计算公式, R_s 随频率 f 的升高而增大。

$$R_s = \frac{\rho l}{W \delta \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\delta}\right)\right)} \quad (16)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (17)$$

C_{ox} 代表电感与砷化镓衬底之间的间电容,片上电感与砷化镓衬底之间包含聚酰亚胺与氮化硅两种介质, ϵ_{ox} 为聚酰亚胺与氮化硅介质层的有效介电常数。

C_p 是电感层金属 M1 与下层走线 M2 间的寄生电容, t_{top} 是 M1 与 M2 之间的介质高度。

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{1}{2} l W \frac{\epsilon_{ox}}{h} \quad (18)$$

$$C_p \approx N W^2 \frac{\epsilon_{ox}}{h_{top}, u} \quad (19)$$

式(20)描述了片上螺旋电感的砷化镓衬底损耗, $\epsilon_r \epsilon_0$ 表示砷化镓衬底材料的相对介电常数, ρ_{su} 为砷化镓衬底的电阻率。

$$R_{sub1,2} C_{sub1,2} = \epsilon_r \epsilon_0 \rho_{su} \quad (20)$$

片上电容采用 MIM(金属—绝缘体—金属)电容形式,式(21)是 MIM 电容的容值经验公式。

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r W L}{t_{ox}} \quad (21)$$

3 仿真结果的分析与讨论

图 9 是中心频率位于 5.0 GHz 的无反射陷波滤波器电路版图,整个器件的设计尺寸仅有 $800 \mu\text{m} \times 500 \mu\text{m} \times 87.71 \mu\text{m}$ 。

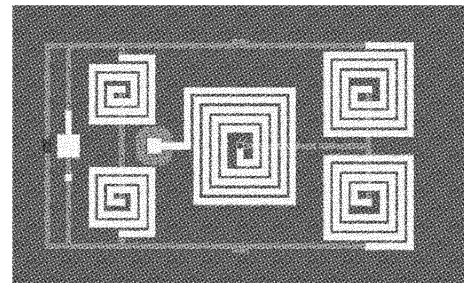


图 9 无反射陷波滤波器版图

图 10 是无反射陷波电路版图的 S 参数仿真结果,对仿真结果进行比较分析得出,无反射陷波滤波器版图仿真结果与电路原理图仿真结果基本一致,证明本文电路版图设计具有可靠性。图中 S_{21} 参数定义为不同频率输入信号下的滤波器端口 2 输出功率 P_{2out} 与端口 1 输入功率 P_{1in} 的比值, S_{21} 衡量了滤波器对不同频率输入信号的衰减能力。

$$S_{21}(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_{2out}}{P_{1in}} \quad (22)$$

S_{11} 参数定义为不同频率输入信号下,滤波器端口 1 输入信号功率 P_{1in} 与反射回端口 1 信号功率 P_{1r} 比值, S_{11} 衡量了吸收式滤波器对阻带信号的吸收能力。

$$S_{11}(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_{1r}}{P_{1in}} \quad (23)$$

无反射陷波滤波器在 4.6~5.2 GHz 的频率范围内插入损耗 $|S_{21}|$ 大于 15 dB,回波损耗 $|S_{11}|$ 始终大于 12.5 dB,仿真结果表明无反射陷波滤波器在 4.6~5.4 GHz

频率范围内的吸收效率达到90%以上,具有良好的阻带信号吸收效果。

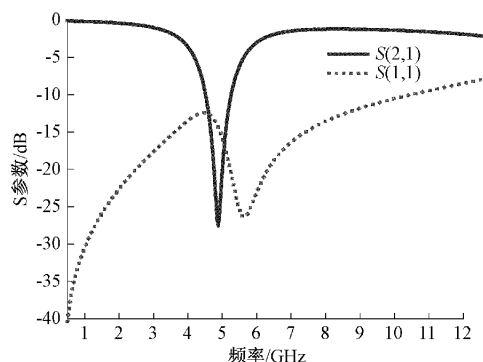


图10 无反射陷波滤波器版图仿真结果

级联无反射陷波电路后的无反射低通滤波器电路版图如图11所示,器件整体设计尺寸仅有 $1\,500\ \mu\text{m} \times 500\ \mu\text{m} \times 87.71\ \mu\text{m}$ 。

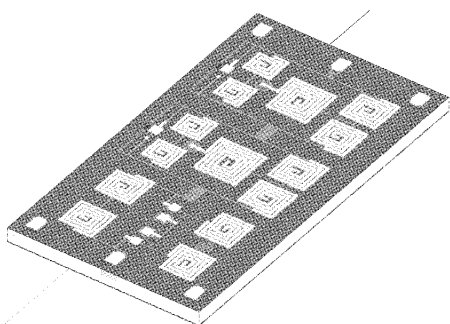


图11 改进后的无反射低通滤波器版图

图12是电路版图S参数仿真结果,分析仿真结果得出,级联陷波电路后的无反射低通滤波器的截至频率位3.75 GHz。在陷波点5.0 GHz附近,滤波器插入损耗大于20 dB,在陷波点6.5 GHz附近插入损耗大于40 dB,在5.0~15.0 GHz频率范围内滤波器插入损耗始终大于20 dB。在反射信号吸收效果方面,在3.5~15 GHz阻带频率范围内,无反射低通滤波器的回波损耗 $|S_{11}|$ 始终大于15 dB,整体的吸收效率高达95%以上。

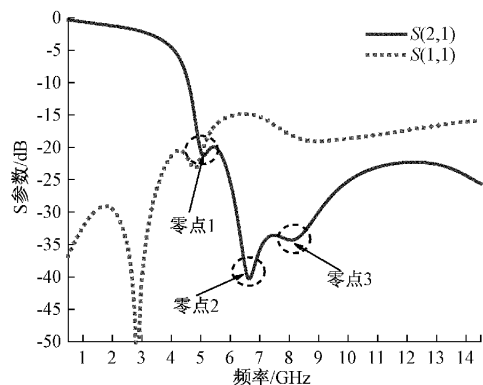


图12 无反射低通滤波器版图仿真结果

在实际应用方面,根据以往的实测数据,砷化镓IPD器件并不适用于大功率的射频电路系统,一方面由于器件尺寸较小,砷化镓材料导热性较差,负责吸收反射信号的TaN薄膜电阻无法有效散热,吸收电阻会因为“过热”而失效。另外片上由于MIM片上电容的介质层极窄仅有 $0.1\ \mu\text{m}$,难以承受较高的极电压,当极电压较高时,会造成电容击穿。

将本文设计的无反射低通滤波器与参考文献[14]、[15]、Mini-circuit公司设计的“X”系列无反射滤波器产品XLF-332、XLF-252H进行性能参数对比。比较结果如表1~3所示。

表1 无反射低通滤波器带内插入损耗(IL)比较

| 序号 | 通带范围/GHz | 插入损耗(IL)/dB |
|---------|----------|-------------|
| XLF-332 | 1.5~3.5 | 0.8~2.5 |
| XLF-252 | 1.5~3.5 | 1.7~3.5 |
| 文献[14] | 0.5~1.5 | 1.0~3.0 |
| 文献[15] | 1.5~3.5 | 1.0~3.5 |
| 本设计 | 1.5~3.5 | 0.6~2.5 |

表2 无反射低通滤波器阻带性能(IL)比较

| 序号 | 阻带范围/GHz | 带外衰减(IL)/dB |
|---------|----------|-------------|
| XLF-332 | 6.0~8.0 | ≥ 13 |
| XLF-252 | 5.5~15.0 | ≥ 30 |
| 文献[14] | 4.5~15.0 | ≥ 40 |
| 文献[15] | 7.5~15.0 | ≥ 20 |
| 本设计 | 5.0~15.0 | ≥ 20 |

表3 无反射低通滤波器吸收性能(RL)比较

| 序号 | 阻带范围/GHz | 回波损耗(IL)/dB |
|---------|----------|-------------|
| XLF-332 | 4.0~12.0 | ≥ 15 |
| XLF-252 | 3.5~15.0 | ≥ 10 |
| 文献[14] | 4.0~10.0 | ≥ 15 |
| 文献[15] | 4.0~15.0 | ≥ 25 |
| 本设计 | 3.5~15.0 | ≥ 15 |

如表1、2所示,本文设计的无反射低通滤波器在带内插入损耗和过渡带陡峭性方面明显优于其他无反射低通滤波器设计。在阻带信号吸收效果方面如表3所示,该设计基本与现有无反射低通滤波器的设计持平。

4 结论

本文设计了一种无反射陷波电路,通过级联无反射陷波电路的方式,为无反射滤波器引入带外零点,在不影响反射信号吸收效果的前提下,改善了无反射滤波器的阻带性能。采用砷化镓IPD工艺进行版图设计,极大地缩小了无源射频电路的器件尺寸。通过电路原理图仿真与版图仿真

验证了本文滤波器电路设计的可行性与版图设计的可靠性。

参考文献

- [1] KHALAJ-AMIRHOSSEINI M, TASKHIRI M M. Twofold reflectionless filters of inverse-chebyshev response with arbitrary attenuation [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017, 65(11):4616-4620.
- [2] PSYCHOGIOU D, GOMEZ-GARCIA R. Reflectionless adaptive RF filters: Bandpass, band stop, and cascade designs[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017, 65(11): 4593-4605.
- [3] MORGAN M A. Reflectionless filters improve linearity and dynamic range (Article) [J]. Microwave Journal, 2015, 58(8): 42-50.
- [4] 秦巍巍, 石玉, 赵宝林. 新型吸收式微带线带通滤波器的仿真设计[J]. 磁性材料及器件, 2015(1): 50-54.
- [5] MORGAN M A, BOYD T A. Reflectionless filter structures [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(4): 1263-1271.
- [6] GUILABERT A, MORGAN M A, BOYD T A. Reflectionless filters for generalized elliptic transmission functions [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems, Part I: Regular Papers, 2019, 66(12): 4606-4618.
- [7] MORGAN M A, GROVES W M, BOYD T A. Reflectionless filter topologies supporting arbitrary low-pass ladder prototypes[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(2): 594-604.
- [8] MORGAN M A, BOYD T A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter [J]. IEEE Transactionson Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(5): 1214-1221.
- [9] MORGAN M A. Reflectionless Filters [M]. Artech House, 2017: 55-105.
- [10] 徐珊, 邢孟江, 李小珍, 等. 基于 IPD 工艺的微型化高通无反射滤波器的设计 [J]. 通信技术, 2018, 51(9): 2257-2261.
- [11] 刘赣, 邢孟江, 李小珍, 等. 基于 IPD 工艺的小型化无反射带通滤波器设计 [J]. 电子元件与材料, 2018, 37(9): 69-73.
- [12] 代传相, 邢孟江, 侯明, 等. 应用于 5G 通信的 GaAs 带通滤波器设计 [J]. 微波学报, 2020, 36(4): 68-71.
- [13] VOINIGESCU S. High-frequency integrated circuits [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2016: 185-220.
- [14] 马文涛, 李宏军. 基于 GaAs 工艺 L 波段吸收式低通滤波器研制 [J]. 电子技术与软件工程, 2019, (13): 62-63.
- [15] 徐珊, 邢孟江, 李小珍, 等. 一种 IPD 吸收式低通滤波器的设计 [J]. 微波学报, 2021, 37(1): 89-92, 96.

作者简介

景玉明, 硕士研究生, 主要研究方向为射频集成电路器件及系统设计。

E-mail: 853193759@qq.com

金建辉(通信作者), 硕士, 高级实验师, 主要研究方向为高频电子器件设计。

E-mail: kds191743@163.com