

# 基于新型四模谐振器的双通带带通滤波器设计<sup>\*</sup>

孙久会, 张德伟, 王树兴, 吕大龙

(信息工程大学 信息工程学院, 郑州 450001)

**摘 要:** 提出了一种新型的基于双枝节加载的 T 型四模谐振器, 并且利用该谐振器设计了一款双模双通带带通滤波器。首先利用奇偶模分析法以及场分布分析法对四模谐振器的频率特性进行分析, 谐振器的每一个谐振模式均可以被独立调节。然后对馈线枝节的参数进行了详细的分析, 得到馈线对滤波器外部耦合系数的影响, 以调整滤波器通带的带通宽度。接着分析滤波器传输零点产生的原因, 得到零点变化的规律, 从而调整零点位置, 提高滤波器的选择性。缺陷地结构(DGS)被蚀刻在滤波器的金属层底面, 以引入非谐振节点, 提供源与负载的耦合, 可以产生额外的传输零点, 进一步提高滤波器的选择性, 而且不会增大滤波器的体积。对该滤波器进行加工和测试, 仿真结果与测试结果基本吻合。

**关键词:** 四模谐振器; 双通带带通滤波器; 奇偶模分析方法; 缺陷地结构; 非谐振节点; 传输零点

中图分类号: TN715

文献标志码: A

doi:10.11884/HPLPB201931.180371

## Design of dual-band bandpass filter based on novel quad-mode resonator

Sun Jiuhui, Zhang Dewei, Wang Shuxing, Lü Dalong

(National Digital Switching System Engineering and Technology R&D Center (NDSC), Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** In this paper, a novel dual-mode dual-band bandpass filter using a quad-mode dual-stub loaded T-type resonator is proposed. The quad-mode resonator is analyzed using odd-/even-mode method. Field distribution of each mode is illustrated, and each mode can be independently controlled. The required extra quality factor ( $Q_e$ ) can be realized by determining the proper feed-lines parameters, and detail analysis is provided to adjust bandwidth of filter passbands. Then the cause of the zero point of the filter transmission is analyzed get the rule of the zero point change is got for adjusting the zero position and improving the selectivity of the filter. defected ground structure (DGS), etched on the bottom metal surface of the filter, working as a non-resonant node (NRN) and proving source-to-load coupling, are utilized to introduce extra transmission zero to improve the passband selectivity without increasing filter volume. The filter was designed and fabricated, and the simulated results are in accordance with the measured results.

**Key words:** quad-mode resonator; dual-band bandpass filter; odd-/even-mode method; defected ground structure; non-resonant node; transmission zero

**PACS:** 41.20.-q; 41.20.Jb

随着现代无线通信的快速发展,越来越多的通信系统工作在两个频段,例如全球无线通信系统(GSM),全球定位系统(GPS),4G 通信以及 5G 通信等。滤波器作为射频/微波系统不可或缺的一部分,相较于对每个通信频段单独设计一个对应的滤波器,双通带滤波器即节省了成本又减小了通信系统的尺寸。目前,对双通带带通滤波器提出了更多的要求:高选择性,低损耗,高带外抑制,可集成化。已经有多种设计双通带带通滤波器的结构被提出,这些设计方法可以总结为以下几种:

(1)利用适当的输入输出馈线将两个中心频率不同的带通滤波器并联设计为双通带带通滤波器。这种设计方式将不同工作频率的滤波器组合在一起,可以灵活地控制滤波器的中心频率以及带通宽度。例如,文献[1]中将两个四模谐振器共用一个输入输出馈线设计了 WLAN 和 WIMAX 频段的双通带带通滤波器,文献[2]将两个 E 型阶跃阻抗谐振器(SIR)和开环谐振器设计了一款 DBBPF,其中 E 型谐振器工作在较高的谐振

<sup>\*</sup> 收稿日期:2018-12-20; 修订日期:2019-03-25  
作者简介:孙久会(1993—),男,硕士,主要从事微波电路方向的研究;sjh109169@163.com。

频段,开口环谐振器工作在较低的工作频段。但是这种设计方式会使得滤波器的尺寸明显增大。为了减小滤波器的尺寸,一些学者使用嵌套环形谐振器设计双通带带通滤波器<sup>[3-4]</sup>,文献[3]中将一个圆环形枝节加载谐振器与另一个开口环形阶跃阻抗谐振器组合设计了一个双通带滤波器,但是该设计中的内圈谐振器需要通过外圈谐振器耦合激励,导致外部耦合系数( $Q_e$ )值无法调节;文献[4]中利用共面波导(CPW)对两个环形谐振器分别馈电;文献[5]中为了方便馈电采用多层结构,这两种方式都会增加设计的难度。

(2)耦合两个双模谐振器构成双通带带通滤波器,这种设计方式被广泛的利用设计双通带带通滤波器。主要采用阶跃阻抗谐振器(SIR)<sup>[6-8]</sup>,枝节加载谐振器(SLR)<sup>[9-11]</sup>等。这种设计方式具有较好的设计灵活性,可以独立控制滤波器的中心频率和带宽,而且耦合系数以及  $Q_e$  可以被调节。但是这种设计方式很难将多个谐振器耦合设计更高阶的滤波器。虽然利用基片基层波导(SIW)<sup>[12-14]</sup>谐振器的高阶特性也可以设计双通带带通滤波器,但是 SIW 的尺寸更大,而且灵活性较差。

(3)将四模或者更高模谐振器的谐振模式分为高频和低频两组设计为双通带滤波器。因为四模谐振器的设计灵活性以及小型化特性,使用四模谐振器设计双模双通带带通滤波器是目前被广泛讨论的设计方法<sup>[15-17]</sup>。枝节加载谐振器[15],环形谐振器[16]以及耦合线结构被广泛的用于四模谐振器的设计。在文献[15]中,通过引入加载枝节之间的耦合将三模谐振器的奇模谐振模式分为两个谐振模式,形成四模谐振器,所以它的奇模频率不能分别调节。在文献[16]中的四模谐振器通过环形谐振器加载 5 个开路枝节实现,然而该谐振器设计的双通带滤波器带宽不可调。文献[17]的四模谐振器由一对耦合线枝节和传输线枝节构成,但是该谐振器的结构过于复杂。

在本文中,使用四模谐振器设计了一种新的双通带带通滤波器。该四模谐振器由两个开路枝节加载到 T 型谐振器上构成。采用奇偶模分析法计算谐振器的谐振频率以及采用场分布分析方法分析谐振器的谐振模式,每一个模式都可以被独立控制。为了更好地激励起四个谐振模式,使用双输入输出枝节耦合电路进行馈电。对滤波器的传输零点进行分析,调整零点的位置,提高滤波器的选择性。在滤波器的底端蚀刻 DGS,引入非谐振节点,可以提供一个额外的传输零点,进一步提高滤波器的选择性。对该滤波器仿真,加工以及测试,测试结果与仿真结果基本吻合。

## 1 谐振器分析

四模谐振器的结构如图 1(a)所示,为了方便分析与计算取  $w_1 = 2w_2$ 。由于谐振器结构关于 AA' 对称,采用奇偶模分析法分析谐振器的谐振特性。谐振器的偶模等效电路为枝节加载谐振器,如图 1(b)所示,这是一种典型的双模谐振器。奇模谐振电路为两个短路枝节,如图 1(c)所示。

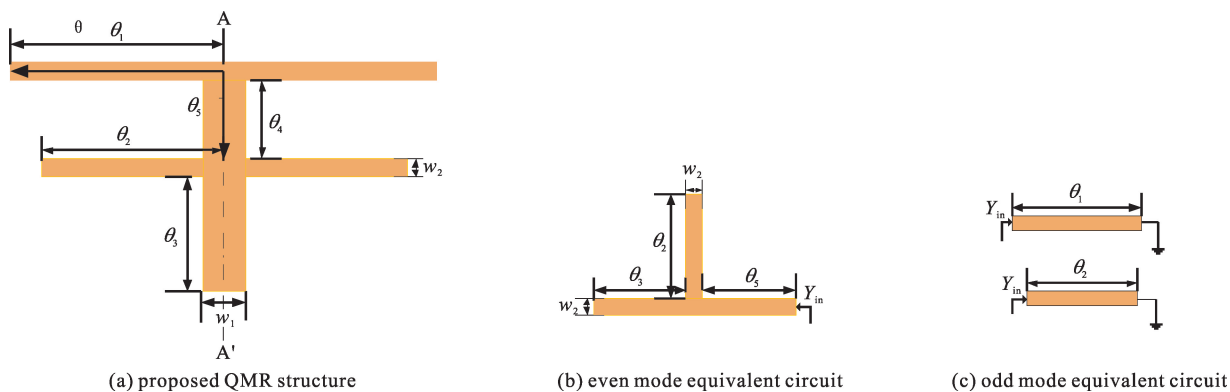


Fig. 1 Structure and equivalent circuits of quad-mode resonator (QMR)

图 1 (a)四模谐振器的结构, (b)偶模等效电路, (c)奇模等效电路

偶模等效电路的输入阻抗为

$$Y_{in, eve} = jY \frac{\tan\theta_2 + \tan\theta_3 + \tan\theta_5}{1 - \tan\theta_5 (\tan\theta_2 + \tan\theta_3)} \quad (1)$$

式中:  $Y$  表示特性阻抗,  $\theta_5 = \theta_1 + \theta_4$ 。

偶模等效电路的谐振条件可以表示为

$$\tan\theta_2 + \tan\theta_3 + \tan\theta_5 = 0 \quad (2)$$

由公式(2)得到偶模的两个谐振频率为  $f_{\text{eve1}}$  和  $f_{\text{eve2}}$ 。奇模的等效电路如图 1(c)所示,两个短路枝节分别为两个  $1/4$  波长谐振器,它们的等效电路的谐振条件可以被直接得到

$$Y_{\text{in, odd1}} = jY \tan \theta_1 \quad (3)$$

$$Y_{\text{in, odd2}} = jY \tan \theta_2 \quad (4)$$

从而可以计算得到枝节  $\theta_1$  的谐振频率为  $f_{\text{odd1}}$ ,枝节  $\theta_2$  的谐振频率为  $f_{\text{odd2}}$ 。

四个谐振模式的场分布如图 2 所示。谐振模式  $f_{\text{eve1}}$  由枝节  $\theta_5$  与枝节  $\theta_3$  构成的  $1/2$  波长谐振器产生,如图 2(a)所示;同样,图 2(b)给出了谐振模式  $f_{\text{odd1}}$  由枝节  $\theta_1$  构成的  $1/4$  波长谐振器产生;如图 2(c)所示,谐振模式  $f_{\text{eve2}}$  由枝节  $\theta_2$  和枝节  $\theta_3$  控制,这两个枝节构成了  $1/2$  波长谐振器;在图 2(d)中,枝节  $\theta_2$  构成  $1/4$  波长谐振器,它的谐振模式为  $f_{\text{odd2}}$ 。

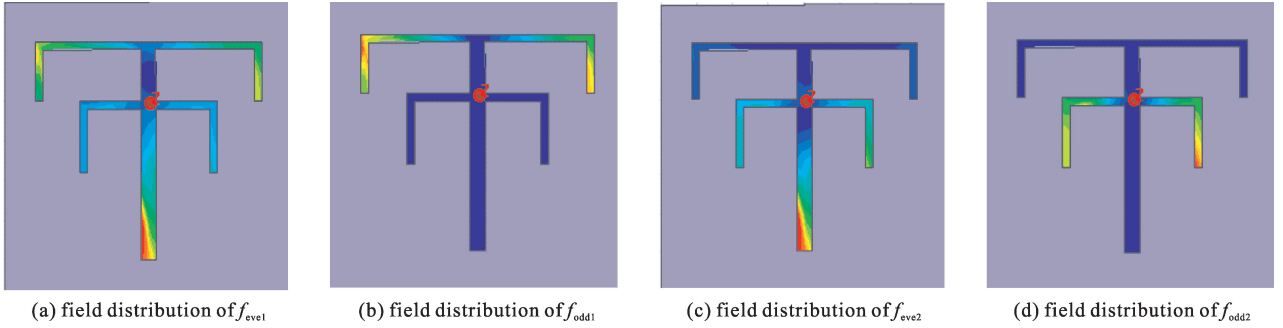


Fig. 2 Field distribution of four resonating modes

图 2 (a)  $f_{\text{eve1}}$  的场分布; (b)  $f_{\text{odd1}}$  的场分布; (c)  $f_{\text{eve2}}$  的场分布; (d)  $f_{\text{odd2}}$  的场分布

从场分布以及谐振器的谐振条件可以得到谐振频率随枝节改变的变化规律。当  $\theta_1$  增加时,  $f_{\text{odd1}}$  和  $f_{\text{eve1}}$  将会减小;同样,  $\theta_2$  增加,  $f_{\text{odd2}}$  和  $f_{\text{eve2}}$  也随之减小。当  $\theta_3$  改变,偶模激励的两个模式将会随之改变,  $f_{\text{eve1}}$  和  $f_{\text{eve2}}$  随着  $\theta_3$  的减小而增大,但是奇模频率不发生改变;同样的  $f_{\text{eve1}}$  与  $\theta_4$  成反比,而且  $\theta_4$  改变时不影响其他谐振频率。因此,四模谐振器的每一个谐振频率都可以被独立地控制和调节,具备设计为双通带通滤波器的条件。

## 2 滤波器设计

为了更好地控制滤波器的中心频率,  $f_{\text{odd1}}$  和  $f_{\text{eve1}}$  被用来构成较低频率的通带,通带的中心频率可以由枝节  $\theta_1$  控制;  $f_{\text{odd2}}$  和  $f_{\text{eve2}}$  被用来构成较高频率的通带,通带的中心频率可以由枝节  $\theta_2$  控制。滤波器的整体拓扑结构如图 3 所示。谐振器产生的四个谐振模式因为正交性不会产生相互耦合,源与负载之间的耦合通过额外引入 DGS 实现非谐振节点,并且不会增加滤波器的体积。

为了更好地激励起四个谐振模式,滤波器设计采用双枝节输入输出馈线,如图 4(a)所示。第一步,设计中心频率。结合上述分析以及图 4(a)可以得到,滤波器低频通带的两个谐振频率分别由  $l_1 + l_6$  和  $l_1 + l_6 + l_3 + l_4$

决定;同理,滤波器高频通带的两个谐振频率分别由  $l_2 + l_5$  和  $l_2 + l_5 + l_3$  决定。所以两个通带的中心频率可以被独立地控制,通过调节两个加载枝节的长度。图 5 给出了双通带随的枝节  $l_5$  和  $l_6$  变化的响应曲线。从图 5(a)中可以得到随着  $l_5$  的增大,高频通带的中心频率减小,低频通带基本保持不变。同样  $l_6$  的增加导致低频通带的中心频率向更低频移动,高频通带保持不变。

当滤波器的中心频率被确定之后,下一步通过调整馈线的位置或者尺寸以调整滤波器的  $Q_e$ ,获得需要的带通宽度。

$$Q_e = \omega_0 / \Delta\omega_{3\text{ dB}} \quad (5)$$

式中:  $\omega_0$  为通带的中心频率;  $\Delta\omega_{3\text{ dB}}$  为  $S_{21}$  相对中心频率变化 3 dB 的带宽。通过仿真分析,  $S_4$  和  $S_3$  对滤波器的  $Q_e$  影响较大。如图 6(a)所示,高频通带的  $Q_{e2}$  与  $S_4$  成正比,低频通带的  $Q_{e1}$  也随着  $S_4$  的增大而增大,也就意味

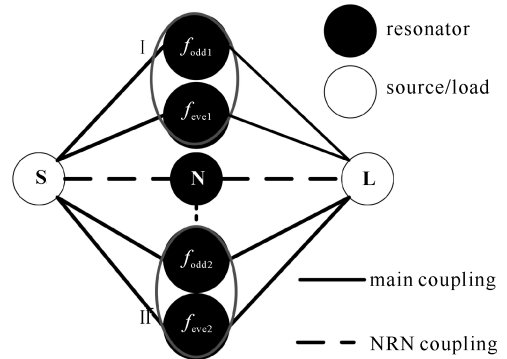


Fig. 3 Topology of the proposed filter

图 3 滤波器的拓扑结构

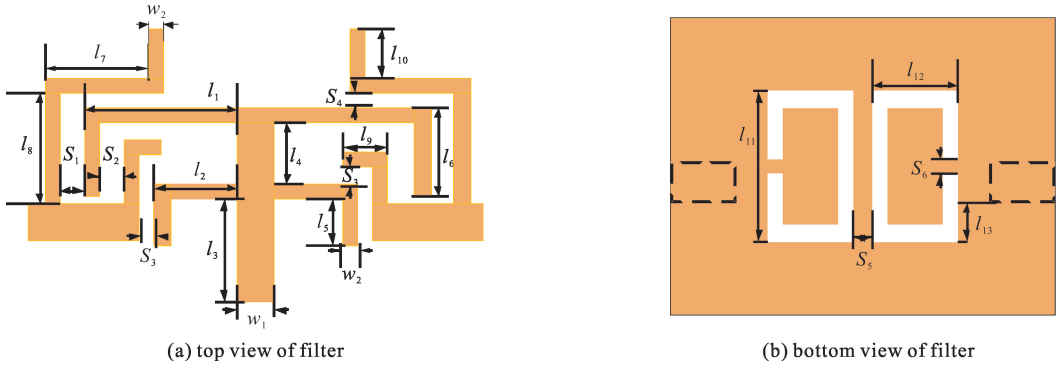


Fig. 4 Configuration of the filter

图 4 滤波器的结构

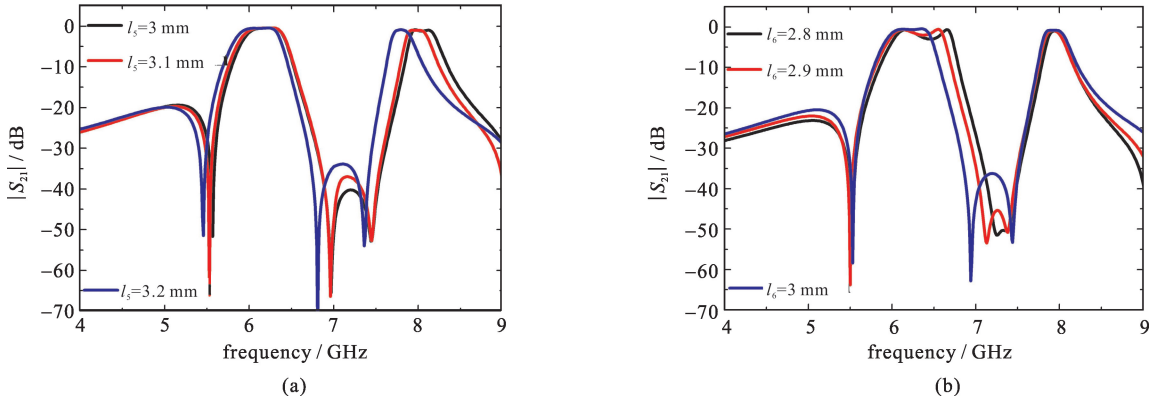


Fig. 5 Frequency responses with varied parameters

图 5 随着参数变化的响应

着,当  $S_4$  增大时,两个通带的带宽都会减小。 $Q_{e1}$  和  $Q_{e2}$  随  $S_3$  的变化如图 6(b)所示, $Q_{e2}$  与  $S_3$  成正比,但是  $Q_{e1}$  并不随着  $S_3$  的改变而变化,所以, $S_3$  只会影响高频通带的带宽,对低频通带的带宽没有影响。

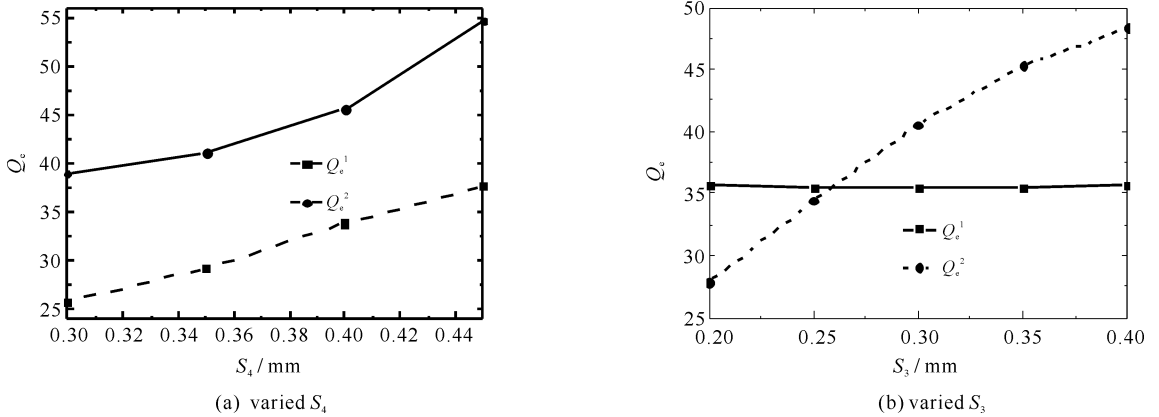


Fig. 6 Simulated  $Q_e$  with varied feed parameters

图 6  $Q_e$  随参数的变化响应

该滤波器存在 3 个传输零点( $TZ_1$ ,  $TZ_2$ ,  $TZ_3$ ),零点位置的变化规律被分析出来,如图 7 所示。

图 7(a)给出了  $TZ_1$  随枝节  $l_1 + l_6$  的变化。可以得到,当  $l_1 + l_6 = 10.7$  mm 时, $TZ_1$  位于低频通带的右侧;当  $l_1 + l_6 = 8.7$  mm 时, $TZ_1$  位于低频通带的左侧。当谐振器的尺寸改变时,滤波器的耦合矩阵发生了改变,从而零点的位置也随之变化。为了方便分析,可以将两个通带单独讨论,双模带通滤波器传输零点的位置计算公式为<sup>[18]</sup>

$$\Omega = \frac{(M_{11}M_{s2}^2 - M_{22}M_{s1}^2)}{(M_{s1}^2 - M_{s2}^2)} \quad (6)$$

由式(6)可以得到,当  $M_{s1}^2 < M_{s2}^2$  且  $M_{11} < 0, M_{22} > 0$  时,传输零点位于通带的上阻带。给出零点位于低频通

带左侧的耦合矩阵,如表 1 所示。低频通带的耦合矩阵符合  $M_{11}<0,M_{22}>0$  的结果。

表 1 低频通带的耦合矩阵  
Table 1 Coupling matrix of low frequency passband

| M | S     | 1      | 2      | L      |
|---|-------|--------|--------|--------|
| S | 0     | 0.022  | 0.026  | 0      |
| 1 | 0.022 | 0.047  | 0      | -0.022 |
| 2 | 0.026 | 0      | -0.045 | 0.026  |
| L | 0     | -0.022 | 0.026  | 0      |

当  $S_4$  增加时,TZ<sub>2</sub> 向低频移动,而其他两个零点并不发生变化,如图 7(b)。两个馈电枝节分别耦合到加载枝节  $l_1+l_6$  和  $l_2+l_5$  形成了两条传输路径。由输入到输出端口,这两条传输路径的相位在 TZ<sub>2</sub> 的位置相反,形成传输零点。所以 TZ<sub>2</sub> 位于两个通带之间,而且可以通过调节馈线调节 TZ<sub>2</sub> 的位置。

图 7(c)给出了 TZ<sub>3</sub> 随枝节  $l_3$  的变化。当  $l_3=6.8$  mm 时,TZ<sub>3</sub> 位于高频通带的右侧,而当  $l_3=6.5$  mm 时,传输零点 TZ<sub>3</sub> 位于高频通带的左侧。可以得到 TZ<sub>3</sub> 与 TZ<sub>1</sub> 具有相同的性质。这两个传输零点均是因为构成的枝节加载谐振器在谐振器的尺寸改变时,耦合矩阵发生了改变,零点的位置也随之改变,改变规律同样为公式(6)。给出零点位于高频通带左侧时的耦合矩阵,如表 2 所示。由表 2 可知,高频通带的耦合矩阵同样符合  $M_{11}<0,M_{22}>0$  的结果。

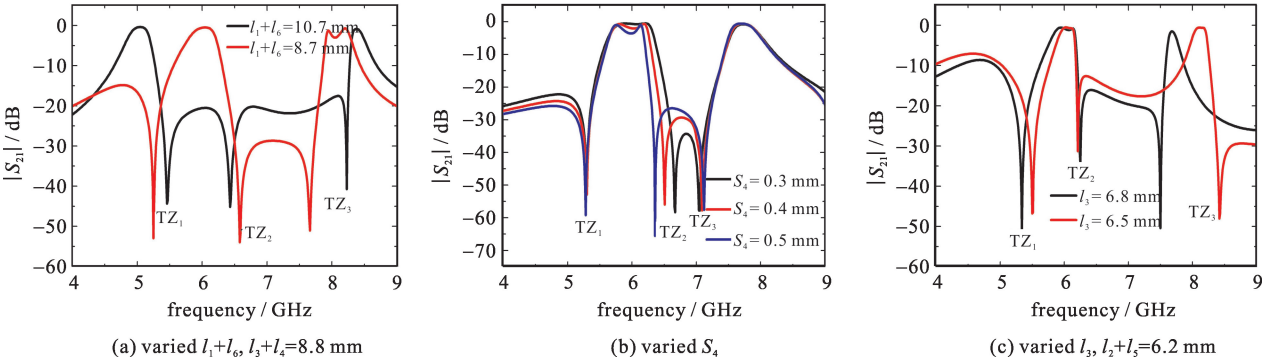


Fig. 7 Variation of the transmission zeros (TZs) with varied parameters

图 7 传输零点随参数的变化

表 2 高频通带的耦合矩阵  
Table 2 Coupling matrix of high frequency passband

| M | S     | 3      | 4      | L      |
|---|-------|--------|--------|--------|
| S | 0     | 0.019  | 0.036  | 0      |
| 3 | 0.019 | 0.051  | 0      | -0.019 |
| 4 | 0.036 | 0      | -0.045 | 0.036  |
| L | 0     | -0.019 | 0.036  | 0      |

为了滤波器具有更好的选择性,调节 TZ<sub>1</sub> 使它位于低频通带的左侧,然后调整馈线使得 TZ<sub>2</sub> 靠近低频通带,再调整 TZ<sub>3</sub> 的位置,使它位于高频通带的左侧。结果如图 8 中的虚线所示,此时滤波器的上阻带以及带间隔离度都有着良好的抑制。

但是在下阻带,滤波器的带外抑制做的并不好,选择性较差。为了进一步提高滤波器的选择性,同时不增大滤波器的体积,在滤波器的底端蚀刻 DGS,如图 4(b)所示。这样可以在带外引入一个非谐振节点,额外提供一个传输零点。图 8 给出了蚀刻 DGS 与不蚀刻 DGS 的区别,可以得到在滤波器的下阻带的选择性有了极大的提高,而且滤波器的带间隔离度也有着较大的改善,同时上

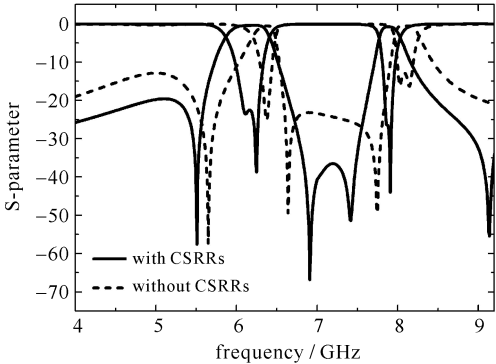


Fig. 8 Comparison of filter response with defected ground structure (DGS) and without DGS  
图 8 蚀刻 DGS 与不蚀刻 DGS 的对比

阻带的抑制也得到了提高。

将 DGS 看做 NRN, 分别与源、负载以及  $f_{\text{odd2}}$  模式发生耦合, 从而通过耦合系数的分析来确定零点的位置。因为其他谐振模式之间不存在耦合, 所以可以将与 DGS 发生耦合的部分单独提取出来进行分析, 如图 9 所示。

此时可以计算得到传输零点的表达式为

$$\Omega = -\frac{-M_{33}M_{\text{LN}}M_{\text{SN}} + M_{3\text{N}}(M_{\text{L3}}M_{\text{SN}} + M_{\text{LN}}M_{\text{S3}}) - M_{\text{NN}}M_{\text{L3}}M_{\text{S3}}}{M_{\text{L3}}M_{\text{S3}} + M_{\text{LN}}M_{\text{SN}}} \quad (7)$$

公式(7)中下标 N 表示 NRN, 3 表示  $f_{\text{odd2}}$ 。在文献[18]以及之前的分析中可以知道  $M_{\text{L3}} = -M_{\text{S3}}$ , 代入到公式(7)中得到

$$\Omega = -\frac{-M_{33}M_{\text{LN}}M_{\text{SN}} + M_{3\text{N}}M_{\text{S3}}(M_{\text{SN}} - M_{\text{LN}}) + M_{\text{NN}}M_{\text{S3}}^2}{-M_{\text{S3}}^2 + M_{\text{LN}}M_{\text{SN}}} \quad (8)$$

由公式(8)可知, 当  $M_{\text{LN}} = M_{\text{SN}}$  时, 零点位置的变化规律与公式(6)相同, 此时调节 NRN 的谐振频率, 将 DGS 的谐振频率由远大于  $f_{\text{odd2}}$ , 逐步调整为 DGS 的谐振频率小于  $f_{\text{odd2}}$ , 零点的位置将会由  $f_{\text{TZ}} > f_{\text{NRN}} > f_{\text{odd2}}$  移动到  $f_{\text{TZ}} < f_{\text{NRN}} < f_{\text{odd2}}$ , 刚好满足 DGS 开口相向时的频率变化规律。当  $M_{\text{LN}} = -M_{\text{SN}}$  时, 为了简化分析, 仅对本文中的情况进行分析。令  $|M_{\text{NN}}| \gg |M_{33}|$ , 因为 NRN 位于通带的上方, 所以  $M_{\text{NN}} < 0$ 。而且, 源或者负载对于  $f_{\text{odd2}}$  的耦合明显强于对 NRN 的耦合, 所以  $|M_{\text{S3}}| > |M_{\text{SN}}|$ , 代入公式(8)可以得到  $M_{\text{NN}} < \Omega < 0$ , 此时传输零点位于  $f_{\text{odd2}}$  与 NRN 的中间, 刚好满足 DGS 开口相背时的频率变化。

接下来只要验证两种情况之下  $M_{\text{SN}}$  与  $M_{\text{LN}}$  的关系即可以得到蚀刻 DGS 的零点变化规律。由电磁仿真软件分析底面蚀刻 DGS 的场分布可以得到, 当开口相向时, 谐振器的电场是同相的; 当开口相背时, 谐振器的电场是反向的, 所以可以得到结论: 当 DGS 开口相背时,  $M_{\text{LN}} = -M_{\text{SN}}$ ; 当 DGS 开口相向时  $M_{\text{LN}} = M_{\text{SN}}$ 。

最终得到, 图 9 所示拓扑结构的耦合矩阵如表 3 所示。

表 3 NRN 的耦合矩阵

Table 3 Coupling matrix of non-resonant node (NRN)

| M | S       | 3        | N        | L        |
|---|---------|----------|----------|----------|
| S | 0       | 0.895 2  | 1.112 4  | 0        |
| 3 | 0.895 2 | 0.187 3  | 1.211 5  | -0.895 2 |
| N | 1.112 4 | 1.211 5  | -19.772  | -1.112 4 |
| L | 0       | -0.895 2 | -1.112 4 | 0        |

根据上述分析采用开口相背的方式蚀刻 DGS, 从而提高滤波器高频通带的选择性, 而且 NRN 位于远离通带的位置。同样也可以换个设计思路, 当采用开口相向的方式设计传输零点, 可以将 DGS 的谐振频率调节至靠近高频通带的位置, 在通带上方引入一个传输零点, 以提高选择性, 而且可以将滤波器高频通带的阶数提高至 3 阶。但是因为时间原因本文不再设计相关结构。

### 3 测 试

本文中, 采用 F4b 的介质材料, 相对介电常数为 2.2, 基板厚度为 0.5 mm。经过仿真可以得到最后滤波器的尺寸为:  $l_1 = 5.9$  mm,  $l_2 = 3.4$  mm,  $l_3 = 7.2$  mm,  $l_4 = 1.2$  mm,  $l_5 = 3.2$  mm,  $l_6 = 2.9$  mm,  $l_7 = 5.2$  mm,  $l_8 = 4.35$  mm,  $l_9 = 0.7$  mm,  $l_{10} = 2$  mm,  $l_{11} = 4.3$  mm,  $l_{12} = 3.1$  mm,  $l_{13} = 0.95$  mm,  $w_1 = 0.8$  mm,  $w_2 = 0.4$  mm,  $S_1 = 0.3$  mm,  $S_2 = 1.35$  mm,  $S_3 = 0.35$  mm,  $S_4 = 0.45$  mm,  $S_5 = 0.2$  mm,  $S_6 = 0.4$  mm。整个电路的尺寸为  $0.43\lambda_g \times 0.38\lambda_g$ , 其中  $\lambda_g$  是低频通带的中心频率的波导波长。图 10(a)给出了滤波器的加工实物, 图 10(b)给出了仿真结果与测试结果的对比。仿真与测试结果基本吻合, 两个通带的中心频率为 6.2 GHz/8.05 GHz, 3-dB 相对带宽分别为 5.6% 和 2.3%, 插入损耗为 1.5/2.4 dB。

### 4 结 论

在本文中, 我们基于新型四模谐振器设计了中心频率为 6.2/8.05 GHz 的双通带带通滤波器。经过理论

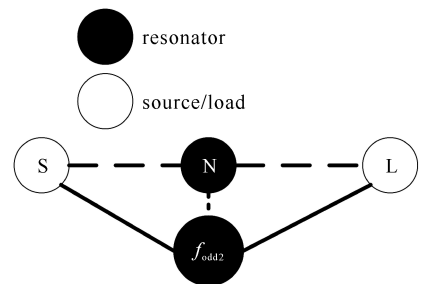


Fig. 9 Partial topology of the proposed filter

图 9 滤波器的部分拓扑结构

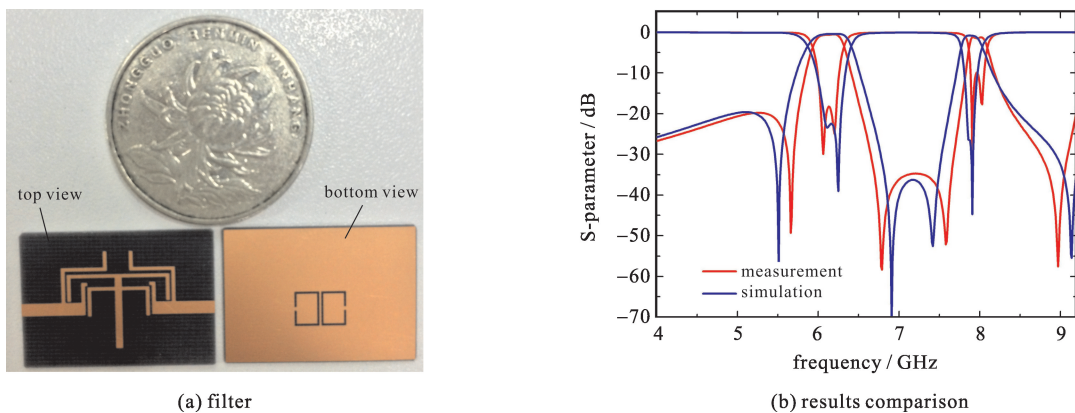


Fig. 10 The filter fabricated and comparison between simulated and measured results

图 10 (a)滤波器的实物,(b)测试结果与仿真结果的对比

分析和仿真验证,得到该谐振器的谐振频率均可以被独立调节。滤波器两个通带的  $Q_e$  可以通过改变馈线的参数来独立控制,所以带宽也可以被独立调节。分析了传输零点产生的原因,从而更好的调节传输零点的位置,提高滤波器的选择性。非谐振节点的引入,提高了滤波器的阻带抑制以及两个带间隔离度。经过仿真,加工和测试,测试结果与仿真结果基本吻合,表明之前分析的正确性。

## 参考文献:

- [1] Qiang T, Wang C, Kim N Y. Highly selective dual-wideband bandpass filter using quad-mode resonators for WLAN and WIMAX applications[J]. *Microwave & Optical Technology Letters*, 2015, 57(6):1417-1423.
- [2] Chen Y F, Dai Z J, Chiu C T, et al. Compact dual-band bandpass filter based on quarter wavelength stepped impedance resonators[J]. *World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, 2016, 10(4):517-520.
- [3] Wu G, Yang L, Xu Q. Miniaturised dual-band filter with high selectivity using split ring scheme[J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(7):570-572.
- [4] Gao S S, Sun S, Li J L, et al. Compact dual-mode dual-band bandpass filter with inside-outside-reversed dual-ring topology[J]. *Electronics Letters*, 2017, 53(9):624-626.
- [5] Chen J X, Yum T Y, Li J L, et al. Dual-mode dual-band bandpass filter using stacked-loop structure[J]. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, 2006, 16(9):502-504.
- [6] Zhang Y P, Sun M. Dual-band microstrip bandpass filter using stepped-impedance resonators with new coupling schemes[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2006, 54(10):3779-3785.
- [7] Chuang M L, Wu M T, Tsai S M. Dual-band filter design using L-shaped stepped impedance resonators[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2010, 4(7):855-0.
- [8] Liu H, Liu F, Qin F, et al. Compact dual-band HTS bandpass filter using spirally asymmetric stepped-impedance resonators[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2016, 26(7):1-5.
- [9] Zhang X Y, Chen J X, Xue Q, et al. Dual-band bandpass filters using stub-loaded resonators[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, 17(8):583-585.
- [10] Yang S, Lin L, Chen J, et al. Design of compact dual-band bandpass filter using dual-mode stepped-impedance stub resonators[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(8):611-613.
- [11] Chu Qing Xin, Li, et al. Dual-band filter using asymmetrical stub-loaded resonator with independently controllable frequencies and bandwidths[J]. *Let Microwaves Antennas & Propagation*, 2013, 7(9):729-734.
- [12] Zhou K, Zhou C, Wu W. Substrate integrated waveguide dual-band filter with wide-stopband performance[J]. *Electronics Letters*, 2017, 53(16):1121-1123.
- [13] Azad A R, Mohan A. Substrate integrated waveguide dual-band and wide-stopband bandpass filters[J]. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, 2018, PP(99):1-3.
- [14] Zhou K, Zhou C X, Wu W. Resonance characteristics of substrate-integrated rectangular cavity and their applications to dual-band and wide-stopband bandpass filters design[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2017(99):1-14.
- [15] Gao L, Zhang X Y. High-selectivity dual-band bandpass filter using a quad-mode resonator with source-load coupling[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, 23(9):474-476.
- [16] Peng Y, Zhang L, Zheng Z, et al. High selective compact dual-band filter using ring resonator with quarter-wavelength stubs[J]. *Elec-*

tronics Letters, 2017, 53(24):1589-1591.

- [17] Peng Y, Zhang L, Fu J, et al. Compact dual-band bandpass filter using coupled lines multimode resonator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(4):235-237.
- [18] Liao C K, Chi P L, Chang C Y. Microstrip realization of generalized Chebyshev filters with box-like coupling schemes[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2007, 55(1):147-153.

## 第三届全国复杂电磁环境技术及应用 学术会议在洛阳召开

2019年4月9日至12日,由中国兵工学会复杂辐射场技术及应用专业委员会、电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室、中物院复杂电磁环境科学与技术重点实验室、电磁环境效应国家级重点实验室、电磁兼容性重点实验室、电子测试技术重点实验室、高功率微波技术重点实验室、中国电子科技集团公司第四十一研究所、《强激光与粒子束》编辑部等9家单位联合主、承办的第三届全国复杂电磁环境技术及应用学术会议在洛阳圆满召开。



大会共吸引了来自中国工程物理研究院、中国洛阳电子装备试验中心、陆军工程大学、国防科技大学、哈尔滨工业大学、武汉大学、哈尔滨工程大学、浙江大学等60余家科研院所、高校、媒体和参展企业的260余名专家、代表参会。

大会主会场以国防科技大学唐朝京教授“网电对抗下复杂电磁环境再认识”的精彩特邀报告开篇,围绕复杂电磁环境技术及应用相关专业的前沿和热点问题,哈尔滨工业大学郭庆教授做了“面向天地一体的卫星物联网”的报告,哈尔滨工程大学窦峥教授做了“智能感知一体化技术及其最新进展”的报告,陆军工程大学胡小锋副教授做了“航天器充放电效应与防护研究进展”的报告,武汉大学万显荣教授做了“外辐射源雷达技术及其最新进展”的报告,中国工程物理研究院应用电子学研究所秦风副研究员做了“车辆强电磁脉冲环境适应性研究”的报告。分会场以“电磁环境数值模拟与效应机理、复杂电磁环境试验与评估、电磁防护与应用”为主题,67名投稿论文作者作了口头交流,60篇论文进行了张贴报告交流。本届会议收到162篇全文,最终大会评选了7篇优秀论文和5篇优秀学生论文,并举行了颁奖仪式。

大会学术氛围浓厚,研讨气氛热烈,紧密围绕复杂电磁环境相关领域的最新研究进展,启发了创新思想、拓宽了创新思路、开展了创新交流,有效促进了业内的交流合作和科学研究。

本次会议取得了圆满成功,是历届会议参会人数、论文投稿、参会单位最多的一次大会。会议期间还举行了中国兵工学会复杂辐射场技术及应用专业委员会全委工作会,会议研究确定第四届全国复杂电磁环境技术及应用学术会议将于2021年4月在杭州召开,由浙江大学具体承办。

(供稿:汪道友,李志鹏,陈述)