

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106004

基于 T 型谐振器的毫米波窄带带通滤波器设计

姬娜娜 姚金杰

(中北大学 信息探测与处理山西省重点实验室 太原 030051)

摘要: 带通滤波器是交会参数毫米波探测器的重要组成部分,其性能直接影响探测信号的检测能力。根据毫米波探测器设计要求,提出了一种基于加载枝节 T 型谐振器的带通滤波器设计方案,在计算谐振器谐振频率和滤波器的结构尺寸基础上,根据双模阶梯阻抗谐振器模型,通过枝节加载,结合 HFSS 软件建模仿真优化得到中心频率在 36 GHz,带宽为 1 GHz 的微带带通滤波器。仿真结果表明,该毫米波窄带滤波器带内插损小于 3 dB,带内回波损耗大于 20 dB,阻带衰减 $\geq 20@35.5$ GHz 且 $\geq 20@36.5$ GHz,基本满足毫米波探测器使用要求。

关键词: 毫米波; T 型谐振器; 带通滤波器; 奇偶模

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Design of millimeter wave narrowband bandpass filter based on T-type resonator

Ji Na'na Yao Jinjie

(Shanxi Key Laboratory of Signal Capturing & Process, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: The band pass filter is an important component of the rendezvous parameter millimeter wave detector, and its performance directly affects the detection ability of the detection signal. Its performance directly affects the detection ability of the detection signal. According to the design requirements of millimeter wave detectors, a design scheme of bandpass filter based on loaded stub T-type resonator is proposed. On the basis of calculating the resonant frequency of the resonator and the structural size of the filter, according to the dual-mode stepped impedance resonator model, a microstrip bandpass filter with a center frequency of 36 GHz and a bandwidth of 1 GHz is obtained through branch loading, combined with HFSS software modeling and simulation optimization. The simulation results show that the band interpolation loss of the millimeter wave narrowband filter is less than 3 dB, the in-band return loss is greater than 20 dB, and the stopband attenuation is greater than or equal to 20@35.5 GHz and greater than or equal to 20@36.5 GHz, basically meet the requirements for the use of millimeter wave detectors.

Keywords: millimeter wave; T-type resonator; bandpass filter; odd and even mode

0 引 言

在雷达技术、电子对抗、军事等领域,毫米波探测器因其探测能力强,传输质量高、抗干扰能力强等特点被广泛应用于毫米波通信系统。滤波器在微波电路中是至关重要的,通常用来过滤或分离不同微波频率信号,同时也可以抑制谐波滤除杂波^[1-2]。随着现代技术的不断提高,各种滤波器的设计模型与算法层出不穷^[3-4]。在毫米波系统中窄带带通滤波器具有选频的作用。由于该探测器工作在 Ka 波段,LC 集总元件构成的滤波器在高频电路中已经不能满足设计要求。考虑整个微波电路小型化、易集成的设计要求,通常使用结构紧凑的微波滤波器。

在不同应用领域,发夹式结构,梳状结构、交指结构是微波滤波器最为代表性的拓扑结构^[5]。在文献[6]中设计了一种具有阶跃串联电容和并联曲折电感的小型开放式双端带通滤波器,该设计方法使用的是共平面的波导馈送装置,实现了滤波器尺寸的小型化,但是它不适用于射频前端的选频。文献[7]设计出一种结构对称的多模谐振器,采用奇耦模法简化为奇偶模等效电路。设计的多通带滤波器,带宽和中心频率均可调,且适用性强。基于微带谐振器的带通滤波器是在介质基板上设计制作的,可以实现小型化,拓扑结构设计简单^[8-9]。经过综合分析对比,本文针对滤波器的高选择性问题的,采用奇偶模和谐振器理论分析双模谐振器结构,借助微波计算软件和电磁仿真软件 HFSS 仿真

收稿日期:2021-03-16

优化得到符合设计要求的带通滤波器参数。完成带通滤波器的设计。

1 阻抗谐振器理论分析

在基于微带谐振器的滤波器设计中,谐振器通常是一段短路或开路的传输线。对于本文的带通滤波器采用的是双模谐振器结构,由于双模谐振器等效于两个谐振回路,谐振频率相当于两个谐振器耦合产生的频率响应。而尺寸却只是单模谐振器的 $1/2^{[10-11]}$ 。对双模谐振器的分析则采用奇偶模理论。

1.1 奇偶模原理分析

任意信号都可以看作是奇模与偶模信号的叠加,奇偶模理论分析是运用“对称和反对称”思想来解偶,比如每个矩阵都可以分解为对称与反对称矩阵之和,因此可以简化多模谐振器的分析。

$$[A] = \frac{1}{2}\{[A] + [A]^T\} + \frac{1}{2}\{[A] - [A]^T\} \quad (1)$$

同理有:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \\ \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{2}(V_1 - V_2) \end{bmatrix} \quad (2)$$

定义:

$$\begin{bmatrix} V_e \\ V_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \\ \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ -V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{2}(V_1 - V_2) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式(3)是偶模激励,式(4)是奇模激励,很显然,偶模激励是对称激励,奇模激励是反对称激励。

由上式可得:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_e + V_0 \\ V_e - V_0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_e + I_0 \\ I_e - I_0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

由此推出:

$$V_e = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \quad I_e = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (6)$$

$$V_0 = \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \quad I_0 = \frac{1}{2}(I_1 - I_2)$$

由变换矩阵:

$$\begin{bmatrix} V_e \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

可得:

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{22} + 2Y_{12} & Y_{11} - Y_{22} \\ Y_{11} - Y_{22} & Y_{11} + Y_{22} - 2Y_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

在完全对称的网络中,有 $Y_{11} = Y_{22}$,并规定:

$$\begin{cases} Y_{oe} = Y_{11} + Y_{22} + 2Y_{12} \\ Y_{oo} = Y_{11} + Y_{22} - 2Y_{12} \end{cases} \quad (10)$$

故有:

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{oe} & 0 \\ 0 & Y_{oo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

上式中的 Y_{oe} 是偶模导纳, Y_{oo} 是奇模导纳,这种求解方法是把互耦问题转化为独立的两个问题,从数学角度分析,也就是矩阵对角化方法,而从几何角度考虑,则为坐标旋转的方法。

1.2 阻抗谐振器理论

阻抗谐振器的结构有很多,体积尺寸小适用于滤波器设计。可以通过奇偶模原理分析多模谐振器。

两端均开路的均匀阻抗谐振器示意图如图1所示。谐振器的传输矩阵为:

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & j\frac{1}{Y_1}\sin\theta_1 \\ jY_1\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

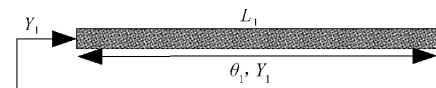


图1 双端开路阻抗谐振器示意图

从谐振器左端看进去的导纳为:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{A_{21}Z_l + A_{22}}{A_{11}Z_l + A_{12}} \quad (13)$$

而这里的 $Z_l = \infty$,此时的导纳:

$$Y_{in} = \frac{A_{21}}{A_{11}} = \frac{jY_1\sin\theta_1}{\cos\theta_1} = jY_1\tan\theta_1 \quad (14)$$

导纳虚部为0时,电路产生谐振,由此可得 $\theta_1 = k\pi$, k 是正整数,当 $k=1$ 时,此时对应的频率为谐振器的基频,电长度是 $1/2\lambda$,那么基频计算公式为:

$$f = \frac{2c}{\lambda\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (15)$$

式中: c 为光速, λ 是波长, ϵ_{eff} 是微带线的有效介电常数。

针对单端短路的均匀阻抗谐振器,如图2所示,由输入端看进去的输入导纳为:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{A_{21}Z_l + A_{22}}{A_{11}Z_l + A_{12}} \quad (16)$$

而这里的 $Z_l = 0$,此时的导纳:

$$Y_{in} = \frac{A_{21}}{A_{11}} = \frac{Y_1\cos\theta_1}{j\sin\theta_1} = -jY_1\cot\theta_1 \quad (17)$$

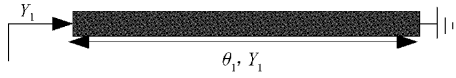


图 2 单端短路阻抗谐振器示意图

同理,导纳虚部为 0,电路产生谐振, $\theta_1 = k\pi - \pi/2, \kappa$ 是正整数,当 $k=1, \theta_1 = \pi/2$ 时,此时得到的频率为谐振器的基频,它的电长度是 $1/4\lambda$,那么计算公式为:

$$f = \frac{4c}{\lambda \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (18)$$

式中: c 为光速, λ 是波长, ϵ_{eff} 是微带线的有效介电常数。

2 基于 T 型双模谐振器的滤波器设计

本文带通滤波器的结构是基于 T 型双模阶梯阻抗谐振器设计的,通过奇偶模理论分析得到谐振频率与各个尺寸参数之间关系。可以得出初始结构模型。

该滤波器技术指标为:

- 1) 中心频率:36 GHz;
- 2) 带内插损: ≤ 3 dB;
- 3) 带内回波损耗: ≥ 20 dB;
- 4) 相对带宽:3%;
- 5) 阻带衰减: $\geq 20@35.5$ GHz, $\geq 20@36.5$ GHz。

2.1 双模阶梯阻抗谐振器

双模阻抗谐振器是由两个单端开路阶梯阻抗谐振器左右对称组成的。故被称为双端开路阶梯阻抗谐振器。该谐振器的模型如图 3 所示。

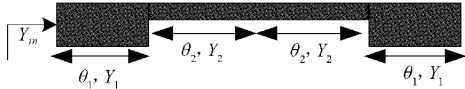


图 3 双模阶梯阻抗谐振器示意图

由于该双模开路阶梯阻抗谐振器由两段传输线组成,故它的传输矩阵可表示为两个传输矩阵的乘积,具体表达式为:

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & j\frac{1}{Y_2}\sin\theta_1 \\ jY_2\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & j\frac{1}{Y_2}\sin\theta_2 \\ jY_2\sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & j\frac{1}{Y_1}\sin\theta_1 \\ jY_1\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

由于该谐振器右端开路, $Z_l = \infty$,从左端看进去的输入导纳为:

$$Y_{in} = \frac{A_{21}}{A_{11}} = \frac{2jY_1(Y_2 \tan\theta_2/Y_1 + \tan\theta_1 - \tan\theta_2 \tan\theta_1 - Y_1 \tan\theta_2 \tan^2\theta_1/Y_2)}{1 + \tan^2\theta_2 \tan^2\theta_1 - \tan^2\theta_1 - 2Y_2 \tan\theta_2 \tan\theta_1/Y_1 - 2Y_1 \tan\theta_2 \tan\theta_1/Y_2} =$$

$$jY_1 \frac{2(\tan\theta_2/R_Z + \tan\theta_1)}{(1 - \tan^2\theta_2)(1 - \tan^2\theta_1)/R_Z - 2(1 - (1/R_Z)^2)\tan\theta_2 \tan\theta_1} = \quad (20)$$

导纳的虚部为 0,电路产生谐振,由此可得:

$$\tan\theta_1 + R_Z \tan\theta_2 = 0 \quad (21)$$

$$\tan\theta_1 \tan\theta_2 = R_Z \quad (22)$$

因为双端开路阶梯阻抗谐振器对称,故也可用奇偶模理论分析。奇模等效传输线等效模型如图 4 所示。

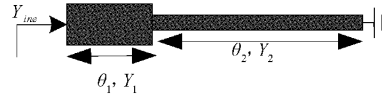


图 4 奇模等效传输线模型

奇模输入导纳:

$$Y_{in} = \frac{1/Y_2 - \tan\theta_1 \tan\theta_2/Y_1}{j(\tan\theta_1 \tan\theta_2/Y_2)/Y_2} \quad (23)$$

导纳虚部为 0,可得:

$$R_Z = \tan\theta_1 \tan\theta_2 \quad (24)$$

偶模等效传输线模型如图 5 所示。

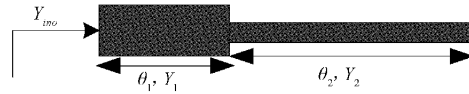


图 5 偶模等效传输线模型

偶模输入导纳:

$$Y_{in} = -jY_1 \frac{\tan\theta_1/R_Z + \tan\theta_2}{\tan\theta_1 \tan\theta_2 - 1/R_Z} = 0 \quad (25)$$

导纳虚部为 0,可得:

$$\tan\theta_1 + R_Z \tan\theta_2 = 0 \quad (26)$$

由以上的计算分析可知,传输矩阵求解得到的谐振频率和采用奇偶模理论计算得出的谐振频率相同。所以针对对称双模谐振器完全可以采用奇偶模来分析。

2.2 加载枝节双模谐振器

基于加载枝节 T 型双模阻抗谐振器的滤波器设计示意图如图 6 所示,该谐振器由半波长的 T 型双模阻抗谐振器和在中心轴线上加载的均匀阻抗开路枝节组成的,该谐振器关于中心对称。

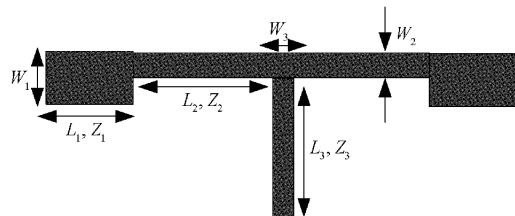


图 6 加载枝节双模谐振器示意图

当把相反的激励加在该谐振器的端口时,对称面的电压

会相互抵消为0,此时可以看作理想的导电面,即为虚拟短路情形。而位于中心轴线的均匀阻抗枝节是开路状态。当把对称激励加在谐振器两端口时,中心轴线的电流相互抵消为0,此时可以看作理想的导磁面,即为虚拟开路情形^[12-15]。

此时中心轴线上的开路枝节被剖分到原来的1/2,其等效模型也被称为偶模等效传输模型,示意图如图7所示。通过使用电磁仿真软件 ANSYS HFSS 设计谐振器时发现偶模等效结构的各尺寸参数发生改变时,其谐振频率也会随着变化。调节 L_1 时通带频率的变化情况如图8所示,从图中得知当微带线长度 L_1 增大时,通带频率会向低频方向移动。调节 W_1 时通频带的变化曲线如图9所示。从图中可知随着微带线宽度 W_1 的增大,滤波器的通频带会逐渐变宽。

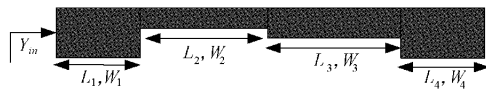


图7 双模谐振器偶模等效传输模型

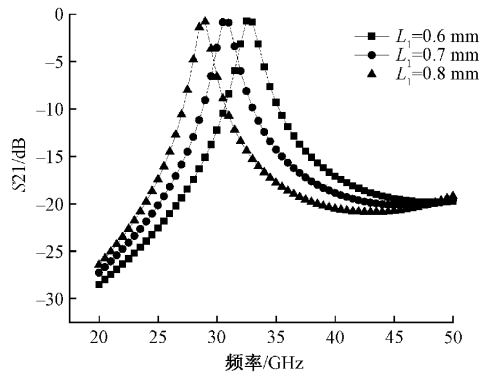


图8 L_1 调节的通带频率变化曲线

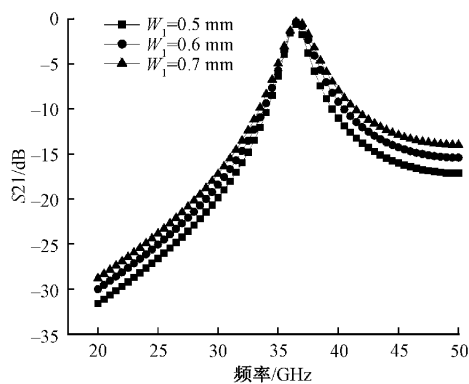


图9 W_1 调节的通带带宽变化曲线

3 滤波器模型与仿真结果

根据设计要求的通带频率,先对半波长的阶梯阻抗谐振器的尺寸参数 L_1, L_2 进行调节,再对该谐振器的 W_1, W_2 调节。确定好双模谐振器的初始尺寸参数后,再计算得出加载均匀阻抗枝节的初始长度。通过电磁仿真软件 HFSS 确定在弱耦合状态下的偶模谐振频率,以此选择加载阻抗

枝节的实际尺寸。

该滤波器介质基板采用的是 rogers5880,厚度选择 0.254 mm,它的相对介电常数为 2.2,介质损耗角为 0.000 9,最终通过仿真优化微调尺寸参数得到如图10所示的带通滤波器的模型结构。优化得到滤波器的尺寸参数为: $W_1 = 0.5 \text{ mm}, L_1 = 0.48 \text{ mm}, W_2 = 0.4 \text{ mm}, L_2 = 0.5 \text{ mm}, W_3 = 0.2 \text{ mm}, L_3 = 0.3 \text{ mm}$ 。尺寸大小为 $2.56 \text{ mm} \times 1.65 \text{ mm}$,约等于 $0.31\lambda_g \times 0.2\lambda_g$ 。 λ_g 是中心频率 36 GHz 对应的波长。

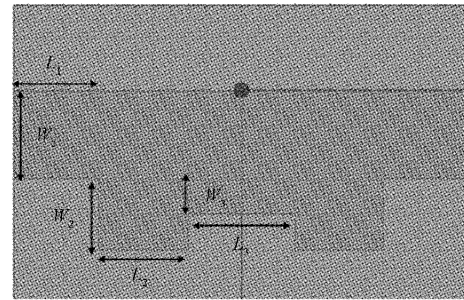


图10 基于双模阻抗谐振器的带通滤波器模型图

经电磁仿真软件计算后获得的窄带滤波器频率特性如图11所示,可以看到指标要求的 20 dB 阻带可以延展到 50 GHz。应用到交会参数毫米波探测器的收发支路中可以很好的抑制谐波,同时减少其他杂波的干扰。通频带内的 3 dB 相对带宽为 5%,在中心频率 36 GHz 处,带内插入损耗为 -0.3 dB,回波损耗达到 -25 dB,满足频率高选择性的特点。且满足阻带衰减大于 20 dB 的设计要求。采用中心加载均匀阻抗枝节的双模谐振器设计窄带滤波器既满足尺寸小和结构紧凑的特点。同时通过调节阻抗枝节的结构参数可以很快确定通带频率,滤波器特性良好。

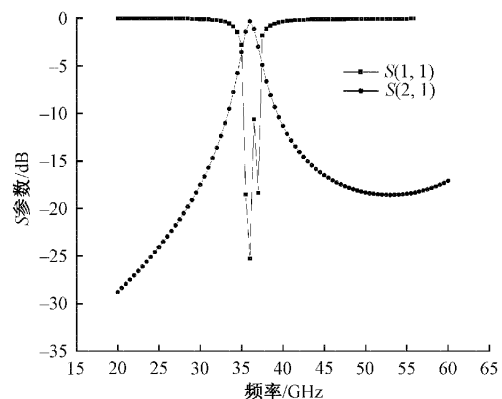


图11 带通滤波器仿真结果

4 结 论

本文首先采用奇偶模理论方法分析谐振器的谐振频率,再通过加载均匀阻抗枝节分隔奇偶模,因为奇偶模之间没有能量耦合,奇模与偶模产生的谐振频率不会互相影响。根据滤波器设计要求,使用电磁仿真软件 ANSYS HFSS 仿真观察谐振频率的变化,确定谐振器的初始结构尺寸参

数,经过优化仿真得到滤波器的完整模型。仿真结果基本满足设计指标要求。

参考文献

- [1] 杨振国,王勇,樊高有,等.基于 ADS 的微带线带通滤波器设计与优化[J].微型机与应用,2016,35(17):87-90,96.
- [2] 高鹏鹏,姚金杰.多普勒雷达的微波上变频模块设计[J].国外电子测量技术,2018,37(2):16-20.
- [3] 李言武,张卫明.一种基于牛顿法的高斯非线性滤波器[J].电子测量与仪器学报,2019,33(6):122-127.
- [4] 吴红卫,李铎,顾思洪.小波滤波在时间同步系统中应用研究[J].仪器仪表学报,2019,40(2):182-189.
- [5] 雷涛,张铎,向天宇,等.基于工字型双模谐振器的双阶带通滤波器设计[J].电子元件与材料,2018,37(11):67-70.
- [6] MISHRA N, CHOUDHARY D, CHAUDHARY R. Miniaturized open-ended dual-band band-pass filter with series stepped capacitance and shunt meandered line inductance for microwave frequency applications [J]. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2019, 11(3):237-243.
- [7] 林磊.多模谐振器的研究及其在滤波器与双T器中的应用[D].西安:西安电子科技大学,2016.
- [8] 张友俊,贾式钰.基于T型谐振器的新型可重构滤波器的设计[J].微波学报,2019,35(6):61-65.
- [9] 许志涛,崔学武.基于开路枝节加载的三模带通滤波器设计[C].中国电子学会:中国电子学会天线分会,2019:3.
- [10] SOREF R A, DE LEONARDIS F, PASSARO V M N. Reconfigurable optical-microwave filter banks using thermo-optically tuned Bragg Mach-Zehnder devices[J]. Optics Express, 2018, 26(12):14879-14893.
- [11] CHORSHANBE B R, DILSHOD C R. Bandpass filter based on microplane resonators [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2020, 1694(1), DOI: 10.1088/1742-6596/1694/1/012008.
- [12] 单伟.基于双模谐振器的新型带通滤波器[J].电子技术与软件工程,2018(13):68-69.
- [13] 张赟霞,林磊.基于多模谐振器的双通带滤波器[J].现代雷达,2018,40(8):68-71.
- [14] 金少华.毫米波微带滤波器的研究与设计[D].成都:电子科技大学,2019.
- [15] 何宇红,马哲旺,杨雪霞.基于微带三模谐振器的超宽带带通滤波器设计[J].电子测量技术,2017,40(5):148-153.

作者简介

姬娜娜,在读硕士生,主要研究方向为微波毫米波电路设计。

E-mail: xianaa@126.com

姚金杰,博士,副教授,主要研究方向为毫米波测试技术、北斗导航技术应用。

E-mail: 1910382988@qq.com