DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.220802001

基于悬置微带结构的无反射滤波器*

杨梦洋,肖建康,李小芳

(西安电子科技大学 机电工程学院,西安 710071)

摘 要:通过悬置微带传输线结构进行了无反射滤波器的研究和设计。首先利用耦合线结构设计了 中心频率为 3.92 GHz,插入损耗为 0.32 dB,在 0.1~10 GHz 内回波损耗超过 11.6 dB,中心频率处 超过 38 dB 的双端口无反射带通滤波器;又利用 λ/4 开路谐振器和 λ/4 短路谐振器作为滤波单元, 设计了中心频率为 4.25 GHz,回波损耗在 1.5~6 GHz 内超过 11 dB,在中心频率处超过 40 dB 的双 端口无反射带阻滤波器。所提出的这两款无反射滤波器具有无反射频带范围宽、工作频带内 S₁₁ 衰 减大、多层自封装等突出优点。

关键词:无反射带通滤波器;无反射带阻滤波器;悬置微带线;耦合线;λ/4 谐振器

开放科学(资源服务)标识码(OSID);



中图分类号:TN713 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2024)03-0470-08

Reflectionless Filter Based on Suspended Microstrip Structure

YANG Mengyang, XIAO Jiankang, LI Xiaofang

(School of Electro-Mechanical Engineering, Xidian University, Xi' an 710071, China)

Abstract: The authors research and design reflectionless filters based on the suspended microstrip transmission line structure. By using the coupling line, a dual-port reflectionless bandpass filter is designed with center frequency of 3.92 GHz, insertion loss of 0.32 dB, return loss of more than 11.6 dB in the overall range of 0.1 ~ 10 GHz, and return loss of more than 38 dB at the center frequency. At the same time, using $\lambda/4$ open-circuited and short-circuited resonators as the basic unit, a dual-port reflectionless bandstop filter is designed with center frequency of 4.25 GHz, return loss of more than 11 dB from 1.5 GHz to 6 GHz, and return loss of more than 40 dB at the center frequency. The proposed reflectionless filters have such outstanding advantages as wide reflectionless frequency band, favorable S_{11} attenuation in working band, and multi-layer self-packaging.

Key words: reflectionless bandpass filter; reflectionless bandstop filter; suspended microstrip line; coupled line; $\lambda/4$ resonator

0 引 言

微波滤波器^[1]是通信系统不可或缺的重要组 成部分。目前,大多数的滤波器是传统反射式滤波 器,入射信号一部分会反射回源端,这样会对通信系 统中的其他器件带来一定的干扰。除此之外,滤波 器设计中常用的平面传输线结构也会对整个器件的 性能造成影响。为了解决这些问题,本文在一种具 有Q值高、损耗低、易加工、屏蔽特性好等优点的多 层悬置微带传输线^[2]结构上进行无反射滤波器的 研究和设计。无反射滤波器可以将反射信号在电路 内部消耗,改善了传统反射式滤波器的固有缺点,可 提高整个通信系统的性能。这对无线通信系统在形 式上的不断创新和性能上的高质量提升都有着十分 重要的意义。

文献[3-4]提出了具有无反射特性的集总元件 三阶低通滤波器原型,经过从低通到带通的转变获

收稿日期:2022-08-02;修回日期:2022-09-21
 基金项目:国家自然科学基金面上项目(61871458)
 通信作者:肖建康 Email;jkxiao@xidian.edu.cn

得无反射带通滤波器电路,但是以上无反射滤波器 存在损耗大、带宽小的缺点。文献[5-6]的无反射 滤波器是利用位于端口处的两个形式一样的 3 dB 定向耦合器和位于结构中间的两个完全一致的反射 式带通滤波器组成,然而多器件的使用会导致滤波 器的尺寸过大。文献[7]基于奇偶模方法通过将具 有高通响应和低通响应的两个无反射滤波器的电路 拓扑结构串联起来,完成无反射带通滤波器的设计。 文献[8]通过桥接T型网络调整信号的相位和幅度 来达到较好的抑制作用,从而设计出无反射滤波器。 文献[9-10]采用互补双工器的架构,分别设计出具 有准无反射特性的带通滤波器和带阻滤波器。文献 [11]利用两个并联的传输线构成基本的带阻滤波 器,在此基础上连接两个有损耗的串联型谐振器,利 用串联谐振器的电阻来实现准无反射特性。上述无 反射滤波器普遍存在损耗大、带宽窄的问题。

本文基于悬置微带结构,利用耦合线谐振器和 1/4 波长开路/短路谐振器分别设计了无反射带通 和带阻滤波器。仿真结果表明,该无反射滤波器具 有损耗小并且无反射带宽较宽等优点。

基于耦合线结构的悬置微带无反射带通 滤波器

1.1 耦合线电路分析

为了设计无反射滤波器,本文在传统耦合线的 开路端增加了接地电阻 R,从而构成了两种新的耦 合线结构,如图 1 所示。其中,图 1(a)为 2 端口开 路、3 端口短路,图 1(b)为 2 和 3 端口均开路。



图1 在4端口处接电阻的耦合线结构

Fig. 1 Resistor connected coupled line circuit at port 4

将端接条件 $I_2=0, V_3=0, V_4=-I_4R$ 代入到平行 耦合线阻抗矩阵^[12]中,得到图 1(a) 所示耦合线结 构的阻抗矩阵方程为

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{13}I_3 + Z_{14}I_4 \tag{1a}$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3 + Z_{34}I_4 = 0 \tag{1b}$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{43}I_3 + Z_{44}I_4 = -I_4R \qquad (1c)$$

式中: V_i (*i*=1,2,3,4)表示各个端口的端电压; I_i 表示各个端口的端电流; Z_{ij} (*i*,*j*=1,2,3,4)为矩阵[**Z**]中的相应元素。

则图 1(a) 所示网络的输入阻抗可表示为

$$Z_{in} = Z_{11} + Z_{13} \frac{Z_{41}Z_{34} - Z_{31}(Z_{44} + R)}{Z_{33}(Z_{44} + R) - Z_{34}Z_{43}} + Z_{14} \frac{Z_{31}Z_{43} - Z_{33}Z_{41}}{Z_{33}(Z_{44} + R) - Z_{43}Z_{34}}$$
(2)

将端接条件 $I_2=0, I_3=0, V_4=-I_4R$ 代入到平行 耦合线阻抗矩阵中,可得图 1(b)所示耦合线结构的 阻抗矩阵方程为

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{14}I_4 \tag{3a}$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{44}I_4 = -I_4R$$
 (3b)

则图 1(b)所示的耦合线网络的输入阻抗为

$$Z_{\rm in} = Z_{11} - \frac{Z_{14} Z_{41}}{Z_{44} + R} \tag{4}$$

具有双端口无反射特性的带通滤波器实现 原理

双端口无反射带通滤波器的实现原理如图 2 所 示,由1个带通和2个带阻部分构成。带通部分连 接输入输出,只允许所需信号通过,决定整体电路的 频率选择性。在电路的输入和输出端口附近都加载 一个带有接地电阻的带阻滤波器,在信号输入端,带 阻部分具有和带通部分完全相反的频率响应,因此 被反射到输入端口处的不需要的信号可以经过所加 载的带阻部分后经接地电阻被吸收/消耗掉。在输 出端口处利用同样的方法,将反射到输出端口的不 需要的信号用电阻消耗掉。上述方法在两个端口均 可吸收反射信号,实现无反射特性。



bandpass filter

1.3 无反射带通滤波器传输线电路构成和分析

根据如图 2 所示的设计原理,本文提出了一种 基于耦合线结构的无反射带通滤波器,其传输线电 路模型如图 3 所示。该无反射带通滤波器采用不同 端接方式下的耦合线作为电路中的带通部分和带阻 部分,用来分离不同的信号。输入输出端口之间的 带通耦合线部分构成电路的主通道,在输入输出端 口处以及主通道的耦合线上都加载了端接电阻的耦 合线,产生阻带效应。端口处的反射信号经过多次 电阻的吸收,在电路内部被消耗,可实现较宽的无反 射频带。另外,输入和输出端口之间通过耦合线结 构连接,可以在通带外产生传输零点,改善带外抑 制。图 3 中蓝色虚线框内为带通部分,其耦合线的 偶模和奇模特性阻抗分别是 Z_{1e} 和 Z_{1o} ,阻抗矩阵用 [Z]^{*a*} 表示。红色虚线框内为带阻部分,其耦合线的 偶模和奇模特性阻抗分别为 Z_{2e} 和 Z_{2o} ,阻抗矩阵用 [Z]^{*b*} 表示,4 个接地电阻的阻值均为 R_{0} 整体电路 结构呈左右对称分布。



图 5 苯丁柄百线石构的无反剂的通滤波备构态 Fig. 3 Design scheme of the reflectionless bandpass filter based on coupled line

无反射带通滤波器的奇模等效电路如图 4(a) 所示。为了便于分析,对其结构进行了简化,如图 4 (b)所示,其中 Z_{ino} 表示奇模等效模型的总输入阻 抗, Z_L 表示电长度为 θ_2 且带有接地电阻 R 的耦合 线部分(Z_{2e} , Z_{2o})的输入阻抗,则对奇模等效模型的 分析就可以转化成对一个输入阻抗为 Z_L 的支路与 电长度为 θ_1 的耦合线(Z_{1e} , Z_{1o})并联的网络的分 析,如图 4(b)所示。



从输入端口看进去,在一个端口开路,一个端口 短路,其余的一个端口接 Z_L负载的情况下的耦合线 部分的输入阻抗为 Z_{in1},可表示为

$$Z_{in1} = Z_{11}^{a} + Z_{12}^{a} \times A + Z_{14}^{a} \times B$$
 (5a)

$$A = \frac{Z_{41}^a Z_{34}^a - Z_{31}^a (Z_{44}^a + Z_L)}{Z_{33}^a (Z_{44}^a + Z_L) - Z_{34}^a Z_{43}^a}$$
(5b)

$$B = \frac{Z_{43}^a Z_{31}^a - Z_{33}^a Z_{41}^a}{Z_{33}^a (Z_{44}^a + Z_L) - Z_{34}^a Z_{43}^a}$$
(5c)

 Z_L 可表示为

电讯技术

$$Z_{L} = Z_{11}^{b} + Z_{13}^{b} \times C + Z_{14}^{b} \times D$$
 (6a)

$$C = \frac{Z_{31}^{b}(Z_{44}^{b}+R) - Z_{41}^{b}Z_{34}^{b}}{Z_{34}^{b}Z_{43}^{b} - Z_{33}^{b}(Z_{44}^{b}+R)}$$
(6b)

$$D = \frac{Z_{43}^{b} Z_{31}^{b} - Z_{33}^{b} Z_{41}^{b}}{Z_{33}^{b} (Z_{44}^{b} + R) - Z_{34}^{b} Z_{43}^{b}}$$
(6c)

则奇模等效电路的总输入导纳 Yino 可表示为

$$Y_{ino} = \frac{1}{Z_{ino}} = \frac{1}{Z_{in1}} + \frac{1}{Z_{L1}} = \frac{Z_{11}^{a} + Z_{13}^{a} \times A + Z_{14}^{a} \times B + Z_{14}^{b} + Z_{13}^{b} \times C + Z_{14}^{b} \times D}{\left[Z_{11}^{a} Z_{11}^{b} + (Z_{13}^{a} Z_{11}^{b} + Z_{13}^{a} Z_{13}^{b} \times C + Z_{13}^{a} Z_{14}^{b} \times D) \times A + \left[(Z_{14}^{a} Z_{11}^{b} + Z_{14}^{a} Z_{13}^{b} \times C + Z_{14}^{a} Z_{14}^{b} \times D) \times B + Z_{11}^{a} Z_{13}^{b} \times C + Z_{11}^{a} Z_{14}^{b} \times D \right]}$$

$$(7)$$

无反射带通滤波器的偶模等效电路模型如图 5(a)所示。与奇模等效电路类似,对偶模等效模型进行简化,将其转化成对一个输入阻抗为 Z_L 的支路与 电长度为 θ_1 的耦合线(Z_{1e} 、 Z_{1o})并联的网络的分析, 如图 5(b)所示。





与奇模等效模型不同的是,该耦合线的两个端口 开路,其余的一个端口接 Z_L 的负载,在此端接情况下 的耦合线部分的输入阻抗用 Z_{in2} 表示,Z_{ine} 表示偶模 等效模型的总输入阻抗。Z_{in2} 可表示为

$$Z_{in2} = Z_{11}^a + Z_{14}^a \times E$$
 (8a)

$$E = -\frac{Z_{41}}{Z_{44}^a + Z_L}$$
(8b)

在偶模等效模型中输入阻抗为 Z_L 的部分与奇 模等效模型的分析完全一致,则偶模等效电路的总 输入导纳 Y_{ine} 表示为

$$Y_{\text{ine}} = \frac{1}{Z_{\text{ine}}} = \frac{1}{Z_{\text{in}2}} + \frac{1}{Z_L} = \frac{Z_{11}^a + Z_{14}^a \times E + Z_{11}^b + Z_{13}^b \times C + Z_{14}^b \times D}{Z_{11}^a Z_{11}^b + (Z_{11}^a Z_{11}^b + Z_{14}^a Z_{13}^b \times E) \times C + (Z_{11}^a Z_{14}^b + Z_{14}^a Z_{14}^b \times E) \times D + Z_{14}^a Z_{11}^b \times E}$$

$$(10)$$

$$Z_{11}^{n} = Z_{22}^{n} = Z_{33}^{n} = Z_{44}^{n} = -\frac{j}{2} (Z_{me} + Z_{mo}) \cot \theta_{m}$$
(11a)

$$Z_{12}^{n} = Z_{21}^{n} = Z_{34}^{n} = Z_{43}^{n} = -\frac{j}{2} (Z_{me} - Z_{mo}) \cot \theta_{m}$$
(11b)

$$Z_{13}^{n} = Z_{31}^{n} = Z_{24}^{n} = Z_{42}^{n} = -\frac{j}{2} (Z_{me} - Z_{mo}) \csc \theta_{m}$$
(11c)

$$Z_{14}^{n} = Z_{41}^{n} = Z_{23}^{n} = Z_{32}^{n} = -\frac{J}{2} (Z_{me} + Z_{mo}) \csc \theta_{m}$$
(11d)

当 n=a 时, m=1; 当 n=b 时, m=2。将式(11) 代入式(7)和式(10), 可以得到奇偶模特性导纳与 各部分耦合线的特性阻抗 Z_{1e} 、 Z_{2e} 、 Z_{2o} , 电长度 θ 以及负载电阻值 R 之间的关系。如果各部分耦合 线的长度取 1/4 波长, 可以使电路结构小型化, 也可 以简化计算。

根据传输线理论和上述分析,该无反射带通滤 波器的传输系数 S₂₁和反射系数 S₁₁可由下式得到:

$$S_{21} = \frac{Y_0(Y_{\rm ine} - Y_{\rm ino})}{(Y_0 + Y_{\rm ino})(Y_0 + Y_{\rm ine})}$$
(12a)

$$S_{11} = \frac{Y_0^2 - Y_{\text{ine}} Y_{\text{ino}}}{(Y_0 + Y_{\text{ino}}) (Y_0 + Y_{\text{ine}})}$$
(12b)

基于悬置微带的无反射带通滤波器设计与仿 真分析

根据上面的传输线电路模型,本文提出一种新型悬置微带无反射带通滤波器,如图6所示,其中三 维分层电路结构如图6(a)所示,核心层电路如图6 (b)所示。每一层介质基板分别用*S*₁~*S*₅表示,每 层基板的上下面分别用*G*₁~*G*₁₀表示。输入输出端

口采用接地共面波导进行馈电。第一和第五层是附 加层,用来封闭空气腔并保护内部电路,实现电磁屏 蔽,减少电磁泄露。这两层均选用介电常数为4.4, 厚度为 0.4 mm 且硬度较大的 FR4_epoxy 介质板。 第二层和第四层为介质基板挖去中间部分构成上下 两个空气腔,用介电常数为2.2,厚度为1.57mm的 Rogers RT/duroid 5880(tm)基板实现。第三层为核 心层,在该层的上表面 G, 面上进行主体电路的设 计,在核心层板子的下表面 G6 面上挖去了与空气腔 大小对应的部分,该部分不敷铜,以此来达到悬置的 目的。第三层选用介电常数为 2.2,厚度为 0.508 mm 的基板。附加层-空气腔-核心层-空气 腔-附加层构成了多层自封装悬置结构,挖除介质 构成的空气腔可减小整体电路的介质损耗,且空气 腔的四周除去与输入输出传输线接触部分外均敷 铜,可减小辐射损耗,提高电路性能。



无反射滤波器设计指标:中心频率为 3.92 GHz,相对带宽 24.7% (3 dB 带宽 970 MHz), 1~10 GHz 频段回波损耗大于 10 dB。根据上述电 路模型、设计公式和仿真优化,可求得电路物理参数 为 $l_0 = 6.4$ mm, $w_0 = 1.5$ mm, g = 0.4 mm, $l_{01} =$ 1.5 mm, $l_{02} = 2$, $w_{02} = 2$ mm, $l_1 = 15$ mm, $w_1 = 1.5$ mm, $s_1 = 0.2 \text{ mm}, s_2 = 2.4 \text{ mm}, l_2 = 15.6 \text{ mm}, w_2 = 0.4 \text{ mm},$ $s_3 = 0.2 \text{ mm}, l_{air} = 36.4 \text{ mm}, w_{air} = 24.8 \text{ mm}, l =$ 52.2 mm, w = 34.8 mm, R = 100 Ω。电路整体尺寸 为 34.8 mm×52.2 mm(0.58λ×0.875λ)。悬置微带 结构无反射带通滤波器的电磁仿真结果如图 7 所 示,可以看到,该双端口无反射带通滤波器工作在 3.92 GHz, 中心频率处插入损耗为 0.32 dB, 回波损 耗最大达到 38.3 dB。通带左右两侧均有传输零 点,在1~10 GHz内,回波损耗整体大于11.6 dB。 另外,该无反射带通滤波器带内群延时具有良好的 平坦性,在0.6±0.04 ns 范围内波动。





根据无反射带通滤波器的物理结构和电路尺寸 可求得图 3 所示电路模型的电路参数为 Z_{1e} = ·474· 59.6 Ω, Z_{10} = 39.6 Ω, θ_1 = 96. 7°, Z_{2e} = 133.9 Ω, Z_{20} = 70.93 Ω, θ_2 = 97. 2°。将其代入式(7)、(10)以 及(12b)可得 S_{11} = 0,满足无反射特性,同时也证明 了设计结果与理论分析之间有较好的一致性。根据 式(12)可以得到无反射滤波器的频率响应。令 S_{21} = 0 和 S_{11} = 0 可分别推导出传输零点和传输极点 的位置: f_{TZ1} = 0 GHz, f_{TZ2} = $2f_0$, f_{TP1} = 2/3 f_0 , f_{TP2} = f_0 , f_{TP3} = $4/3f_0$, 与仿真结果接近。

电讯技术

本文还研究了物理参数变化对无反射带通滤波 器性能的影响,如图 8 所示。图 8(a)所示为带通部 分耦合线长度变化对中心频率的影响。由于频率与 波长成反比,因此随着耦合线长度 l₁ 的增加,无反 射带通滤波器的中心频率向低频移动。图 8(b) 所 示为带通部分耦合线的间隙 s1 变化时,滤波器带宽 以及插入损耗变化的情况。当 s1 由 0.6 mm 逐渐减 小到 0.2 mm 时,耦合线之间的耦合强度增加导致 无反射滤波器的带宽增大并且通带内的插入损耗减 小,中心频率处的插入损耗由 1 dB 减小到 0.32 dB,信号传输性能改善。由图 8(c)可知,随着 耦合间隙 s, 的增大, 滤波器右侧传输零点对应的频 率逐渐升高。在输入输出之间采用源-负载耦合的 形式,可以引入传输零点。当 s2=2.4 mm 时,在中 心频率的左侧也出现一个传输零点,此时通带两侧 的带外抑制效果最好。图 8(d)所示为带阻部分的 耦合间隙 s, 对无反射带通滤波器性能的影响。当 s3 从 0.2 mm 增大到 0.6 mm 时,由于耦合减弱,导 致带宽随着 s, 的增大而快速减小,同时还造成通带 的带内平坦度恶化。图 8(e)所示为电阻 R 对回波 损耗的影响。相比于其他参数来说,接地电阻 R 的 值对于无反射带通滤波器的回波损耗影响较大。当 电阻的阻值为 100 Ω 时,大部分的反射信号在电路 内部都可被吸收,在 0~10 GHz 频带内, S_{11} 和 S_{22} 的 衰减都大于 10 dB, 电路的双端口无反射效果最好。 随着电阻值的增大和减小,回波损耗都会相应减小, 无反射效果削弱。当电阻值为 0 和 1 000 Ω 时,无 反射效果基本消失,此时的无反射带通滤波器就变 成了传统的反射式滤波器。图 8(f)所示是改变带 通部分和带阻部分的耦合线宽度对回波损耗的影 响。耦合线宽度变化时会改变耦合线的特性阻抗, 从而改变电路的阻抗匹配情况。带通部分耦合线宽 w1=1.5 mm,带阻部分耦合线宽 w2=0.4 mm 时,无 反射特性最好。



Fig. 8 Influence of each parameter on the performance of reflectionless bandpass filter

图 9 所示为改变耦合线的耦合间隙对无反射带 通滤波器群延时特性的影响,可以看到,随着耦合间 隙 s₁ 的增加,耦合线之间的耦合强度减弱,通带内 的群延时值逐渐变大,群延时的平坦度逐渐变差。 通过以上性能对比和分析,明确了各部分尺寸对于 中心频率、带宽、插入损耗、群延时特性以及无反射 特性的影响,可为无反射带通滤波器结构的调整和 性能优化提供参考。本文设计结果与其他文献仿真 结果对比如表 1 所示。



图 9 S_1 对群延时特性的影响 Fig. 9 Effect of S_1 on group delay characteristics

表 1 本文设计与与其他文献仿真结果对比 Tab. 1 Simulation results comparison between this work and those of other literatures

文献	$f_0 \swarrow$ GHz	$S_{21}@f_0/$ dB	3 dB 带 宽内 S ₁₁ /dB	S ₁₁ ≥ 10 dB 带 宽/GHz	传输 零点/ 个	电路 结构
[3]	3.00	1.20	≥18.00	2.00~4.00	0	单层
[5]	4.00	2.78	≥10.0	3.50~5.50	1	单层
[9]	0.98	0.91	≥16.5	0.55~1.45	0	单层
本文	3.92	0.32	≥14.5	0.10~10.0	2	多层

2 悬置微带无反射带阻滤波器

本文还设计了一种双端口无反射带阻滤波器, 由主通道的带阻滤波器和两个加载于输入输出端口 的带通枝节构成,设计构思如图 10 所示。输入信号 经过带阻滤波器部分以后可以不衰减地从输出端口 输出,在输入输出端附近加载与带阻部分的频率响 应相反且带有接地电阻的带通枝节,用来吸收被主 通道的带阻部分反射到端口处的不需要的信号,从 而减少反射信号对输入输出端口的干扰,如图 10 (a)所示。双端口无反射带阻滤波器的构造如图 10 (b)所示,利用并联 λ/4 开路线谐振器组成的带阻

· 475 ·

滤波部分作为电路的主通道,结合加载在输入输出 端口的串联 λ/4 短路线谐振器构成的带通滤波部 分来实现电路的无反射特性。电路中的两个接地电 阻替代了左右两侧带通滤波部分的输出端,接地电 阻的主要作用是在电路内部把要反射回输入输出端 口处的信号消耗/吸收掉。



(b) 双端口无反射带阻滤波器构造



无反射带阻滤波器设计指标:中心频率 4.25 GHz,相对宽带 47% (3 dB 带宽 2 GHz),回波 损耗大于 10 dB。无反射带阻滤波器实现结构如图 11 所示,其中图 11 (a) 为电路三维分层结构,图 11 (b)所示为核心电路。无反射带阻滤波器的基板材 料和上述无反射带通滤波器的相同。无反射带阻滤 波器尺寸为 $l_0 = 6.4 \text{ mm}, w_0 = 1.5 \text{ mm}, g = 0.4 \text{ mm},$ $l_{01} = 2 \text{ mm}, l_{02} = 3 \text{ mm}, l_1 = 15 \text{ mm}, w_1 = 3.2 \text{ mm}, l_2 =$ 15 mm, $w_2 = 0.5 \text{ mm}, l_3 = 15.2 \text{ mm}, w_3 = 1.5 \text{ mm}, l_4 =$ 17.5 mm, $w_4 = 0.5 \text{ mm}, l_5 = 17.2 \text{ mm}, w_5 = 0.5 \text{ mm},$ $l_{air} = 36 \text{ mm}, w_{air} = 30.7 \text{ mm}, l = 52.8 \text{ mm}, w =$ • 476 • 44.2 mm, $R = 100 \ \Omega_{\odot}$





基于 $\lambda/4$ 谐振器的无反射带阻滤波器电磁仿 真结果如图 12 所示。图 12(a)为S 参数仿真结果, 可以看到滤波器在 1.5~6 GHz 内回波损耗均大于 11 dB,相对宽带为 47%,中心频率处回波损耗可达 40 dB。同时,该带阻滤波器具有负群延时特性,负 群延时值为-0.9 ns,负群延时带宽约为 770 MHz, 如图 12(b)所示。在研究当中我们还注意到电阻 R 对于回波损耗的影响很大:当 R=0 时,电路没有无 反射效果;当 $R=100 \Omega$ 时,反射信号在带通枝节被 加载电路吸收。随着电阻值增大,电路中阻抗匹配 效果变差,无反射效果减弱。







本文设计的无反射带阻滤波器与其他相近工作 的对比如表2所示,可以看到本文提出的无反射带 阻滤波器同样具有无反射频带范围宽、插入损耗小 等突出优点。

表 2	无反射带阻滤波器仿真结果对比

Tab. 2 Simulation results comparison among the

renectionless bandstop inters									
文献	$f_0/$	$S_{21}@f_0/$	$S_{11}@f_0/$	$S_{11} \ge 10 \text{ dB}$	电路				
	GHz	dB	dB	带宽/GHz	结构				
[8]	4.10	50.0	≥10	3.40~4.40	单层				
[10]	1.93	36.8	≥25	1.11~2.76	单层				
[11]	2.05	42.5	≥60	1.50~2.50	单层				
本文	4.25	27.9	>39	1.27~6.60	多层				

3 结 论

本文基于新型自封装悬置微带结构,应用无反 射滤波器设计新方法,利用耦合线和 1/4 波长谐振 器分别设计了一个无反射带通滤波器和一个无反射 带阻滤波器,并对无反射带通滤波器传输线电路模 型进行了分析计算,同时给出了相关参数对无反射 滤波器性能的影响规律。所设计的两个无反射滤波 器具有电路结构简单、插入损耗小、无反射频带宽、 电磁屏蔽性好以及自封装等优点。

参考文献:

- [1] 史马敏,肖礼康,兰云飞,等. 微型化超宽带微波高通滤 波器设计[J]. 磁性材料及器件,2023,54(2):85-89.
- [2] MA K X, CHAN K T. Quasi-planar circuits with air cavities: WO2007149046 A1[P]. 2007-12-27.
- JEONG S, LEE T, LEE J. Absorptive filter prototype and distributed-element absorptive bandpass filter [C]// Proceedings of 2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization. Reykjavik: IEEE, 2018:1-4.
- [4] JEONG S, LEE T, LEE J. Frequency andbandwidthtunable absorptive bandpass filter [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019,67(6):2172-2180.
- [5] QIN W, SHU A. A novel absorption band-pass filter with compact structure and wide relative bandwidth [C]// Proceedings of 2014 International Conference on Electronic Packaging Technology. Chengdu: IEEE, 2014: 1270-1274.
- [6] 常钰敏,庄智强,戴永胜.一种基于 LTCC 的小型化吸收式带通滤波器的设计[J].功能材料与器件学报, 2019,25(1):19-25.
- [7] 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.
- [8] CHIEH J C S, ROWLAND J. Quasi-lumped element bridged-T absorptive bandstop filter [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26 (4):264-266.
- [9] PSYCHOGIOU D, GÓMEZ-GARCÍA R. Reflectionless adaptive RF filters: bandpass, bandstop, and cascade designs [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(11):4593-4605.
- [10] GÓMEZ-GARCIA R, MUÑOZ-FERRERAS J M, PSYCHOGIOU D. High-order input-reflectionless bandpass/bandstop filters and multiplexers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019,67(9):3683-3695.
- [11] GÓMEZ-GARCÍA R, YANG L, MUÑOZ-FERRERAS J M, et al. Quasi-reflectionless signal-interference wideband bandstop filters [C]//Proceedings of 2019 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization. Boston: IEEE, 2019:1-4.
- [12] ZHANG B, WU Y, LIU Y. Widebandsingle-ended and differential bandpass filters based on terminated coupled line structures [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(3):761-774.

作者简介:

杨梦洋 女,1997年生于河南巩义,硕士研究生,主要 研究方向为无反射滤波器的设计。

肖建康 男,1972 年生于陕西周至,博士,副教授、博士 生导师,主要研究方向为射频与无线技术。

李小芳 男,1997 年生于江西高安,博士研究生,主要 研究方向为无反射滤波器件的设计。