

一种新型三模宽带带通滤波器的设计

于兵^{1,2} 杨斐¹ 陈晓晔¹ 李鹤鸣¹ 吴小虎¹ 葛俊祥^{1,2}
(南京信息工程大学电子与信息工程学院¹, 气象灾害预报预警与评估协同创新中心², 南京 210044)

摘要 提出了一种基于三模环形谐振器的微带带通滤波器。三模谐振器是由加载开路枝节的环形谐振器组成,在通带内产生三个谐振模式。环形谐振器的多径效应使得信号相抵消,在通带的上下截止频率处产生两个传输零点,因此滤波器会有较好的通带选择性。仿真和测试结果表明,滤波器的中心频率为 5.05 GHz,通带频率为 4.4 ~ 5.7 GHz,带内插损小于 1.7 dB。

关键词 三模谐振器 带通滤波器 高选择性

中图分类号 TN713.5; **文献标志码** A

滤波器作为无线设备一个重要组成部分,正向着小型化、低损耗、高选择性、廉价等方向发展。微带结构的滤波器因其体积小、价格低而被人们广泛研究^[1-6]。文献[1]采用了多模枝节加载谐振器实现的滤波器,通带内有三个传输极点,但是在低频端带外没有引入传输零点,通带选择性较差。文献[2]提出的滤波器采用的是对称结构的多模谐振器,该滤波器的 3 dB 相对带宽为 62.7%,在 5.15 ~ 8.85 GHz 的插入损耗小于 1.65 dB。该滤波器有着高选择性和低插损等优点,但是体积较大,结构不紧凑,不利于滤波器的小型化。文献[3]和[4]提出的滤波器采用的是闭合环结构,由于此类结构馈线和环直接相连,在低频处基本没有抑制效果,高频部分抑制效果较差。文献[5]提出的滤波器采用的平行耦合线和文献[6]发夹型的滤波器体积较大,不利于实际运用。

本文提出了一种新型的宽带带通滤波器,该滤波器采用的是能产生三个谐振模式的多模谐振器。多模谐振器的使用使得该滤波器结构更为紧凑。谐振器采用了环形结构,从文献[7]可知,环形结构产生的多径效应会使得信号相互抵消,由此会出现传输零点,引入了传输零点使得滤波器拥有很好的选择性。通过调整谐振器的参数我们可以改变滤波器的传输零点和传输极点,使得传输零点位于通带两侧,三个传输极点位于通带内。设计的滤波器中心频率为 5.05 GHz,通带频率为 4.4 ~ 5.7 GHz。实验结果表明,设计的滤波器带内插损小于 1.7 dB。

1 滤波器的设计

本文设计的滤波器的结构模型如图 1 所示。中间是加载了开路枝节的三模环形谐振器,滤波器的两端采用了平行耦合线馈电。

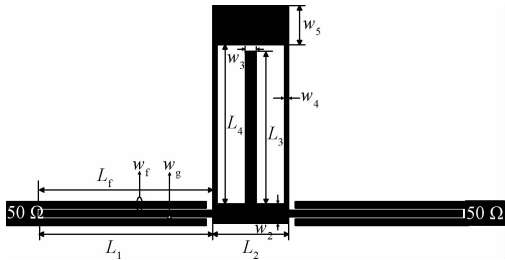


图 1 滤波器的结构
Fig. 1 Structure of the filter

1.1 谐振器谐振点的计算

图 2 是环形谐振器的等效电路模型。其中 Z_i 表示每一段传输线的特性阻抗, θ_i 表示相对于中心频率的电长度。每段传输线可以等效为一个二端口网络。由图 2 可知本谐振器是对称结构,可以用奇偶模理论来分析谐振器的谐振频率。

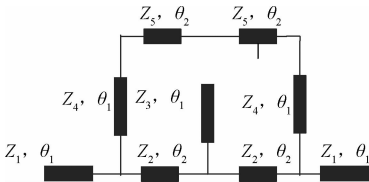


图 2 环形谐振器的等效电路模型
Fig. 2 Equivalent circuit model of ring resonator

在奇模激励下,对称平面可以等效为理想电壁,谐振器的等效电路模型如图 3(a) 所示。当谐振器满足谐振条件时,可得到式(1):

$$Z_L^o + Z_R^o = 0 \tag{1}$$

2016 年 4 月 1 日收到
南京中网卫星通信股份有限公司
基金项目(BA2013018)资助
第一作者简介:于兵,男,博士。研究方向:无线设计。E-mail: yub-ingant@163.com。

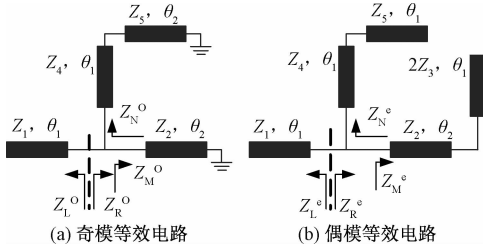


图3 奇偶模等效电路模型

Fig. 3 Odd and even mode equivalent resonate circuit

式(1)中:

$$Z_L^o = -jZ_1 \cot \theta_1 \quad (2)$$

$$Z_R^o = \frac{Z_M^o Z_N^o}{Z_M^o + Z_N^o} \quad (3)$$

$$Z_N^o = \frac{jZ_4(Z_4 \tan \theta_1 + Z_5 \tan \theta_2)}{Z_4 - Z_5 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (4)$$

$$Z_M^o = jZ_2 \tan \theta_2 \quad (5)$$

在偶模激励下,对称平面可以等效为理想磁壁,谐振器的等效电路模型如图3(b)所示。当谐振器满足谐振条件时,可得到式(6)。

$$Z_L^e + Z_R^e = 0 \quad (6)$$

式(6)中:

$$Z_L^e = -jZ_1 \cot \theta_1 \quad (7)$$

$$Z_R^e = Z_M^e Z_N^e / (Z_M^e + Z_N^e) \quad (8)$$

$$Z_N^e = \frac{jZ_4(Z_4 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_5)}{Z_5 \tan \theta_1 + Z_4 \tan \theta_2} \quad (9)$$

$$Z_M^e = \frac{jZ_2(Z_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - 2Z_3)}{Z_2 \tan \theta_1 + 2Z_3 \tan \theta_2} \quad (10)$$

通过式(1)和式(6)可以算出谐振器的谐振频率。

固定 $Z_1/Z_4 = 0.91$ 、 $Z_2/Z_4 = 0.52$ 、 $Z_3/Z_4 = 0.76$ 、 $Z_5/Z_4 = 0.33$ 的值。当 $\theta_2 = 17^\circ$ 时,三个谐振点的频率随 θ_1 的变化如图4(a)所示。随着 θ_1 的增大,三个谐振点的频率降低。当 $\theta_1 = 75^\circ$ 时,三个谐振点的频率随 θ_2 的变化如图4(b)所示。随着 θ_2 的变大三个谐振点的频率降低。当 $\theta_1 = 75^\circ$ 、 $\theta_2 = 17^\circ$ 时,三个谐振点频率分别为 4.29 GHz、5.14 GHz 和 5.68 GHz。

1.2 谐振器传输零点的计算

由特性阻抗为 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 和 Z_5 的传输线组成的结构整体可以等效为一个二端口网络。 A_i 表示每段传输线的传输矩阵。由特性阻抗分别为 Z_4 、 Z_5 、 Z_5 和 Z_4 的传输线组成的上支路的传输矩阵为 A_{upper} ,由特性阻抗分别为 Z_2 、 Z_3 和 Z_2 的传输线组成的下支路的传输矩阵为 A_{lower} 。

$$A_{upper} = A_4 A_5 A_5 A_4 \quad (11)$$

$$A_{lower} = A_2 A_{stub_3} A_2 \quad (12)$$

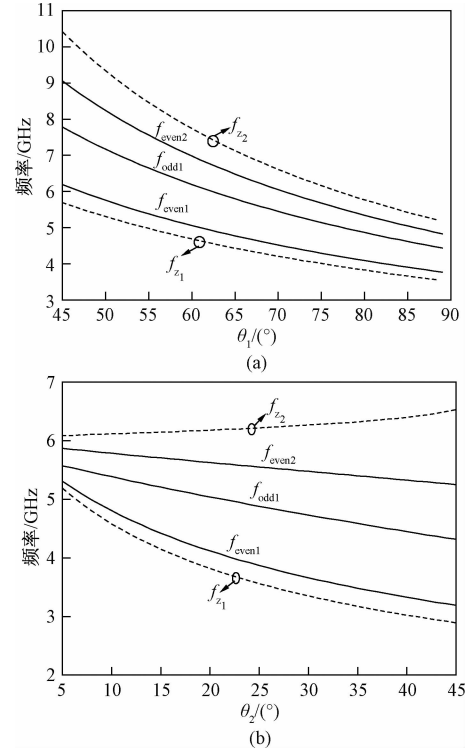


图4 谐振器的传输零点和共振点的特性

Fig. 4 The characteristics of transmission zeros and resonance point of resonator

式中:

$$A_i = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & jZ_i \sin \theta_i \\ j \sin \theta_i / Z_i & \cos \theta_i \end{bmatrix}; i = 2, 5 \quad (13)$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} \cos \theta_4 & jZ_4 \sin \theta_4 \\ j \sin \theta_4 / Z_4 & \cos \theta_4 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$A_{stub_3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \tan \theta_3 / Z_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

由上下支路的传输矩阵转换成导纳矩阵为

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{D}{B} & \frac{BC - AD}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{bmatrix} \quad (16)$$

环形谐振器由于多径效应会产生传输零点。基于传输线理论,在产生传输零点处两端口的互导纳为零,即 $Y_{12} = Y_{21} = 0$ 。由此根据传输线理论可以推出:

$$Y_{12} = Y_{21} = Y_{upper,21} + Y_{lower,21} = Z_3 \sin 2\theta_2 \cos \theta_1 \times (Z_2 Z_5 \cos^2 \theta_1 - Z_4^2 \sin^2 \theta_1) + Z_3 Z_4 Z_5 \sin 2\theta_1 \cos \theta_1 \cos 2\theta_2 - 2Z_2^2 Z_5 \sin \theta_1 \sin^2 \theta_2 = 0 \quad (17)$$

固定 $Z_1/Z_4 = 0.91$ 、 $Z_2/Z_4 = 0.52$ 、 $Z_3/Z_4 = 0.76$ 、 $Z_5/Z_4 = 0.33$ 的值。当 $\theta_2 = 17^\circ$ 时,两个传输零点对应的频率随 θ_1 的变化的曲线如图4(a)所

示。随着 θ_1 的变大两个传输零点的频率降低。当 $\theta_1 = 75^\circ$ 时,两个传输零点对应的频率随 θ_2 的变化的曲线如图 4(b) 所示。随着 θ_2 的变大,第一个传输零点的频率降低,第二个传输零点的频率随着 θ_2 的变大而增加。由于本文提出的滤波器的通带频率为 4.4 ~ 5.7 GHz,所选的零点频率要处在通带外且与截止频率距离不能相差太大。因此选择 $\theta_1 = 75^\circ$ 、 $\theta_2 = 17^\circ$,两个传输零点的频率分别为 4.01 GHz 和 6.16 GHz。

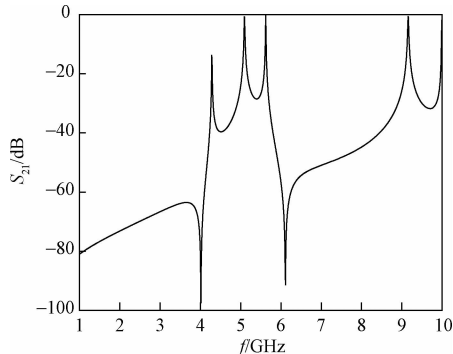


图5 谐振器在弱耦合激励下的频率响应

Fig. 5 Under the weak coupling excitation frequency response of the resonator

图 5 是谐振器在弱耦合激励下(当 $Z_1/Z_4 = 0.91$ 、 $Z_2/Z_4 = 0.52$ 、 $Z_3/Z_4 = 0.76$ 、 $Z_5/Z_4 = 0.33$ 、 $\theta_1 = 75^\circ$ 、 $\theta_2 = 17^\circ$)的频率响应,可以看出三个谐振频率分别为 4.28 GHz、5.09 GHz、5.62 GHz,两个零点频率分别为 4.01 GHz 和 6.11 GHz。

2 仿真测试

本滤波器模型采用 HFSS 软件进行的设计和優化。带通滤波器的介质板采用的是 Rogers RO4003C,介电常数 $\epsilon_r = 3.38$,板厚 0.508 mm,金属层厚度 $t = 0.018$ mm,损耗角正切 $\tan\delta = 0.0027$ 。最终的三模宽带带通滤波器结构如图 6 所示,中间是加载开路枝节的三模环形谐振器,两边采用了平行耦合线馈电。其中各段微带线长度分别为 $L_1 = 8.33$ mm, $L_1 = 8.18$ mm, $L_2 = 3.44$ mm, $L_3 = 7.00$ mm, $L_4 = 7.27$ mm,微带线间距 $w_g = 0.13$ mm,微带线的宽带分别为 $w_1 = 0.295$ mm, $w_2 = 0.92$ mm, $w_3 = 0.44$ mm, $w_4 = 0.22$ mm, $w_5 = 1.82$ mm。

滤波器的实物图如图 6 所示。本文采用的是 Agilent E8363C 矢量网络分析仪对该滤波器进行测试,滤波器的 S 参数如图 7 所示,从图 7 中可以看出该滤波器的工作频率在 4.4 ~ 5.7 GHz 时,带内插损小于 1.7 dB。在通带高频处仿真频率和实测频率发生了大概 100 MHz 的频偏,主要是加工后滤波器

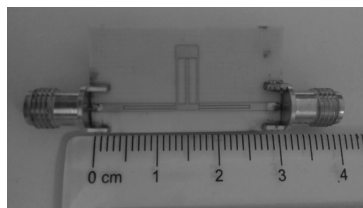


图6 加工实物图

Fig. 6 Processing real figure

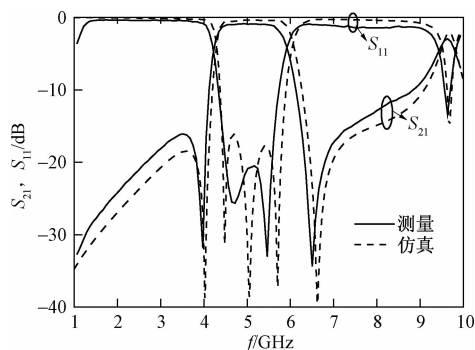


图7 滤波器的仿真和实测图

Fig. 7 Simulated and measured frequency responses of the filter

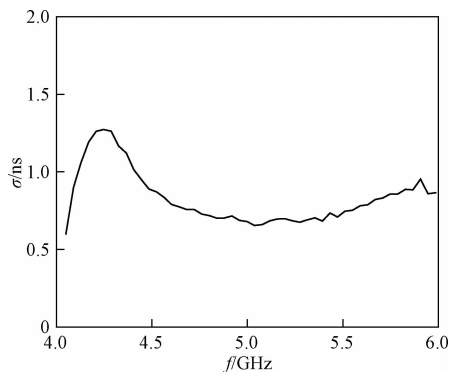


图8 滤波器群时延

Fig. 8 The group delay of the filter

两侧平行耦合线之间的间距比仿真设计的值大 0.2 mm,导致了滤波器耦合强度变弱,引起了频率偏移。滤波器的群时延参数如图 8 所示,从图 8 中可以看出该滤波器在通带内的群时延为 0.67 ~ 1.01 ns。

3 结论

本文设计了一种新型宽带带通滤波器。该滤波器的单个谐振器产生的三个模式使得滤波器结构变得更加紧凑。采用的环形结构能引入两个传输零点,使得该滤波器拥有良好的通带选择性。设计中我们发现可以通过调节滤波器的参数来改变滤波器的通带频率,使得滤波器能满足不同的通信系统。仿真和实测表明了该滤波器拥有通带内低插损、结构紧凑、选择性好的优点。

(下转第 260 页)

Interference Suppression Algorithm Based on Signal Blind Source Separation

CHEN Ying, HU Yue

(School of Electrical and Information Engineering Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467000, P. R. China)

[Abstract] The process of mobile communication two-way transmission has the problem of poorly anti-jamming performance. The mobile communication channel interference suppression algorithm is put forward based on the narrowband signal blind source separation. The safe bearing model and routing node data distribution model of mobile communication base station channel are built, in order to analysis channel interference. Through the threshold to determine priorities, the service quality of shot of the OBS network routing node data is ensured, the single channel narrow band signal detection model is built, the single channel narrow band processor is designed, the narrow-band signal blind source separation is realized, and the network blocking probability sudden conflict and packet loss rate are reduced. Based on the sparse feature of the delay-doppler domain, the time domain impulse response of dynamic feedback linearization nonlinear anti-interference channel is calculated, the characteristics of the mobile communication channel registration results are obtained, and the nonlinear interference filter is realized. The experimental results show that, improved algorithm can effectively realize the interference suppression and filtering, and increase the output signal-to-noise ratio of communication signals.

[Key words] mobile communication filtering interference suppression channel

(上接第 250 页)

参 考 文 献

1

Chen C F, Lin C Y, Weng J H, *et al.* Compact microstrip broadband filter using multimode stub-loaded resonator. *Electronics Letters*, 2013; 49(8): 545—546

2

Feng W J, Zhou J G, Che W Q. Wideband bandpass filter using symmetric multimode resonator. *Electronics Letters*, 2012; 48(17): 1071—1073

3

Bousbia L, Mabrouk M, Ghazel A. A new compact UWB filter using open-stubs. *Multimedia Computing and Systems*, 2014: 1343—1347

4

凌加根, 李 炜, 韩 伟, 等. 一种新型宽带环形滤波器设计. *科技广场*, 2010; (7): 108—110

5

Ling J G, Li W, Han W, *et al.* Design of novel broadband filter using ring resonator. *Science Mosaic*, 2010; (7): 108—110

6

Naghar A, Vazquez Alejos A, Aghzout O, *et al.* C-band parallel coupled bandpass filter with harmonic suppression using open stub and CSRRs. *Antennas and Propagation*, 2015: 1—2

7

万君磊, 潘明海. 新型微带抽头式发夹型带通滤波器的设计. *微波学报*, 2015; 31(4): 55—59

8

Wan J L, Pan M H. Design of a new microstrip hairpin bandpass filter. *Journal of Microwaves*, 2015; 31(4): 55—59

9

Matsuo M, Yabuki H, Makimoto M. Dual-mode stepped impedance ring resonator for bandpass filter applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001; 49(7): 1235—1240

Design of a New Triple Mode Bandband Bandpass Filter

YU Bing^{1,2}, YANG Fei^{1*}, CHEN Xiao-ye¹, LI He-ming¹, WU Xiao-hu¹, GE Jun-xiang^{1,2}

(College of Electronics and Information Engineering¹, Collaborative Innovation Center on Forecast and Evaluation of Meteorological Disasters², Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, P. R. China)

[Abstract] A microstrip bandpass filter using triple-mode ring resonator is presented. By loading with an open stub, the resonator produces three resonant modes in the pass band. Due to the dual path effect of the ring resonator, two transmission zeros can be introduced at the upper and lower cut-off frequencies, resulting high passband selectivity. Simulation and experimental results show that the center frequency of filter is 5.05 GHz, pass band frequency is 4.4 ~ 5.7 GHz, insertion loss is less than 1.7 dB in pass band.

[Key words] triple-mode resonator bandpass filter high selectivity