

基于对偶复合左右手单元小型化带阻滤波器设计

张 文, 逯 科

(空军工程大学防空反导学院, 陕西西安, 710051)

摘要 提出了基于对偶复合左右手(Double Composite Right/Left-Handed Cell, DCRLH)单元的小型化带阻滤波器设计方案。通过对 DCRLH 单元等效电路模型的理论分析证明该结构在平衡状态下左右手通带无法合并,具有天然的带阻特性。对 DCRLH 微带形式的结构参数进行了扫描分析,发现在准平衡状态下,阻带特性非常优良。基于上述研究结论,设计实现了带阻滤波器。该带阻滤波器性能优良,并且仅使用了一个 DCRLH 单元,尺寸紧凑。仿真测试结果证明了本文设计方法的正确性。

关键词 对偶复合左右手单元;小型化;参数扫描;带阻滤波器

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2012.06.006

中图分类号 TN821 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2012)06-0025-05

微带带阻滤波器由于具有质量轻,加工简单的优点而广泛用于滤除干扰和谐波。1/4 λ 并联开路枝节是传统的微带带阻滤波器设计方法,其阻带选择性差,而且尺寸较大。缺陷地结构提供了微带带阻滤波器设计的新方法;文献[1]提出了在传输线正下方蚀刻 U 型和 V 型缺陷地图案的微带带阻滤波器设计方案,但缺陷地存在后向辐射和金属屏蔽盒安装困难等突出问题;利用信号对消技术(Signal Interference Technique, SIT)获得高性能带阻特性的方案也引起了关注,但在此类带阻滤波器中,需要引入电长度为 270°或 360°的支路,即使采用曲折布线,尺寸问题也很突出^[2];也有方案利用 3 个并联开路枝节提供 3 个靠近通带边沿的传输零点,从而实现高选择性、宽阻带的带阻滤波器,但上述电路的尺寸仍然比较大,尤其是横向宽度^[3]。对于复合左右手(Composite Right/Left-Handed, CRLH)单元,其左右手通带在平衡状态下可以合并,形成宽带通带^[4~7]。而对于 DCRLH 结构,其左右通带在平衡状态下完全无法合并,表现出天然阻带特性,本文提出了基于 DCRLH 单元的带阻滤波方案。

1 DCRLH 特性等效电路分析

首先应用周期性传输线模型来分析如图 1 所示的 DCRLH 单元等效电路^[8]。

电路中串联阻抗和并联导纳可以表示为:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_R} + j\omega C_L} = \frac{j\omega L_R}{1 - \omega^2 L_R C_L} = \frac{j\omega L_R}{1 - (\omega/\omega_{sc})^2}, \quad \omega_{sc} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (1)$$

$$Y = \frac{1}{j\omega L_L + \frac{1}{j\omega C_R}} = \frac{j\omega C_R}{1 - \omega^2 L_L C_R} = \frac{j\omega C_R}{1 - (\omega/\omega_{sh})^2}, \quad \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (2)$$

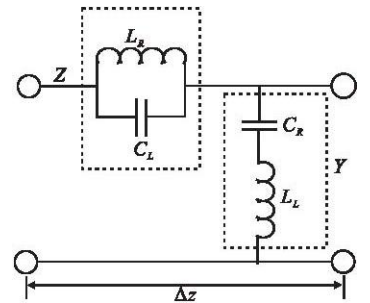


图 1 DCRLH 单元等效电路
Fig. 1 Circuit model of DCRLH

收稿日期:2012-09-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61102109)

作者简介:张文(1964-),男,山西大同人,副教授,主要从事雷达信号与信息处理研究。

E-mail:ZW13509189603@163.com

将上述两式根据无限多单元周期性传输线模型推导得到的关于传输线输入阻抗的一般性公式,推导结果如下:

$$Z_{in} = \frac{j\omega L_R}{2[1-(\omega/\omega_{se})^2]} \left[1 \pm \sqrt{1 + \frac{4}{\frac{j\omega L_R j\omega C_R}{[1-(\omega/\omega_{se})^2][1-(\omega/\omega_{sh})^2]}}} \right] = \frac{j\omega L_R}{2[1-(\omega/\omega_{se})^2]} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4[1-(\omega/\omega_{se})^2][1-(\omega/\omega_{sh})^2]}{(\omega/\omega_R)^2}} \right], \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (3)$$

通过求解方程式 $4/YZ = -1$, 得到截止频率的表达式, 方程可以化解成如下形式:

$$\omega^4 - \omega^2 \left[\omega_{se}^2 \omega_{sh}^2 \left(\omega_{se}^2 + \omega_{sh}^2 + \frac{1}{4\omega_R^2} \right) \right] + \omega_{se}^2 \omega_{sh}^2 = 0 \quad (4)$$

令 $\omega_0 = \sqrt{\omega_{se} \omega_{sh}} \frac{1}{\omega_{se}^2} + \frac{1}{\omega_{sh}^2} = \kappa$, 将式(4)化简为:

$$\omega^4 - \omega^2 \left[\kappa + 1/(2\omega_R)^2 \right]^2 \omega_0^4 + \omega_0^4 = 0 \quad (5)$$

求解该 4 次方程, 得出相应的截止频率表达式, 把求解得到的较小频率命名为 ω_{cR} , 较大频率命名为 ω_{cL} , 具体如式(6)~(7)所示:

$$\omega_{cR} = \omega_0 \sqrt{\frac{[\kappa + 1/(2\omega_R)^2] \omega_0^2 - \sqrt{[\kappa + 1/(2\omega_R)^2]^2 \omega_0^4 - 4}}{2}} \quad (6)$$

$$\omega_{cL} = \omega_0 \sqrt{\frac{[\kappa + 1/(2\omega_R)^2] \omega_0^2 + \sqrt{[\kappa + 1/(2\omega_R)^2]^2 \omega_0^4 - 4}}{2}} \quad (7)$$

在平衡条件下: $\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$, 可以得出如下关系:

$$\omega_R^2 \omega_L^2 = \frac{1}{L_R L_L C_R C_L} = \omega_{se}^2 \omega_{sh}^2 = \omega_0^4, \quad \kappa = \frac{2}{\omega_0^2}, \quad \omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (8)$$

将上述关系代入式(6)~(7)中, 得到如下化简形式:

$$\omega_{cL/R} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{8\omega_R} \pm \sqrt{\frac{\omega_L}{4\omega_R} \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{16\omega_R}}}} \quad (9)$$

从式(9)可知, 在平衡条件下, ω_{cR} 和 ω_{cL} 不相等, 从而可以得出: 右手通带和左手通带之间的阻带是无法消去的, 适合设计带阻结构, 这与 CRLH 完全不同。

2 DCRLH 特性证明及结构参数影响分析

在微波器件研究中, 等效电路可以对工作原理进行直观描述, 并且易于用标准电路网络进行理论分析, 能够提供对器件性质的初步认识。但是等效电路模型无法描述诸如器件内部电磁耦合影响及辐射损耗等细节, 并且电路模型只是实际器件的抽象。电路尺寸的确定, 板材选择等问题也无法在该阶段得到有效解决。所以, 对器件模型进行全波仿真是微波器件设计不可缺少的环节。本文采用如图 2 所示结构实现 DCRLH 单元, 上述结构中交趾结构用来实现图 1 中串联的并联单元中的电容 C_L , 与交趾结构平行的窄微带线用来实现上述并联单元中的电感 L_R , 而并联的窄微带线对应实现并联的串联 L_C 单元中的 L_L , 并联矩形贴片则对应实现上述串联 L_C 单元中的 C_R 。图 2 给出了单并联和双并联 2 种实现形式, 由于 2 种形式本质工作原理相同, 并且对比研究表明上述差异导致的性能差异不是很大, 所以单、双并联形式在本文不作为性能调整手段。该结构在近年来已有了初步研究, 但是上述工作只是研究了级联结构的特定状态, 并对其带阻特性进

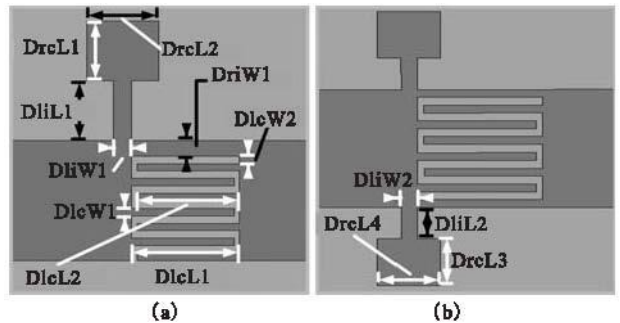


图 2 DCRLH 单元结构

Fig. 2 Structure of DCRLH cell

行了初步地应用,用途有限,若设计有尺寸要求的实用器件,其大尺寸缺陷就暴露无遗^[9]。相比之下,DCRLH 单元优势更加明显,但需要对其结构参数影响有更加系统的认识。简单起见,研究中保持 $DlcW2=DlcW1, DrcL1=DrcL2$ 。

首先对 DCRLH 单元左右手特性进行证明,参数如下: $L1=5\text{ mm}, DliL1=4\text{ mm}, DliW1=1\text{ mm}, DriW1=0.3\text{ mm}, DlcL1=4.2\text{ mm}, DlcL2=DlcL1-0.2\text{ mm}$ 。将由 HFSS 计算得到的 S 参数导入电路仿真软件 Serenade,利用图 1 所示等效电路进行优化拟合得出的电路元件参数值为: $L_R=0.514\text{ nH}, C_R=1.26\text{ pF}, L_L=3.24\text{ nH}, C_L=0.61\text{ pF}$,电路拟合结果与全波仿真结果比较如图 3 所示。由图 3 可知,全波仿真结果与电路拟合结果符合较好,其中特征频率 $f_{sc}=3.75\text{ GHz}, f_{sh}=5.90\text{ GHz}$ 可以通过 S 参数曲线直接获得。将拟合后电路元件值代入式(5)~(6),计算得到: $f_{cr}=3.61\text{ GHz}, f_{cl}=6.18\text{ GHz}$,上述结果可以非常好地描述相应特性,证明了理论分析的正确性。接下来,基于全波仿真结果用文献[10]提出的方法进行相移常数提取,同时将提取电路模型中的相移常数,2 种方法获得的结果如图 4 所示。

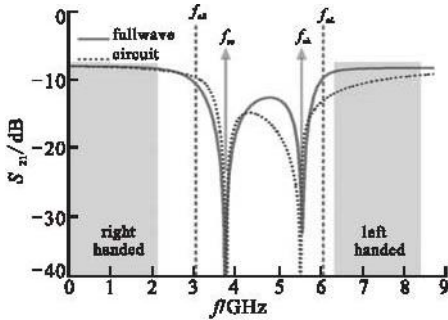


图 3 DCRLH 全波、等效电路仿真结果

Fig. 3 Results of fullwave simulation and circuit model simulation

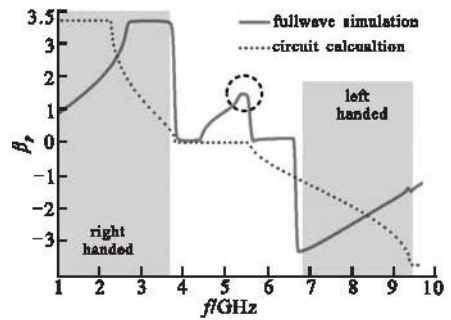


图 4 相移常数提取结果

Fig. 4 Phase-shift constant of the DCRLH

通过观察相应频段相移常数的正负特性,可以证明上述结构在低频段的右手通带特性(相移常数为正)和高频段的左手通带特性(相移常数为负)。用上述 2 种方法得到的相移常数结果存在一些差异,但不影响对对偶复合左右手传输线特性的证明。其中全波仿真提取的相移常数在 3.7~5.9 GHz 频带内不为零,而根据等效电路模型计算出来的相移常数在上述频带内等于零。主要原因在于全波仿真的是非平衡 DCRLH 单元($f_{sc} \neq f_{sh}$),传输零点之间的插入损耗较小,约在 -5 dB 左右,带阻特性不是非常明显,所以在基于全波仿真数据的提取过程中,该频段内对应的相移常数不为零,这个问题是由全波仿真的是 DCRLH 单元结构而非级联结构导致的,通过级联多单元,带阻特性会得到加强。通过系统参数扫描分析,证明交趾结构间隙的长度 $DlcL1$ 对性能影响较为明显,结果如图 5 所示。模型参数取如下值: $DrcL1=5\text{ mm}, DliL1=4\text{ mm}, DliW1=1\text{ mm}, DriW1=0.3\text{ mm}, DlcL2=DlcL1-0.2\text{ mm}$ 。

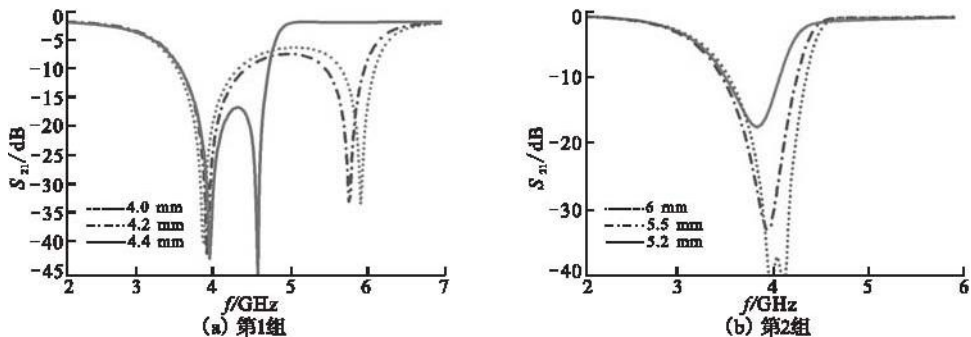


图 5 $DlcL1$ 变化对 S_{21} 特性影响

Fig. 5 S_{21} versus different $DlcL1$

如图 5(a)所示,在第 1 组中,随着 $DlcL1$ 增大,高频传输零点下移,低频传输零点几乎不变,阻带带宽变窄,带内插入损耗增大,阻带特性明显。第 2 组采用比第 1 组大的值,由图 5(b)可知,在 $DlcL1=5.2\text{ mm}$ 时,

2个传输零点靠近程度很大,同时也是3个扫描状态中阻带抑制度最好的。为表述方便,称这种状态为“准平衡状态”。在 $DlcL1=5.5\text{ mm}$ 时,2个传输零点合成为1个,可以认为DCRLH单元达到平衡状态,其阻带抑制度比准平衡态略差。在 $DlcL1=6.0\text{ mm}$ 时,仍然只有1个传输零点,但阻带抑制度明显变差,为方便表述,称该状态为“过平衡状态”。综合上述,在实际利用带阻特性的设计中,准平衡状态比严格意义上的平衡态更加适用。

3 基于DCRLH带阻滤波器设计与测试

根据上述研究结果,可以高效设计带阻滤波器。本节设计阻带对应 $4\ 200\sim 5\ 000\text{ MHz}$ 范围的带阻滤波器,仅采用一个准平衡状态DCRLH单元实现,从而获得紧凑的尺寸。 $4\ 200\sim 4\ 400\text{ MHz}$ 频带主要用于航空无线电导航业务, $4\ 400\sim 5\ 000\text{ MHz}$ 则主要用于部分固定无线电通信业务及射电天文业务,上述频带使用频繁,在微波系统设计时应避开。在仿真阶段,利用近似平衡状态获得较好的阻带抑制度和略宽于设计要求的阻带带宽,其模型参数如下: $DrcL1=4\text{ mm}$, $DliL1=4.0\text{ mm}$, $DliW1=1.0\text{ mm}$, $DlcW1=0.3\text{ mm}$, $DriW1=1.0\text{ mm}$, $DlcL1=5.2\text{ mm}$, $DlcL2=5.0\text{ mm}$ 。对该模型进行了加工测试,结果如图6所示,加工模型照片如图7所示。

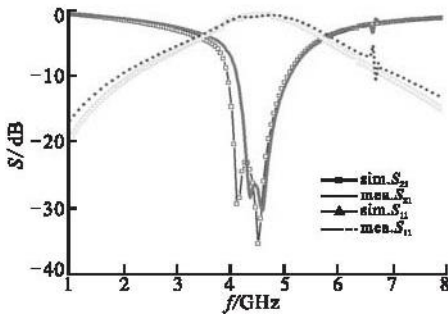


图6 带阻滤波器仿真和测试结果

Fig. 6 The simulated and measured S parameters

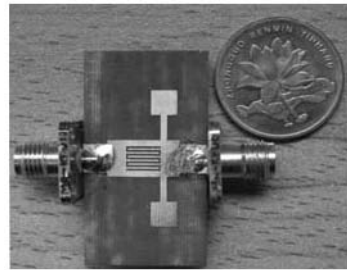


图7 带阻滤波器加工照片

Fig. 7 Photo of the filter

由图6可知,测试结果的阻带下边沿和对应的仿真结果稍有偏差,上边沿吻合良好,滤波器在 $4\ 190\sim 5\ 100\text{ MHz}$ 的频率范围内带阻特性良好。由于仿真设计阶段留有一定设计冗余度,加工器件的特性基本满足要求, 4.2 GHz 对应 S_{21} 约为 -12.4 dB , 5 GHz 对应 S_{21} 约为 -12.7 dB ,阻带抑制度达到 -30 dB 。由于仅用一个DCRLH单元,获得了非常紧凑的尺寸,该滤波器有效面积(不计输入输出馈线)为 $11.2\text{ mm}\times 21.9\text{ mm}$ 。

4 结语

DCRLH是近年来提出的新型超材料单元,是复合左右手单元的对偶形式。本文通过对其等效电路的理论分析,证明该结构具有带阻特性。并且通过对其微带实现形式进行参数扫描,对相关设计规律有了系统认识。最后利用准平衡状态的单元设计了特性优良的带阻滤波器。由于使用了一个单元,该滤波器的结构非常紧凑,在手持无线电设备中具有广阔的应用前景。

参考文献(References):

- [1] Duk Jae Woo T K L, Jae Wook Lee. Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with Improved q factor [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2006, 54(6): 2840-2847.
- [2] Mandal M K. Design of sharp-rejection compact wideband, bandstop filters [J]. IET microwaves antennas & propagation, 2008, 2(4): 389-393.

- [3] Vamsi Krishna Velidi, Subrata Sanyal A B G. Sharp-rejection ultra-wide bandstop filters [J]. IEEE microwave and wireless component letters, 2009, 19(8): 503-505.
- [4] Caloz C. Transmission line approach of Left-Handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2004, 52(5): 1159-1166.
- [5] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh. A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2004, 52(3): 980-992.
- [6] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, A novel conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics [J]. IEEE microwave and wireless component letters, 2004, 14(1): 31-33.
- [7] Caloz C, Itoh T. Novel microwave devices and structures based on the transmission line approach of meta-materials [C]// IEEE MTT-S Int Symp. Philadelphia, PA; IEEE press, 2003: 195-198.
- [8] Caloz C. Electromagnetic metamaterials; transmission line theory and microwave application [M]. New York: Wiley blackwell, 2005.
- [9] Changjun Liu W M. A microstrip diplexer from metamaterial transmission lines [C]// IMS. Boston; IMS press, 2009: 65-68.
- [10] Ozgur Isik K P E. Backward wave microstrip lines with complementary spiral resonators [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2008, 56(10): 3173-3178.

(编辑:田新华)

Design of Miniaturized Band-stop Filter Based on Dual Composite Right/left-handed Cell

ZHANG Wen, LU Ke

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: In this article, a miniaturized band-stop filter based on the dual composite right/left-handed (DCRLH) cell is proposed. Through the theoretical analysis of the equivalent circuit model of DCRLH, it is demonstrated that the right and left-handed pass-bands of DCRLH cannot be integrated even in the balanced condition and thus DCRLH cell exhibits inherently band-stop property. Through parametric scanning analysis, it is found that the band-stop property is quite excellent in the quasi-balanced condition. Based on the above results of the investigation, a band-stop filter is designed and fabricated further. The performance of the proposed band-stop filter is rather satisfactory. Simultaneously, its effective area is quite compact, because only one DCRLH cell is utilized. Both the simulated and measured results verify that the proposed design method is effective.

Key words: dual composite right/left-handed cell; miniaturization; parametric scanning analysis; band-stop filter