文章编号:1005-0523(2012)06-0006-05

枝节加载的高性能双模双频段滤波器

王 斌,官雪辉,王晓燕,袁 野,刘海文

(华东交通大学信息工程学院,江西南昌 330013)

摘要:随着通信产业的蓬勃发展,双频段无线通信系统对双频段滤波器的要求愈来愈高。实现滤波器的带宽和中心频率可 控且保持良好的阻带特性一直是难以解决的问题。该文提出了一种采用枝节加载双模开环谐振器设计的微带双模双频段 滤波器。该双模双频段滤波器是通过两个工作在不同频段的单频段双模滤波器并联而成的,因此滤波器两个频段的带宽和 中心频率是独立可控的。在滤波器的设计中,采用延长耦合馈线的方法实现了过耦合,进而达到了抑制寄生通带的效果。 最后,设计了一个工作在2.4/3.5 GHz的应用于无线通信领域的双频段带通滤波器,并对其进行了加工和测量。测量结果和 仿真结果的良好吻合验证了设计理论的合理性。

关键词:带通滤波器;带宽可控;枝节加载的谐振器;双模双频段;宽阻带

中图分类号:TN713.5 文献标志码:A

通信产业的蓬勃发展促使了双频段无线通信系统的产生,作为双频段无线通信系统的重要组成部件, 双频段滤波器的研究备受关注。目前,双频段无线通信系统对双频段滤波器的要求愈来愈高,实现双频段 滤波器的带宽和中心频率易控且保持良好的阻带特性一直是人们追求的目标。为此,国内外广大学者进 行了大量研究。通过级联开路枝节和短路枝节的方法实现的双频带通滤波器^[1-3]虽然实现了滤波器带宽的 独立控制,然而由于寄生通带的存在导致阻带特性不是很好。采用阶跃阻抗谐振器(SIR)设计的双频带通 滤波器^[4-6]虽然可以通过调节 SIR 的参数控制中心频率的特性,然而每个通带的带宽却是难以控制的。近 年来,枝节加载的开环谐振器已经被成功用于设计带宽和中心频率易控的双频带滤波器^[7-9],然而其阻带特 性方面仍有待改进。因此,如何在保持滤波器带宽和中心频率可控的前提下设计宽阻带的高性能双频段 阻带特性仍然是有待解决的问题。

1 枝节加载的双模开环谐振器和双模带通滤波器分析

如图 1(a)所示,本文所提出的枝节加载的双模开环谐振器是由一个半波长传输线谐振器和一个 T形 开路枝节组成。Y₁和 L₁分别代表半波长传输线谐振器的特性导纳和物理长度;Y₂,L₂和 Y₃,L₃分别代表 T形开路枝节中间部分和两端岔开部分的特性导纳和物理长度。开路枝节加载在半波长传输线谐振器的 中心位置,由于整个谐振器是关于对称轴TT²对称的,因此可以用奇偶模理论来分析它。

在奇模激励的情况下,对称面TT^{*}相当于理想的电壁,并且其可以视作为短路端,此时谐振器的等效电路如图1(b)所示。因此,奇模激励时的输入导纳(Y_{in odd})可以表示为

$$Y_{\text{in,odd}} = \frac{Y_1}{j \tan(\theta_1)} \tag{1}$$

式中: $\theta_1 = \beta L_1$ 为半波长传输线谐振器一半部分的电长度; β 为相常数;j为虚数。由谐振条件 $Y_{in,odd} = 0$ 可得奇模谐振频率(f_{odd})的计算公式为

收稿日期:2012-11-03

作者简介:王斌(1988-),男,硕士研究生,研究方向为微波电路和无线通信。

基金项目:2010年国家自然科学基金项目(61061001);2011年国家自然科学基金项目(61161005)。

$$f_{\rm odd} = \frac{(2n-1)c}{4L_1\sqrt{\varepsilon_{\rm eff}}} \tag{2}$$

7

其中: $n=1,2,3,\dots$; $c=3\times10^8$ m·s⁻¹,为真空中的光速; ε_{eff} 为微带线的有效介电常数。由公式(2)可知,奇 模谐振频率只由半波长谐振器的物理长度(L_1)决定,而与开路枝节无关,且通过调节 L_1 可以很轻易的调 整奇模谐振频率的位置。



图1 枝节加载双模开环谐振器的结构图和奇偶模等效电路

 Fig.1 Configuration and equivalent circuits of the proposed stub-loaded dual-mode open-loop resonator

 大田塔地長台長地工工具技巧工具技巧工具目台接触、工具技巧工具目台的推动、工具技巧工具性的。

在偶模激励的情况下,对称面TT^{*}相当于理想的磁壁,可以视作为开路端,此时谐振器相对应的偶模等 效电路如图1(c)所示。忽略谐振器折叠部分的不连续性,偶模激励时的输入导纳(Y_{in,even})可以表示为

$$Y_{\text{in, even}} = jY_1 \frac{2Y_2Y_3 \tan(\theta_3) + Y_2^2 \tan(\theta_2) + 2Y_1Y_2 \tan(\theta_1) - 4Y_1Y_3 \tan(\theta_1)\tan(\theta_2)}{2Y_1Y_2 - 4Y_3 \tan(\theta_2)\tan(\theta_3) - 2Y_2Y_3 \tan(\theta_3) - Y_2^2 \tan(\theta_1)\tan(\theta_2)}$$
(3)

式中: $\theta_2 = \beta L_2$ 和 $\theta_3 = \beta L_3$ 分别是加载的开路枝节的中间部分和岔开的两端部分的电长度。由谐振条件 $Y_{\text{in, even}} = 0$ 可得

$$2Y_{2}Y_{3}\tan(\theta_{3}) + Y_{2}^{2}\tan(\theta_{2}) + 2Y_{1}Y_{2}\tan(\theta_{1}) - 4Y_{1}Y_{3}\tan(\theta_{1})\tan(\theta_{2})\tan(\theta_{3}) = 0$$
(4)

对于Y₂=2Y₁=2Y₃的特殊情况,等式(4)可转化为

$$\tan(\theta_2 + \theta_3) = -\tan(\theta_1) \tag{5}$$

由等式(5)又可以得到

$$\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = n\pi \tag{6}$$

因此在 $Y_2 = 2Y_1 = 2Y_3$ 的情况下,偶模谐振频率(f_{even})可由下式计算得到

$$f_{\text{even}} = \frac{nc}{2(L_1 + L_2 + L_3)\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}$$
(7)

其中: n=1,2,3,...。由上式可知偶模谐振频率受半 波长传输线谐振器和开路枝节的共同影响,且通过调 整 L₁, L₂和 L₃可以很容易的调整偶模谐振频率的 大小。

图2给出了弱耦合情况下的枝节加载的双模谐振器在开路枝节 L₃取不同值时的仿真结果,图中的 S₂₁ 是滤波器的插入损耗。由图2可知,当开路枝节长度 L₃由4.0 mm 增加到4.3 mm时,偶模谐振频率将高于 奇模谐振频率,且偶模谐振频率和传输零点随着 L₃ 的增大显著降低,此时奇偶模之间的距离拉近;当 L₃ 由6.5 mm 增加到6.8 mm时,偶模谐振频率将低于奇



dual-mode resonator under weak coupling against L_3

模谐振频率,偶模谐振频率和传输零点随着L,的增大显著降低,此时奇偶模之间的距离被拉远。因此,当

半波长谐振器长度(L₁)保持不变时,调节开路枝节的长度(L₃)只对有影响,并且偶模谐振频率会随着L₃的增大而减小。且由于奇偶模信号的相互抵消作用,在偶模谐振频率附近产生一个传输零点,这个传输零点的位置会随着奇偶模位置的变化而变化。因此,通过调整枝节加载谐振器的尺寸参数可以控制传输零点的位置。

综上所述,通过控制调节加载开路枝节的尺寸参数可以很轻松地控制双模谐振器的奇偶模之间的距 离和传输零点的位置,进而达到控制双模滤波器带宽和通带选择性的目的。因此,采用此种谐振器设计的 双模带通滤波器的带宽、中心频率和频带选择性是比较容易控制的。

2 双模双频段滤波器设计和特性分析

图3给出了所设计的双模双频段滤波器的 结构图。图3中W1和W4分别代表两个枝节加 载谐振器半波长谐振器的宽度; W2, W, 和W5, W6分别代表枝节加载谐振器中心加载枝节的 宽度; L_n(n=1,2,...,6) 代表谐振器各部分的 物理长度; L₇, L₈和 W₇代表馈线的长度和宽 度; S1, S, 和 S3 分别代表馈线和两个谐振器之 间的间距。两个拥有不同谐振频率的加载箭头 形开路枝节的双模开环谐振器通过适当的设计 组合在一起,它们共用相同的输入输出馈线,并 在各自的谐振频率谐振形成了两个独立的单频 段双模带通滤波器。本文所设计的双频段带通 滤波器即是由这两个单频段双模带通滤波器并 联而成,因此通过改变各个单频段双模带通滤 波器的特性可以独立控制双频带滤波器各个通 带的特性。



图4给出了双频带通滤波器取不同 L_4 和 L_6 时的频率响应情况,图4中的 S_{11} 代表滤波器的回波损耗。 当 L_4 和 L_6 同时增大时,滤波器第二个通带中心频率以及传输零点 f_{z3} 第二个传输零点 (f_{z2}) 和第三个传输 零点 (f_{z3}) 同时向低频处偏移,而滤波器第一个通带的传输特性以及寄生通带和第二个传输零点 (f_{z1}) 的



位置和特性基本保持不变。因此,双频带滤波器两个通带的带宽和中心频率是独立可控的。在第一个通 带特性保持不变的前提下,传输零点 f₂₃的位置会随着第二个通带的位置同时高频处偏移。因此,在第一 条通带路径信号保持不变的前提下,传输零点 f₂₃的位置会随着第二条通带路径信号的变化而同步变化。 由此可知,传输零点 f₃是由滤波器两个主要通带路径信号的相互作用产生的。

为了改善滤波器的阻带特性,抑制较大谐振器的寄生通带对阻带特性的影响,我们引进了过耦合馈电,并研究了耦合馈线长度与谐波特性的关系。图5给出了工作于第一个频段的双模滤波器取不同 L_8 时的频率响应情况。由图可知,当 L_8 由10.5 mm增加到12 mm时,寄生谐振峰由-0.01 dB降到-20.06 dB,而基频谐振通带特性基本保持不变,因此耦合馈线的延长很好的抑制了滤波器寄生通带的产生。

3 滤波器测试和讨论

为了验证双频带通滤波器的设计理论,本文设计了一个能同时工作于无线局域网(WLAN)的2.4 GHz频 段和全球微波互联接入(WiMAX)的3.5 GHz频段的双频段带通滤波器。滤波器的带内波纹为0.043 2 dB,等 波纹相对带宽分别为4.2%和2.3%。设计时使用的介质的介电常数为4.5,厚度为0.8 mm。双频带通滤波器设

计的具体尺寸分别为 $W_1 = W_3 = W_4 = W_6 = W_7 = 0.7$ mm, $W_2 = W_5 = 0.7$ mm, $L_1 = 18$ mm, $L_2 = 12.8$ mm, $L_3 = 6.5$ mm, $L_4 = 12.45$ mm, $L_5 = 4.9$ mm, $L_6 = 7.05$ mm, $L_7 = 6$ mm, $L_8 = 12.2$ mm, $S_1 = S_3 = 0.4$ mm和 $S_2 = 0.5$ mm。

图 6 给出了滤波器的仿真和测量结果对比, 虚线和实线分别代表电磁仿真和电路加工测量的结果。忽略介电常数的不准确性和加工带来的误差, 仿真结果和测量结果吻合很好。电磁仿真结果在 2.4/3.5 GHz 的最小插入损耗为 0.47/0.72 dB, 带内最大回波损耗为 19.46/20.19 dB; 而电路加工测量的结果在 2.4/3.5 GHz 的最小插入损耗为 0.91/1.3 dB, 带内最大回波损耗为 20.53/20.1 dB, 并且得到了 3.7 GHz 到 6.2 GHz 的回波损耗损耗大于 20 dB 的宽阻带效果。





4 总结

提出了一种新型的采用枝节加载双模开环谐振器设计的双模双频段滤波器。该双模双频段滤波器是 由两个中心频率不同的枝节加载的单频段双模带通滤波器并联而成,由于单频段双模带通滤波器的本身 特性,双频段滤波器各个通带的带宽和中心频率是独立可控的且是易控的。在滤波器设计中实现了多个 传输零点,这些传输零点的存在有效的增强了滤波器各个通带的通带选择性以及通带之间的隔离度。在 滤波器设计中,输入/输出馈线耦合被延长实现了过耦合,这种方法很好地抑制了寄生通带的产生,拓宽了 滤波器的阻带。

参考文献:

- [1] DENG H W, ZHAO Y J, ZHANG L, et al. Dual-band BPF with DSIR and TSIR [J]. Electronics Letters, 2010, 46(17): 1205-1206.
- [2] LEE J, LIM Y S. Dual-band filter using dual-mode resonators [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2011, 53 (11):2515-2517.

- [3] CHEN F C, CHU Q X, TU Z H. Design of compact dual-dand bandpass filter using short stub loaded resonator [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2009, 51 (4):959-963.
- [4] SUN S, ZHU L. Compact dual-band microstrip bandpass filter without external feeds [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15 (10):644-646.
- [5] CHIOU Y C, WU C Y, KUO J T. New miniaturized dual-mode dual-band ring resonator bandpass filter with microwave C-sections [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010, 20(2):67-69.
- [6] CHENG M K, LAW C. A new approach to the realization of a dual-band microstrip filter with very wide upper stopband [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(6): 1461-1467.
- [7] ZHANG X Y, CHEN J X, XUE Q, et al. Dual-band filters using stub-loaded resonators [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17 (8):583-585.
- [8] MONDAL P, MANDAL M K. Design of dual-band bandpass filters using stub-loaded open-loop resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56 (1):150-155.
- [9] CHEN F C, CHU Q X, TU Z H. Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators [J]. Electronics Letters, 2008, 44 (12): 747-749.

Design of High-performance Dual-mode & Dual-band Bandpass Filter with Stub-loaded Resonators

Wang Bin, Guan Xuehui, Wang Xiaoyan, Yuan Ye, Liu Haiwen

(School of Information Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: With the vigorous development of the communication industry, the demand of the dual-band wireless communication system with the dual-band bandpass filter (BPF) has rising more and more. Designing a dual-band BPF with controllable bandwidths central frequencies and good stopband performance has always been a difficult problem. This paper proposes a microstrip dual-band BPF by using stub-loaded dual-mode resonators. Two different single band BPFs are connected in parallel to design the dual-band BPF, so the bandwidths and central frequencies of it can be controlled separately. And coupled feed lines have been extended to achieve over coupling, then the spurious passband can be suppressed. Finally, a 2.4/3.5GHz dual-band BPF applied in the field of wireless communication has been designed, fabricated and measured. Good agreement between simulation and measurement has validated the design theory.

Key words: bandpass filter; controllable bandwidth; stub-loaded resonator; dual-mode & dual-band; wide stopband