

一种基于分形结构的复合左右手传输线及其在小型化功分器中应用*

许河秀^{1)†} 王光明¹⁾ 梁建刚¹⁾ 彭清²⁾

1) (空军工程大学导弹学院, 三原 713800)

2) (南昌大学, 南昌 330013)

(2011年3月13日收到; 2011年5月28日收到修改稿)

首先提出了一种基于互补开口单环谐振器对 (CSSRRP) 的新型谐振式复合左右手传输线 (CRLH TL) 和其等效电路模型. 采用 Bloch 理论对等效电路进行了深入研究, 推导了 CRLH TL 工作于平衡态的计算公式. 通过等效电磁参数提取, 证明了该结构的负折射率与后向波传输特性. 其次在 CSSRRP 中引入 Koch 分形结构, 设计了工作于 WiMAX 波段的电小平衡零相移传输线. 最后基于设计的零相移传输线制作了一分四串联功分器. 对其进行测试, 测试结果与仿真结果完全符合, 从而验证了设计方法的正确性. 与传统蜿蜒蛇形一分四功分器相比, 本文提出的功分器带宽有效展宽 56% 且尺寸缩减了 42%. 基于分形 CSSRRP 的左手传输线必将在小型化无线通信系统中得到广泛应用.

关键词: 互补开口单环谐振器对, 复合左右手传输线, 电小, 等效电磁参数

PACS: 41.20.Jb, 41.20.-q

1 引言

1968 年, Veselago 从理论上研究了 ϵ 和 μ 同时为负电磁媒质存在的可能性并预言了其一系列的超常规电磁特性^[1]. 但是他开拓性的工作在很长一段时间里并没有得到科学界的高度重视. 直到 Smith 在 Pendry 等人工作的基础上采用周期性排列的细导线和开口环谐振器 (split ring resonators, SRRs) 在微波频段实现了左手媒质 (left-handed medium, LHM) 并验证了其负折射之后^[2], 左手材料的研究才进入了实质性阶段. 但上述左手块状媒质存在结构复杂, 体积大, 带宽窄, 损耗高以及需要特定极化方向激励等问题使其离实际应用还有很长一段距离.

基于这种情况, Caloz^[3], Eleftheriades^[4] 和 Oliner^[5] 等基于 L-C 等效电路模型同时提出了左手传输线 (left-handed transmission line, LH TL) 的概念. 由于实际中左手传输线不可避免地存在右手寄生效应因而又更名为复合左右手传输线 (composite right/left handed transmission line, CRLH TL). 徐善驾等通过交指电容最外两侧通孔接地提出了

基于文献 [3] 的改进结构^[6], 新结构有效减小了电路参数的不连续性并展宽了带宽. 随后 Caloz 通过在串联支路引入并联的电感、电容而在并联支路引入串联的电感、电容提出了对偶 CRLH TL^[7], 使得 CRLH TL 由传统的低频左手通带、高频右手通带变成了低频右手通带、高频左手通带. Mao 等基于共面波导构造了宽带 CRLH TL^[8].

在谐振式传输线方面, Falcone 等提出了互补开口环谐振器 (complementary split ring resonators, CSRRs)^[9]. 发现刻蚀在地板上的 CSRRs 具有负介电常数效应, 与微带板上提供负磁导率的缝隙电容结合可以合成具有奇异传输特性的谐振式 CRLH TL. 虽然基于分形 CSRRs 的 CRLH TL 能有效减小单元的尺寸^[10], 但因插入损耗太大离工程应用还有很大差距. 我们通过加入阶梯阻抗线, 采用新分形结构并优化其参数有效降低了 CRLH TL 的损耗^[11-13]. 在左手传输线的其他方面, 基于 DGS 与 SRRs 的双频^[14] 和小型化^[15] 左手介质微带线具有尺寸小、便于加工等优点, 但双层 SRRs 和双层介质使得整个设计变得较为复杂. 基于互补 Ω 形的负折射率传输线^[16] 由于腐蚀了多个 Ω 单元, 因

* 国家自然科学基金 (批准号: 60971118, 50632030) 资助的课题.

† E-mail: hxxu20008@yahoo.cn

此其插损也受到不同程度的恶化. 基于互补螺旋谐振器的后向波传输微带线损耗小但带宽较窄^[17].

虽然基于传输线结构的左手媒质层出不穷, 但它们大多是基于上述几种经典结构的改进, 真正具有代表性并应用于工程实践的并不多. 本文首先提出了一种基于互补开口单环谐振器对 (complementary single split ring resonator pair, CSSRRP) 的单层 CRLH TL 和其等效电路. 采用 Bloch 理论和等效电磁参数的方法对其左手传输特性进行了深入研究. 新左手单元具有尺寸小、损耗低, 左手与右手通带易调整, 带外选择性好等诸多优点. 其次, 设计了基于分形 CSSRRP 的零相移平衡 CRLH TL 并制作了一分四串联功分器.

2 CRLH TL 理论与设计

2.1 结构与等效电路

并联分布电感和串联分布电容是形成异向介质左手通带的必要条件, 其产生方式越简单、直接, 通带内的插入损耗就越低, 体积也越小^[18], 传输线也不例外. 依据这个思路, 本文提出的微带结构的 CRLH TL 如图 1(a) 所示, 在介电常数为 2.65, 厚度为 0.8mm 的聚四氟乙烯玻璃布板正中央, 有一条边长为 w 的微带线, 微带线中间有一个宽 c 的开口缝隙用于提供电场激励, 缝隙正下方的地板上刻蚀了 CSSRRP, 它由开口相对放置的两个完全相同的互补开口单环谐振器 (complementary single split ring resonator, CSSRR) (见图 1(b)) 组成. 与 CSSRR 相比, CSSRRP 结构的环开口位置明显发生了 90° 变化. 在图 1(c) 所示的等效电路中, L_s 表示微带线电感, C_g 等效为缝隙电容, C 即包含微带线电容又包括上层微带线与 CSSRRP 的边缘电容效应. 而 L_p , C_p , C_k 组成的并联对地谐振回路则用来等效 CSSRRP 受垂直电场激发时产生的电响应. 注意

基于 CSSRR 的 CRLH TL 等效电路是图 1(c) 所示电路模型的一个特例, 只须令 $C_k=0$.

由于 CRLH TL 单元的尺寸相对于中心工作频率的波导波长 λ_g 很小 (小于 $0.09\lambda_g$), 因此可以通过 Bloch 理论^[19] 对其进行分析. 由等效电路出发, 计算串联支路和并联支路的阻抗为

$$Z_s(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 L_s C_g}{j\omega C_g}, \quad (1a)$$

$$Z_p(j\omega) = \frac{(1 - \omega^2 L_p C_k)}{j\omega(C_p + C_k) - j\omega^3 L_p C_p C_k} + \frac{1}{j\omega C}. \quad (1b)$$

由此可计算并联支路的导纳

$$Y_p(j\omega) = 1/Z_p(j\omega) = \frac{j\omega C[C_p + C_k - \omega^2 L_p C_p C_k]}{C_p + C_k + C - \omega^2 L_p C_k(C_p + C)}, \quad (2)$$

CRLH TL 单元的相移和 Bloch 特性阻抗由下式决定:

$$\cos \varphi = \cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_s(j\omega)}{Z_p(j\omega)}, \quad (3)$$

$$Z_\beta = \sqrt{Z_s(j\omega)[Z_s(j\omega) + 2Z_p(j\omega)]}. \quad (4)$$

当传播常数 β 和特性阻抗 Z_β 均为实数时, 电磁波才可以传输. 当串联支路谐振时即 (1a) 式等于零, 算得 CRLH TL 右手通带的下限频率为

$$f_{RH}^L = 1 / 2\pi \sqrt{L_s C_g}, \quad (5)$$

当并联支路谐振时即 (1b) 式等于零或令 (2) 式等于无穷大, 计算得左手通带下边带带外传输零点频率

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_p + C_k + C}{L_p C_k(C_p + C)}}. \quad (6)$$

当 CSSRRP 谐振时, 并联支路阻抗无穷大即 (2) 式等于零, 得到左手通带的上限频率计算公式为

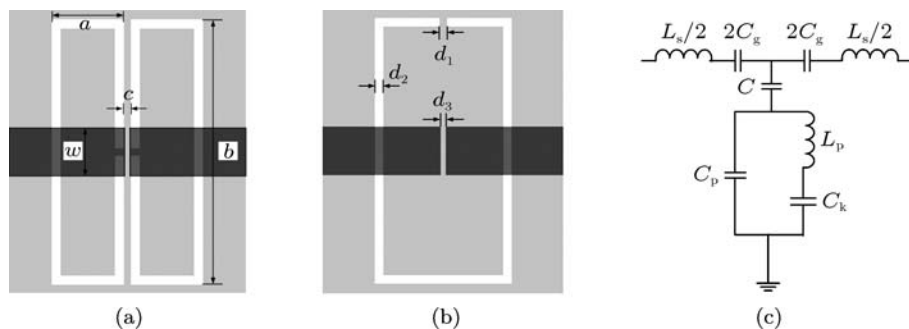


图 1 基于 (a) CSSRRP 和 (b) CSSRR 加载的 CRLH TL 结构示意图与 (c) 等效电路模型

$$f_{\text{LH}}^{\text{H}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_{\text{p}} + C_{\text{k}}}{L_{\text{p}} C_{\text{k}} C_{\text{p}}}}. \quad (7)$$

为使 CRLH TL 工作于平衡态, 也即是左手通带与右手通带无缝过渡, 必须满足 $f_{\text{RH}}^{\text{L}} = f_{\text{LH}}^{\text{H}}$. 而令 (4) 式等于零, 可以计算左手通带的下限频率 f_{LH}^{L} 和右手通带的上限频率 f_{RH}^{H} 从而最终确定带宽, 由于公式较繁琐, 这里不再给出详细的定量计算公式, 可以借助计算机仿真绘图分析 (见图 3、图 7).

2.2 电磁特性与电路参数提取

为验证上述等效电路和分析方法的正确性, 采用平面电磁仿真软件 Ansoft Designer 对任意给定的一组物理结构参数的 CRLH TL 进行电磁分析. 其物理结构参数为: CSSRR 的宽度 $a = 2.4$ mm, 长度 $b = 9.6$ mm, CSSRR 之间的间隔 $c = 0.3$ mm, 槽开口宽度 $d_1 = 0.3$ mm, 槽宽 $d_2 = 0.3$ mm, 缝隙宽度 $d_3 = 0.2$ mm 以及微带线宽度 $w = 1.8$ mm. 在电路仿真软件 Ansoft Serenade 建立图 1(c) 所示的电路模型并进行仿真, 将得到的 S 参数与电磁仿真得到的 S 参数进行比对优化, 提取得到电路模型中各集总元件的参数值为 $L_{\text{S}} = 17.1$ nH, $L_{\text{p}} = 2.97$ nH, $C_{\text{g}} = 0.067$ pF, $C = 363.6$ pF, $C_{\text{p}} = 1.03$ pF, $C_{\text{k}} = 1.06$ pF. 图 2 给出了电磁与电路仿真 S 参数幅度变化曲线. 由图可知电磁与电路仿真曲线符合得很好, 说明了等效电路模型的正确性. 同时该单元显然工作于非平衡态, 左手通带 (已通过 2.3 节电磁参数验证) 与右手通带之间明显存在一个阻带. 且在左手通带上限附近明显有一个传输零点. 同时与基于 CSRRs 加载的传统 CRLH TL 相比, 新单元在右手通带边缘形成了一个新的传输零点, 这使得整个单元的高频选择性和带外抑制深度得到了明显改善. 由于该传输零点是由新结构的右手周期特性引起故没有在电路模型中进行等效.

将提取得到的电路参数代入 (1), (2), (4) 式得到了串联支路阻抗、并联支路导纳、Bloch 阻抗随频率的变化曲线如图 3 所示. 虚线 (Y_{p}) 显示在 2.83 GHz 时并联导纳为无穷大, 对应于左手通带带外传输零点, 这与图 2 显示的传输零点 2.82 GHz 相当近似, 且在 4.03 GHz 时导纳为零, 对应于左手通带的上限频率. 虚线 (Z_{s}) 显示在 4.71 GHz 时串联阻抗为零, 即右手通带的下限频率. 实线显示在 3.61—4.03 GHz 和大于 4.71 GHz 的两个频段内 Bloch 阻抗不为零且为实数, 即左手通带和右手通带, 而在 4.03—4.71 GHz 内 Bloch 阻抗实部为零而虚部值很大为阻带. 总之, 图 2 与图 3 的结果表

明基于等效电路的 Bloch 理论分析与电磁、电路仿真结果完全符合.

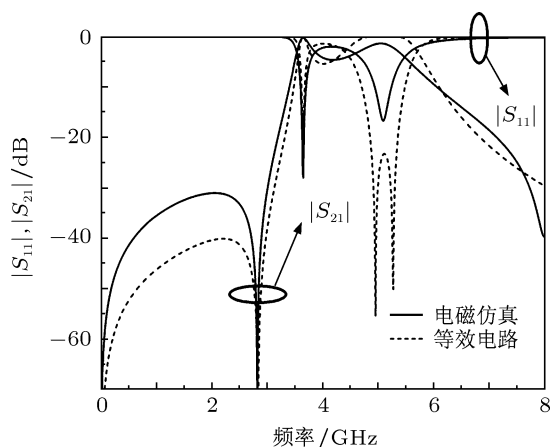


图2 基于电磁与电路仿真得到的 S 参数幅度变化曲线

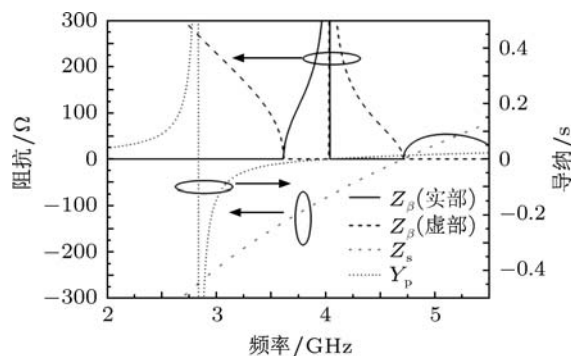


图3 基于等效电路分析得到的 Bloch 特性阻抗、串联支路阻抗、并联支路导纳随频率的变化曲线

2.3 等效电磁参数提取

将自由空间传输问题转换为空间填充微带线的传输问题并采用 Chen 等提出的 Taylor 级数展开的方法正确选择折射率实部分支^[20] 以提高鲁棒性, 构建了平面微带线参数提取的改进算法. 利用该方法从上述电磁仿真 S 参数中提取了 CRLH TL 单元的有效介电常数、磁导率、传播常数和折射率如图 4 所示. 不难发现 CSSRRP 在 3.6 GHz 附近发生电谐振, 在谐振频率附近出现了负介电常数, 而有效磁导率在整个观察频段内都为负, 因此双负频段完全取决于负介电常数所在的频段 (3.56—3.94 GHz). 同时该频段内有效介电常数和有效磁导率的虚部近似为零.

由图 4(b) 可以看出, 负折射率与负传播常数所在的频段 (2.74—3.94 GHz) 完全符合. 需要说明的是 CRLH TL 单元在 2.74—3.56 GHz 内折射率的虚部值很大, 原因是该频段有效介电常数的虚部值很大. 虚部值越大就意味着电磁损耗就越大, 从而抑

制了电磁波的传输. 而只有在 3.56—3.94 GHz 之间, 折射率虚部值近似为零, 电磁波才可以无耗传输. 这与电磁仿真得到传输特性完全符合. 图 4 的结果

有效验证了 CRLH TL 单元的负折射率与后向波传输特性.

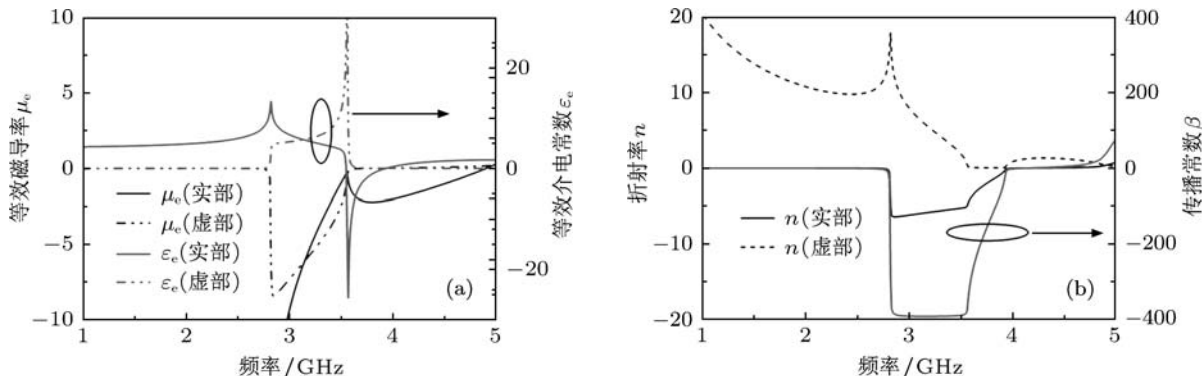


图 4 CRLH TL 单元的 (a) 有效介电常数和磁导率, (b) 传播常数和折射率

3 串联一分四功分器设计

3.1 70.7 Ω 宽带零相移传输线

为设计宽带零相移传输线, 必须使 CRLH TL 单元工作于平衡态. 由 2.2 节的分析可知, 调整电路参数可以使 f_{RH}^L 变小, f_{LH}^H 变大, 最终两者在某个频点处重合实现两通带的无缝过渡. 同时为在 WiMAX 波段的中心频率 3.5 GHz 处实现单元的零相移, β 必须等于零. 另外加上特性阻抗等于 70.7 Ω 可以得到三个方程, 不可能唯一确定六个集总元件的参数值. 这无疑给零相移 CRLH TL 设计带来了很大的自由度和便利. 设计过程中, 事先选择 CSSRRP 的大小和尺寸使其工作频率大致落在 WiMAX 波段内, 这样就决定了 CSSRRP 的三个电路参数, 然后依据三个方程决定另外三个参数. 再根据确定的三个参数确定上层微带线和阶梯阻抗线的尺寸以实现最佳阻抗匹配和相位关系, 最后对整个结构进行优化微调即可.

沿着这个思路, 研究 CSSRRP 主要几何结构参数 (a , b 以及 c) 变化对其工作频率及传输特性的影响显得尤为重要. 研究发现当 $2a \leq b$ 时, 随着 a 的增大, 左手通带与右手通带均向低频方向移动, 且两通带之间的阻带内反射损耗, 插入损耗逐渐减小直至 $2a \approx b$ 时阻带消失, CRLH TL 工作于准平衡态. 同样条件下, 随着 b 的减小, 左手通带与右手通带均向高频方向移动, 且阻带内的反射损耗, 插入损耗逐渐减小直至 $b \approx 2a$ 时形成通带. 由此可知, 设计该结构的平衡 CRLH TL 的关键在于使 CSSRRP 两条边的长度近似相等. c 值对频段的影响较 a , b 的影响要小, 但对传输特性影响较大.

当 c 值很小逐渐增大时, CRLH TL 单元左手通带向高频方向移动而右手通带向低频方向移动且幅度较小, 两通带逐渐靠拢, 当达到某一零界值时, 单元阻带消失并工作于平衡态, c 值再增大时, CSSRRP 作用减弱, 通带内插损变大. 因此为降低损耗 c 值不宜很大.

由上可知单元工作平衡态时要求 a 值较大, 这势必会增加单元在传播方向的尺寸, 不利于电小单元的设计. 而分形技术将是一个不错的选择. Koch 曲线引入 CSSRRP 使得 CRLH TL 在同等尺寸的情况下延长了地板电流路径, 从而降低了单元的谐振频率. 实验结果表明, 在其他物理结构相同的情况下, 分形 CSSRRP 使得 CRLH TL 的中心频率由不分形时的 5.01 GHz 降低为 3.5 GHz, 频率缩减比例达 30.2%. 最终设计的工作于 WiMAX 波段的零相移 CRLH TL 单元如图 5 所示. 其结构物理参数为 $a=4\text{mm}$, $b=7.2\text{mm}$, $c=0.1\text{mm}$, $d_1=d_2=0.3\text{mm}$, $d_3=0.4\text{mm}$, 低阻抗线的高度 6.5 mm, 宽度 0.6 mm 以及微带线宽度 $w=0.5\text{mm}$. Koch 分形曲线的迭代因子为 1/3.

图 6 给出了零相移 CRLH TL 单元的电磁仿真与电路仿真 S 参数包括幅度响应和传输相位响应. 由图可知在整个观察频段范围内 CRLH TL 的电磁与电路仿真结果完全吻合, 再一次证明了等效电路的正确性, 同时在 3.17—4.13 GHz 内回波损耗优于 10 dB, 整个通带内没有出现阻带表明单元工作于平衡态且 3.5 GHz 时单元传输相位为零度. 提取得到的电路集总参数值分别为 $L_S = 16.37\text{ nH}$, $L_P = 2.14\text{ nH}$, $C_g = 0.125\text{ pF}$, $C' = 159.4\text{ pF}$, $C_p = 2.22\text{ pF}$, $C_k = 1.68\text{ pF}$. 图 7 绘制了基于该电

路参数的 Bloch 特性阻抗、串联支路阻抗、并联支路导纳随频率的变化曲线. 黑色曲线显示在 3.11—4.22 GHz 范围内 Bloch 阻抗实部大于零且虚部为零, 即传输通带. 虚线 (Z_s) 与虚线 (Y_p) 在 x 轴的交点为左手通带与右手通带实现无缝过渡的平衡点. 从图 7 还可以看出 2.66 GHz 时并联导纳为无穷大即带外传输零点, 与电磁仿真得到 2.67 GHz 非常近似.

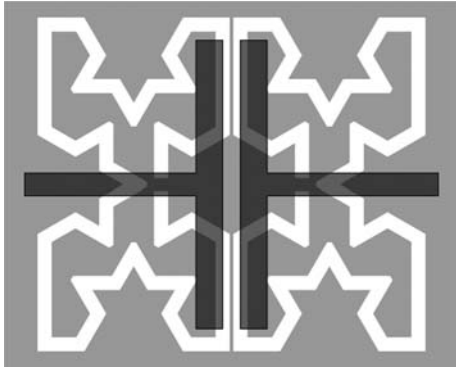


图 5 基于 Koch 分形 CSSRRP 的零相移 CRLH TL 单元结构

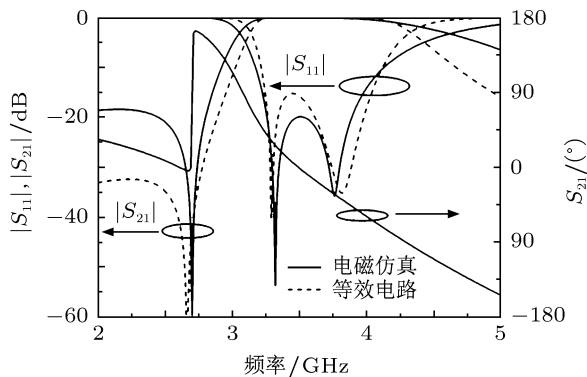


图 6 基于 Koch 分形 CSSRRP 的零相移 CRLH TL 的 S 参数

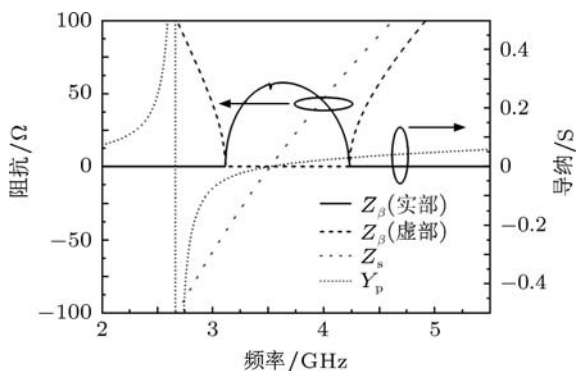


图 7 基于等效电路的 Bloch 特性阻抗、串联支路阻抗、并联支路导纳随频率的变化曲线

3.2 功分器结果

传统一分四串联微带功分器的原理图如图 8 所示, 每个功分端口在相位为 2π 整数倍、特性阻抗为 70.7Ω 的微带线后引入, 且每个功分支路的输入阻抗为 200Ω 用以保证输入端口的匹配. 传统 2π 相位传输线的引入给功分器带来两个致命的缺点, 一是传统一分四功分器的尺寸很大尤其是工作于低频场合, 二是由于相位随频率变化的快慢程度跟传输线的长度成正比使得功分器的带宽一般很窄.

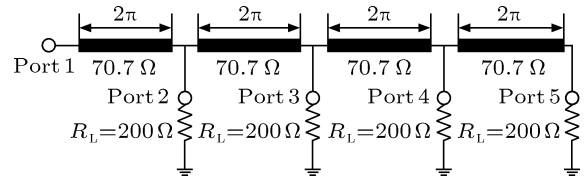


图 8 传统一分四串联功分器的原理图

为减小传统功分器的尺寸将相位为 2π 的馈线做成蜿蜒状^[21], 但由于大量弯角的存在增加了电磁波传输的不连续性和辐射损耗从而恶化了功分器的性能. 为改善带宽同时减小尺寸, 采用集总元件构建零相移 CRLH TL 代替相位为 2π 的传输线^[21], 但集总元件由于自身谐振只适用于低频场合, 且高频时功分器性能急剧下降. 本文将 3.1 节提出的基于分布参数的零相移平衡 CRLH TL 取代相位为 2π 传输线, 制作了小型化一分四串联功分器如图 9 所示. 采用二级四分之一波长阻抗变线实现 200Ω 负载与 50Ω 同轴接头的匹配. 第一级变换线的阻抗为 158.11Ω , 微带线长和宽分别为 15.3 和 0.16 mm, 第二级变换线的阻抗为 79.06Ω , 微带线长和宽分别为 14.8 和 0.99 mm.

图 10 为通过 Ansoft Designer 仿真和通过 Anritsu ME7808A 矢量网络测试仪测试的功分器 S 参数. 仿真与测试结果完全一致. 测试结果表明在 3.3—3.8 GHz 范围内功分器的回波损耗优于 10 dB, 各功分支路的插入损耗波动小于 6.02 ± 2.8 dB, 完全满足了四等分功率分配器的指标要求. 同时我们也加工和测试了传统蜿蜒线一分四功分器, 结果表明其 10 dB 回波损耗带宽只有 320 MHz (3.38—3.7 GHz), 其电路尺寸为 $43.5 \text{ mm} \times 61.6 \text{ mm}$. 而本文提出的功分器尺寸为 $41 \text{ mm} \times 38 \text{ mm}$, 电路面积缩减了 42%, 而带宽展宽了 56%.

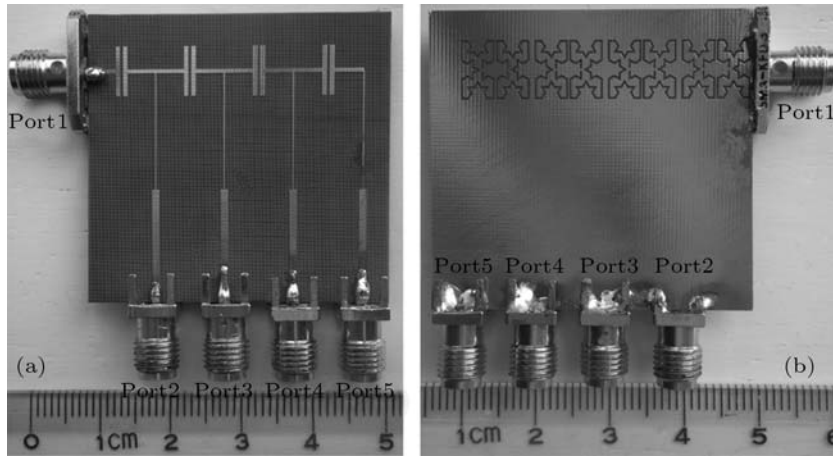
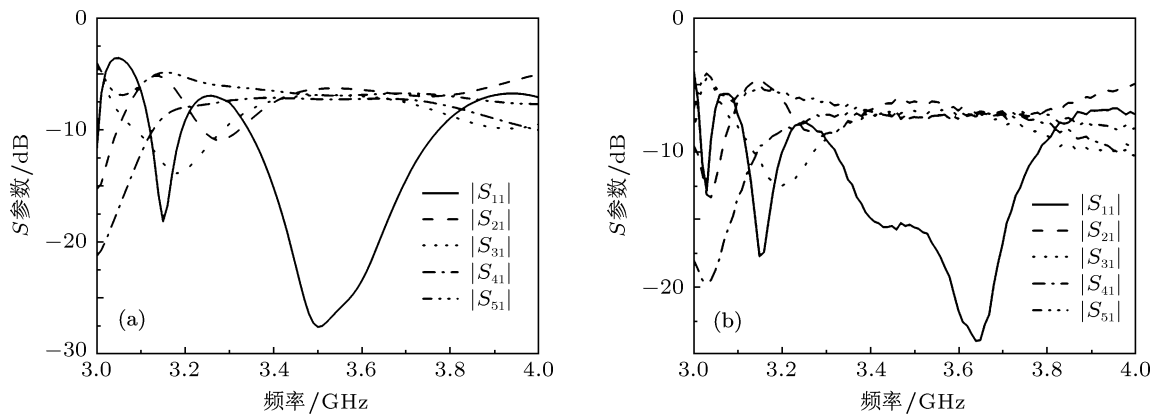


图9 所提出的一分四串联功分器的实物照片图 (a) 正面; (b) 反面

图10 所提出一分四串联功分器的 S 参数实 (a) 仿真结果; (b) 测试结果

4 结 论

本文基于 CSSRRP 提出了一种新结构的电小左手传输线单元. 通过 Bloch 理论对电路模型进行了系统分析, 推导了 CRLH TL 单元工作于平衡态的条件. 发现 CSSRRP 在边长关系满足 1:2 的情况

下 CRLH TL 单元容易工作于平衡态. 等效电磁参数验证了所提结构的负折射率和后向波传输效应. 将 CSSRRP 构建成 Koch 曲线状有效降低了单元的工作频率即减小了单元尺寸. 基于分形 CSSRRP 的串联功分器在尺寸缩减 42% 的同时, 带宽还展宽了 56%.

- [1] Veselago V G. 1968 *Soviet Physics Uspekhi* **10** 509
- [2] Smith D R, Padilla W J, Vier D C 2000 *Phys. Rev. Lett.* **84** 4184
- [3] Caloz C, Itoh T 2002 *Proc. IEEE-AP Int'l Symp.* **2** 412
- [4] Iyer A K, Eleftheriades G V 2002 *IEEE-MTT Int'l Symp.* **2** 412
- [5] Oliner A A 2002 *IEEE-AP Int'l Symp.* 41
- [6] Xu S J, Zhu Q 2008 *Journal of University of Science and technology of China* **38** 711 [徐善驾, 朱旗 2008 中国科学技术大学学报 **38** 711]
- [7] Christophe Caloz 2006 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **16** 585
- [8] Mao S G, Chueh Y Z. 2006 *IEEE Trans. Antenn. Propag.* **54** 243
- [9] Falcone F, Lopetegui T, Laso M A G, Baena J D, Bonache J, Beruete M, Marques R, Martin F, Sorolla M 2004 *Phys. Rev. Lett.* **93** 197401
- [10] Vesna Crnojevic-Bengin, Vasa Radonic, Branka Jokanovic 2008 *IEEE Trans. Micro. Theo. Tech.* **56** 2312
- [11] Xu H X, Wang G M, Zhang C X 2010 *Electron. Lett.* **46** 285
- [12] Xu H X, Wang G m, Zhang C X, Hu Y 2010 *Microwaves&rf* **49** 92
- [13] Xu H X, Wang G m, Zhang C X 2010 *ICMMT Proceedings* 1658
- [14] Wu M F, Meng F Y, Wu Q, Wu J 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 5790 (in Chinese) [孟繁义, 吴群, 吴健 2006 物理学报 **55** 5790]

- [15] Wu M F, Meng F Y, Fu J H, Wu Q, Wu J 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 822 (in Chinese) [武明峰, 孟繁义, 傅佳辉, 吴群, 吴健 2008 物理学报 **57** 822]
- [16] Messiha N T, Ghuniem A M, EL-Hennawy H M 2008 *IEEE Microw. Wireless Compon.* **18** 575
- [17] Isik O, Esselle K P 2008 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **56** 3173
- [18] Yao H Y, Xu W, Li L W, Wu Q, Yeo T S 2005 *IEEE Trans. Micro. Theo. Tech.* **53** 1469
- [19] Pozar D M 1990 *Microwave Engineering Reading* (MA: Addison Wesley)
- [20] Chen X d, Grzegorzczak T M, Wu B I 2004 *Phys. Rev. E* **70** 016608
- [21] Antoniadis M A, Eleftheriades G V 2005 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **15** 808

Novel CRLH TL based on fractal geometry and series power divider application*

Xu He-Xiu^{1)†} Wang Guang-Ming¹⁾ Liang Jian-Gang¹⁾ Peng Qing²⁾

1) (Missile Institute, Air force Engineering University of China, Sanyuan 713800, China)

2) (Nanchang University, Nanchang 330031, China)

(Received 13 March 2011; revised manuscript received 28 May 2011, China)

Abstract

A novel resonant-type composite right/left handed transmission line (CRLH TL) and its correlative lumped-element equivalent circuit model are presented based on complementary single split ring resonator pair (CSSRRP). The circuit model is investigated in depth through the Bloch theory, and the condition for balanced CRLH TL is derived. The negative refractive index and the backward wave propagation are demonstrated by the effective electromagnetic parameter retrieval. After that, a balanced electrically small CRLH TL with zero phase shift is designed at WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) band by introducing the Koch fractal geometry into CSSRRP. For application, a series power divider is fabricated and measured. Consistent simulated and measured results confirm the design concept. The bandwidth of the proposed power divider is broadened by 56%, and the overall dimension is only 58% of its conventional counterpart based on meandered line. Thus novel CRLH TL based on fractal shape CSSRRP can be found to have an extensive application in future small-size wireless communication system.

Keywords: CSSRRP, CRLH TL, electrically small, effective electromagnetic parameters

PACS: 41.20.Jb, 41.20.-q

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60971118, 50632030).

† E-mail: hxxu20008@yahoo.cn