

左手材料微结构构型的传输线比拟模型*

高仁璟^{1)†} 史鹏飞¹⁾ 刘书田²⁾ 段玉平³⁾ 唐祯安¹⁾

1) (大连理工大学电子信息与电气工程学部, 大连 116024)

2) (大连理工大学工业装备结构分析国家重点实验室, 大连 116024)

3) (大连理工大学材料科学与工程学院, 大连 116024)

(2010 年 1 月 26 日收到; 2010 年 6 月 24 日收到修改稿)

提出了基于传输线比拟模型的左手材料微结构设计方法, 并对此进行了分析、验证. 首先根据已有的具有左右手性质的基本传输线模型, 通过类比构建了具有左手性质的新模型, 进而通过定性分析传输线网络中的各元件与微结构连续介质构型的形状及尺寸的对应关系, 推断出模型中各部分的具体尺寸, 从而得到了一个合理的左手材料微结构构型及其对应的传输线比拟模型. 对设计的模型进行了实验测试, 验证了模型确实具有左手性质. 最后, 通过数值模拟和实验, 研究了微结构的各个尺寸参数对材料出现左手性质的带宽和频段的影响, 确定了微结构中对左手性质影响最大的尺寸参数.

关键词: 左手材料, 传输线, 构型设计

PACC: 4270C, 7790, 0350D

1. 引 言

左手材料(left-handed metamaterials)是一种介电常数和磁导率同时为负的超常材料^[1], 由于其存在奇异的电磁特性而受到广泛关注. 20 世纪 90 年代, Pendry 等设计出具有等效介电常数为负值的金属丝阵列和等效磁导率为负值的金属开口谐振环^[2-4], 并通过两种基本元件的组合构造出了具有介电常数和磁导率同时为负值的左手材料微结构构型^[5]. Smith 等^[6]于 2001 年根据此理论模型构造出了世界上第一种左手材料实验样件, 并通过实验成功验证了该实验样件的负折射特性. 之后, 左手材料微结构构型的设计成为一个重要的研究课题^[7-15]. 例如, Grzegorzczak 等^[12]提出了对称环构型, 皇甫江涛等^[13,14]提出了 Ω 构型, 陈红胜等^[15]提出了结构更简单的 S 构型等. 这些构型构成了具有不同性质要求的左手材料, 但这些构型在调节通带频率与带宽方面不易操作, 也很难满足实际应用的需求. 因此需要有效的微结构设计方法, 用于设计具有所需性能的左手材料微结构新构型.

电磁信号在传输线网络中传播与电磁波在介

质中传播的控制方程在数学上有某些类似的性质. 介质的介电系数和磁导率与传输线网络的阻抗和导纳有对应关系. 利用电磁信号在传输线网络和介质中传播参数的对应关系, 将求解介质等效磁导率和介电常数的问题转化为求解传输线网络等效阻抗和导纳的问题. 利用阻抗和电磁参数间的对应关系, 确定介质的等效磁导率和介电常数.

由于传输线模型的求解相对容易, 有些问题还可获得解析解, 因此传输线模型的参数对传输性质的影响规律较易把握, 这便于实现参数调整以改善传输线系统的传输性能. 如果能够建立介质微结构形式以及几何参数与传输线模型参数(电容、电感等)的联系, 则可通过调整传输线模型的参数实现介质微结构几何参数的调整. 因此, 建立合理的传输线比拟模型具有重要的学术价值和应用价值.

鉴于以上思路, 本文针对一种特定微结构构型(构型的拓扑形式确定但可调整各部分的尺寸)的左手材料, 建立与其比拟的传输线网络形式, 确定了传输线网络系统各元件参数与微结构几何参数间的关系. 基于传输线理论模型中各参数的影响规律, 分析了微结构几何参数对左手性质(带宽、频带位置等)的影响规律.

* 国家自然科学基金(批准号:90605002)和国家重点基础研究发展计划(批准号:2006CB601205)资助的课题.

† E-mail: renjing@dlut.edu.cn

2. 传输线网络基本模型

导波传输系统比拟为传输线网络,因此在进行构型分析中可以将左手材料比拟为一种左手传输线模型^[16].介质的介电常数和磁导率可以通过构造 L - C 网络(见图1)来分析模拟.此时,单位长度传输线网络的阻抗和导纳便与左手材料的等效介电常数和磁导率有以下关系:

$$j\omega\mu = Z, \quad (1a)$$

$$j\omega\varepsilon = Y. \quad (1b)$$

将阻抗 Z 和导纳 Y 分别用电容和电感器件实现,(1)式变换为

$$\mu = \frac{Z}{j\omega}, \quad (2a)$$

$$\varepsilon = \frac{Y}{j\omega}. \quad (2b)$$

由(2)式可以看出:当 Z 和 Y 位置分别为电感和电容时,介电常数和磁导率均为正值,这表现为右手特性;当 Z 表现为容性, Y 表现为感性时,介电常数和磁导率则均为负值,这样便出现左手特性.为得到材料左手特性,规定图1中 Z 为电容 C_L , Y 为电感 L_L ,则(2)式变为

$$\mu = -\frac{1}{\omega^2 C_L}, \quad (3a)$$

$$\varepsilon = -\frac{1}{\omega^2 L_L}. \quad (3b)$$

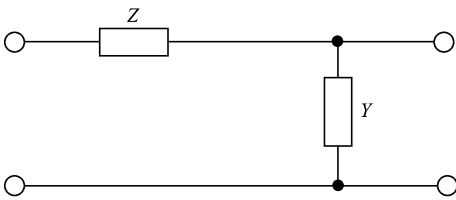


图1 单位长度均匀材料的传输线模型

以上分析了纯左手材料的传输线模型,但这种纯左手传输线模型不能独立存在,在一定频段内常会伴随着右手带的特性,因此在设计中应用左右手复合型传输线模型.图2所示为理想左右手复合型传输线模型,其中 C_L 与 C_R 分别为串联分布电容和并联分布电容, L_R 和 L_L 分别为串联分布电感和并联分布电感.从图2可以发现, C_L 与 L_L 的组合会表现出左手传输线特性,而 L_R 与 C_R 的组合会表现出右手传输线特性,单位长度传输线呈左手特性.

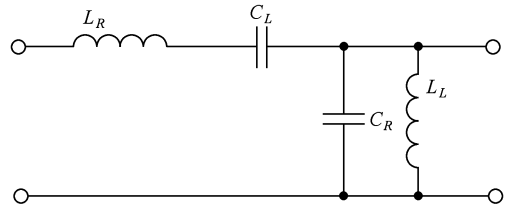


图2 单位长度的理想左右手复合型传输线模型

此理想左右手复合型传输线模型的等效介电常数和等效磁导率分别为

$$\varepsilon = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L}, \quad (4a)$$

$$\mu = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L}. \quad (4b)$$

由(4)式得到左右手复合材料的等效折射率为

$$n = c \sqrt{\mu\varepsilon}. \quad (5)$$

以上是单位长度理想左右手复合型传输线模型,而整个传输线可看作由无限多个上述等效电路级联而得到,这样可以将左手材料单胞与单位长度左手传输线模型相对应,而左手材料单胞周期排列可看作无限多单位长度传输线模型的级联.

3. 左手材料新构型

3.1. 基于传输模型的微结构构型设计与分析

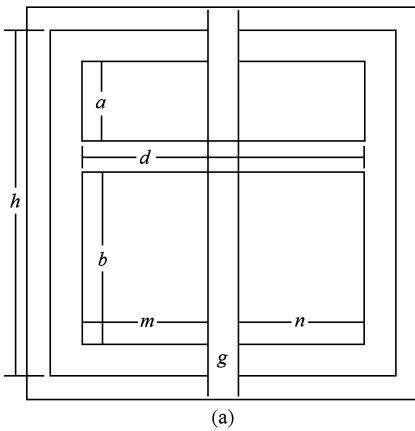
下面从理想左右手复合型传输线模型出发,设计左手材料微结构新构型.

首先分析并联支路 C_R 和 L_L 等效结构的构造.考虑使用金属丝(rod)阵列,金属丝在左右手复合型传输线模型中决定了 C_R 和 L_L 的存在^[15-17],但起主要作用的是感性部分.对金属丝结构进行的数值分析结果表明:当构型中一侧存在金属丝时,20 GHz 以下电磁波不能透射,对应的金属丝的介电常数为负值,且负介电常数频带较宽.(4)式中, C_R 和 L_L 均为有限的值,在低频带 ω 值为一个较小值, $1/(\omega^2 L_L)$ 则为一个较大值, C_R 与一个较大值之差则出现了 ε 为负的情况.

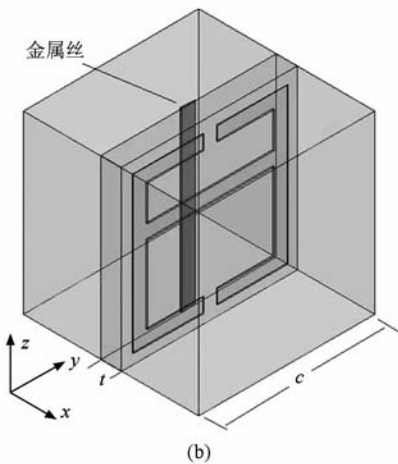
其次是串联支路中 C_L 和 L_R 的等效结构的设计.当所带电荷极性相反时两根平行金属丝可以产生电容的效果,平行金属丝的等效电容与金属丝长度成正比,与间距成反比.设计出电荷极性相反的平行金属丝结构,可以等效出电容 C_L .当变化的磁

场通过金属环时会产生磁感应现象,因此环状金属结构可以等效为电感.单根金属丝也可以产生电感,环状结构比等长度的金属丝产生的电感更大.用环状金属丝构造出 L_R 的等效结构,这样便可以获得负的磁导率.依据上述分析,调节 C_L 和 L_R 的大小,使负磁导率的频带处于负介电常数频带内.

在单胞内添加理想左右手复合型传输线网络的等效结构,金属丝阵列实现并联电感 L_L 和电容 C_R ,开口金属环构造串联电感 L_R .金属环结构一方面可以等效出电感 L_R ,另一方面当结构内部磁通量变化引起电流流动时,携带电荷极性相反的平行金属丝等效为电容 C_L ,同时金属环开口处产生与 C_L 并联的电容.据此分析,提出如图 3 所示的左手材料微结构新构型.该构型是在边长 $c = 2.5 \text{ mm}$ 的立方体单胞内包含基板以及基板前侧的金属环和后侧的金属丝,基板间为介质.



(a)



(b)

图 3 设计的构型示意图 (a) 正面图, (b) 立体图

以本文所设计的左手材料构型为基础,通过调节结构尺寸进而改变元件参数值,使得新构型能够在所需频带同时出现负介电常数和负磁导率,并且使得左手特性的频带尽可能宽.

3.2. 传输线网络比拟模型

由于模型的等效是一种近似的等效,同时等效的过程中存在一些构型内部的耦合作用和感应现象,因此与图 2 所示的理想左右手复合型传输线模型有一定差别,新构型实际等效左右手复合型传输线模型如图 4 所示.在图 4 的并联支路中 C_R 和 L_L 分别表示金属丝的电容和电感;由于存在相互作用,前侧金属环的开口处产生寄生电容 C_g ,其大小与金属丝的距离成正比, C_g 和 C_R, L_L 共同决定介电常数; C_s 表示高度为 a 的较小金属环形成的电容, C_b 为高度为 b 的较大金属环形成的电容, C_p 为开口处电容; L_R 为金属环的电感, L_R 的大小主要由高度为 b 的金属环所围面积决定.图 4 的整个串联支路决定了结构的磁导率,此结构中未考虑等效损耗 R .

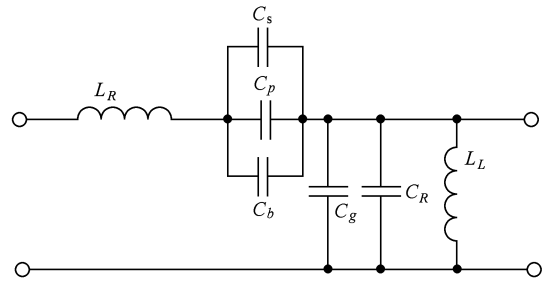


图 4 左手材料新构型等效传输线模型

对图 4 所示模型进行化简,应用(4)式得到等效介电常数和等效磁导率,即

$$\epsilon = (C_R + C_g) - \frac{1}{\omega^2 L_L}, \quad (6a)$$

$$\mu = L_R - \frac{1}{\omega^2 (C_s + C_p + C_b)}. \quad (6b)$$

3.3. 新构型仿真验证

为便于对模型进行仿真和实验验证,左手材料微结构构型的单胞区域取边长为 2.5 mm 的立方体,如图 3 所示.基板采用厚度 $t = 0.3 \text{ mm}$ 的聚四氟乙烯板,其介电常数 $\epsilon = 4.4$.基板两侧附有铜线和铜环结构,线宽均为 0.2 mm .结构的尺寸(图 3)分别如下: $h = 2.2 \text{ mm}$, $a = 0.5 \text{ mm}$, $b = 1.1 \text{ mm}$, $d = 1.8 \text{ mm}$, $m = n = 0.8 \text{ mm}$, $g = 0.2 \text{ mm}$,周期排列铜线

厚度为 0.017 mm.

对图 3 所示左手材料的一个代表体元施加完美电边界和完美磁边界, 采用 HFSS 软件对其进行分析, 确定其 S 参数. 模拟中设置电场方向为竖直方向 (z 方向), 磁场方向垂直纸面 ($-x$ 方向). 图 5 给出了所设计构型的 S 参数随频率的变化曲线, 其中 S_{21} 表示结构对波的透射性能, S_{11} 表示结构对波的反射

性能. 结果表明: S_{21} 在 10.3 GHz 附近开始出现通带, 其相位曲线在 10.2—10.7 GHz 之间出现斜率为负的情况, 10.7 GHz 处出现了相位为负的峰值, 同时相位斜率出现突变, 此相位峰的频点对应的便是谐振频率的位置, 同时此频段与负折射率频段一致^[18], 此区间内透射电磁波的相位超前, 为左手特性频带^[19].

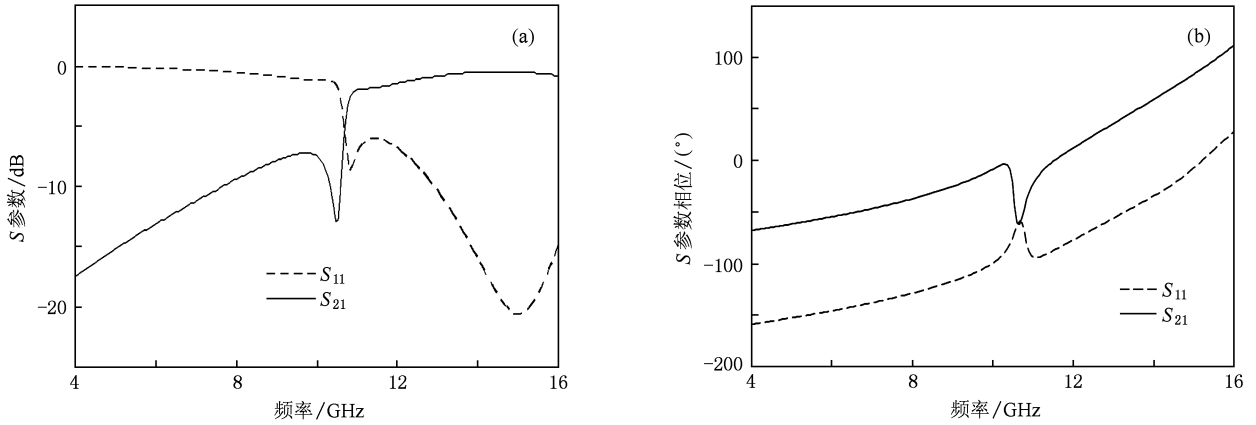


图 5 新构型左手材料 S 参数仿真结果 (a) S 参数幅值, (b) S 参数相位

利用散射参量法^[19], 将 S 参数进行反演, 可得构型的介电常数、磁导率和折射率. 反演结果如图 6

所示, 图 6 中实线反映了材料的传输特性, 在特定频段左手材料具有负介电常数、负磁导率和负折射率

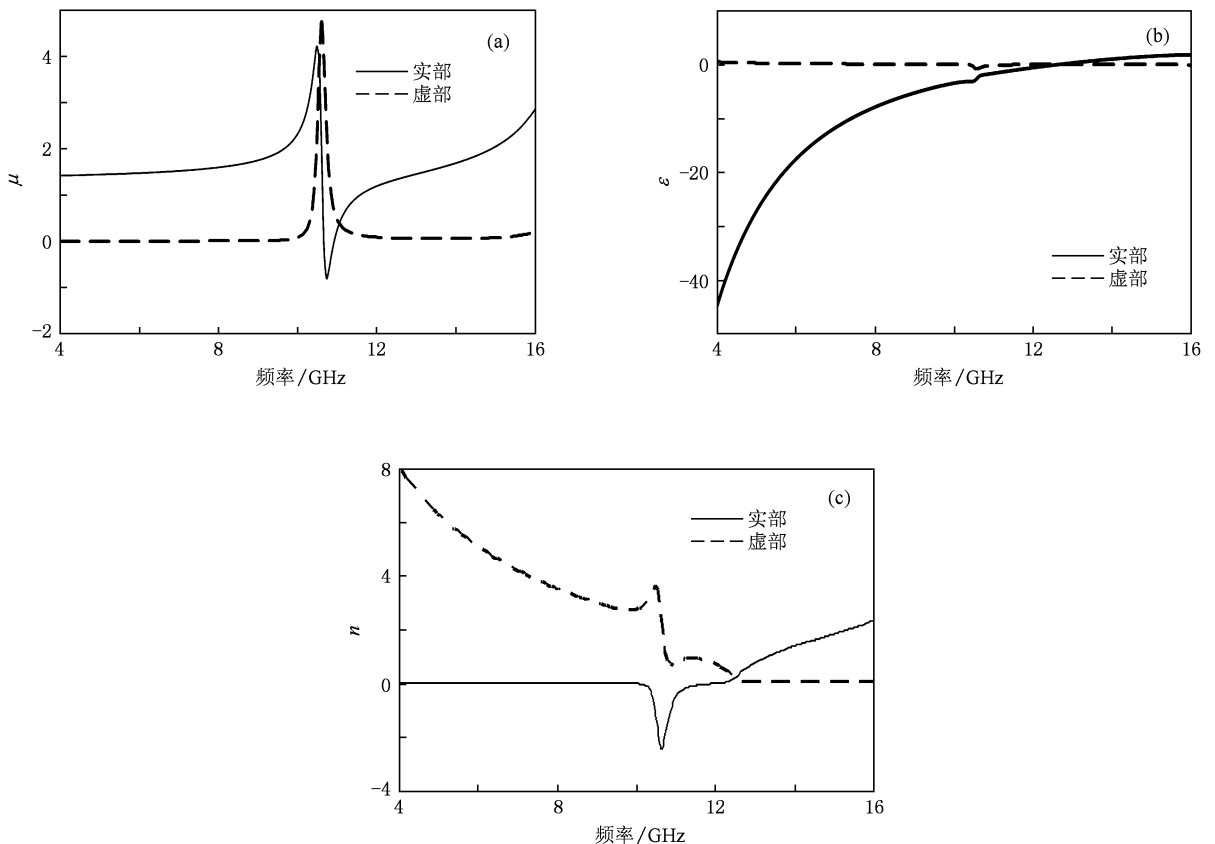


图 6 构型反演结果 (a) 磁导率 μ , (b) 介电常数 ϵ , (c) 折射率 n

的性质. 其中, 负介电常数频段为 4—12.47 GHz, 负磁导率频段为 10.67—10.95 GHz, 负折射率频段为 10—11.8 GHz. 由此可以发现上述三个频段有重合, 说明重合频带 10.67—10.95 GHz 必为左手通带, 进而通过仿真验证了此结构的材料为左手材料.

3.4. 构型实验验证

实验采用双面覆铜板作为材料^[20], 应用刻蚀技术制备此构型左手材料试件, 覆铜基板为 0.3 mm 厚的聚四氟乙烯, 相对介电常数为 4.4, 两侧金属铜厚度为 0.017 mm. 试样分为基板仅有前侧谐振环(状态 1)、基板仅有后侧金属丝(状态 2)和基板两侧分别刻蚀有金属谐振环和金属丝(状态 3)三种状态. 经刻蚀得到所需三种状态的试件, 每块基板的尺寸为 150 mm × 150 mm, 30 片试件垂直均匀排列, 排列后的结构如图 7 所示, 试件间距为 2.5 mm, 金属谐振环和金属丝在基板上以矩阵形式周期排列, 谐振环数量为 3481 个(59 × 59), x 方向和 y 方向的谐振环中心间距为 2.5 mm, 后侧金属丝间距为 2.5 mm. 金属丝宽均为 0.2 mm, 其中前侧金属环各部分尺寸如图 3 所示.

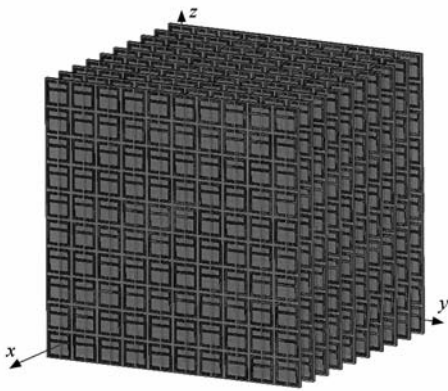


图 7 周期结构排列示意图

实验在微波暗室中进行, 考虑到自由空间法更具有实际意义, 因此测试采用自由空间法. 实验设备主要包括 hp8720B 型网络分析仪, 频率范围为 8—12 GHz 的双脊喇叭天线. 网络分析仪通过同轴电缆与两喇叭天线相连, 喇叭天线用于完成收发功能. 将被测材料放置于两个天线之间, 电磁波沿 y 方向传播, 磁场方向为 x 方向, 电场方向为 z 方向, 最终得到的 S_{21} 参数曲线(图 8)表征在一定频率范围(8—12 GHz)内微波在材料中的透射情况.

实验结果表明: 状态 1(基板上仅有前侧金属

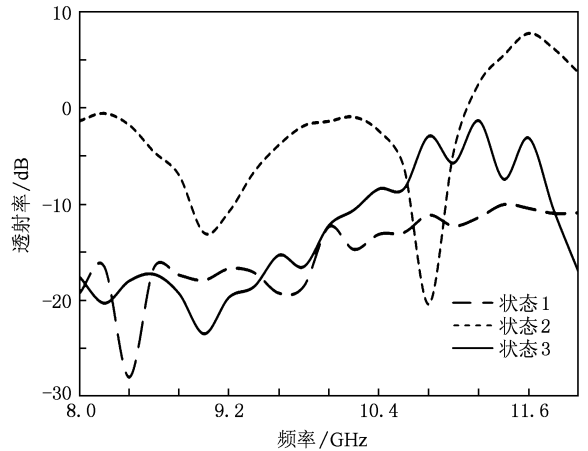


图 8 S_{21} 参数实验结果

环)的曲线在 10.65—10.95 GHz 频段 $S_{21} < -10$ dB, 出现明显阻带, 电磁波不能通过, 而在其他频段 $S_{21} > -10$ dB, 即为通带, 电磁波能通过, 说明在 10.65—10.95 GHz 内等效磁导率为负; 而由于边缘透镜效应在 11.1 GHz 出现 $S_{21} > 0$ 的现象. 状态 2(基板上仅有后侧金属丝)的曲线在 8—12 GHz 范围内均 $S_{21} < -10$ dB, 电磁波均不能通过, 说明在 8—12 GHz 内等效介电常数为负值. 状态 3(基板两侧分别有金属环和金属丝)的曲线在 10.2—11.9 GHz 内 $S_{21} > -10$ dB, 出现明显通带, 而在其他频段 $S_{21} < -10$ dB, 说明电磁波在 9.9—11.8 GHz 内可以通过, 而在其他频段内电磁波不能通过, 同时在 10.65—10.95 GHz 范围内等效介电常数和等效磁导率均为负值, 说明通带 10.65—10.95 GHz 范围内介质表现为左手性质. 实验结果与仿真结果的对比如表 1 所列. 从表 1 可以看出, 仿真与实验对构型的验证结果基本相同, 在一定频段内此构型为左手介质.

表 1 新构型各参数等效值出现的频段

参 数	仿真结果/GHz	实验结果/GHz
负等效介电常数	0.00—12.47	8.00—12.00
负等效磁导率	10.67—10.95	10.65—10.95
负等效折射率	10.00—11.80	10.20—11.80

4. 构型尺寸对材料特性的影响

此构型与等效传输线模型各部分结构相对应, 因此改变构型的结构尺寸, 相应传输线模型元件参

数也随之改变,从而使材料传输特性发生改变.图4中,如改变串联支路的电感值和电容值就会对构型的磁导率 μ 产生影响,如改变并联支路元件参数就会使构型的介电常数 ε 也随之改变,而 μ 和 ε 同时影响着折射率 n .由于本文主要关心左手频带的频率,而不是特性参数的峰值,因此在这里仅对磁导率、介电常数和折射率的负值频带位置的变化进行研究.设 ω_{n0} 、 $\omega_{\mu0}$ 和 $\omega_{\varepsilon0}$ 分别为折射率 n 、磁导率 μ 和介电常数 ε 的负值频带, W_n 为左手频带带宽,下面研究改变图4的构型尺寸对传输线等效元件和材料特性的影响情况.

4.1. 改变开口尺寸 g 的大小

开口的大小决定了等效电容 C_p 和 C_g 的大小.电容大小与极板距离成反比,开口处两个正对面的作用相当于电容的极板,正对面的距离等同于极板间距离,因此开口尺寸 g 变大,相当于极板间距离变大,同时开口与后侧金属丝间的相互作用减弱,相应 C_g 变小, C_p 变大.根据(6a)式得知, C_g 变小, $\omega_{\varepsilon0}$ 变大,也就是介电常数负频带向较高频率移动.由(6b)式知 C_p 变大, $\omega_{\mu0}$ 变大,进而负磁导率频带向高

频方向移动,负磁导率和负介电常数频带的变化使左手通带带宽发生变化.随着开口与金属丝的距离越来越远,相互之间的作用变弱,电容 C_g 寄生效应减弱,同时距离的增加使 C_p 变化幅度变小,因此开口对负磁导率的影响越来越小,而对介电常数的影响越来越大,进而负介电常数频带变化趋势变得越来越明显,而负磁导率频带变化趋势减弱,所得仿真结果如表2所列.

表2 开口尺寸 g 与构型特性的关系

g/mm	ω_{n0}/GHz	$\omega_{\mu0}/\text{GHz}$	$\omega_{\varepsilon0}/\text{GHz}$	W_n/GHz
0.2	10.07—11.80	10.67—10.95	12.47	0.25
0.6	11.08—12.46	11.72—11.92	13.08	0.20
1.0	11.34—12.80	12.25—12.50	13.67	0.25
1.4	12.39—13.39	12.86—12.96	14.42	0.10
1.8	13.01—14.22	13.60—13.90	15.99	0.30

由表2可以看出,当 g 变大后, ω_{n0} 、 $\omega_{\mu0}$ 和 $\omega_{\varepsilon0}$ 均变大,左手通带向高频方向移动,同时带宽有所变化.图9是当 $g=1.8\text{ mm}$ 时构型的结构图,图10是对应的介电常数、磁导率和折射率曲线.

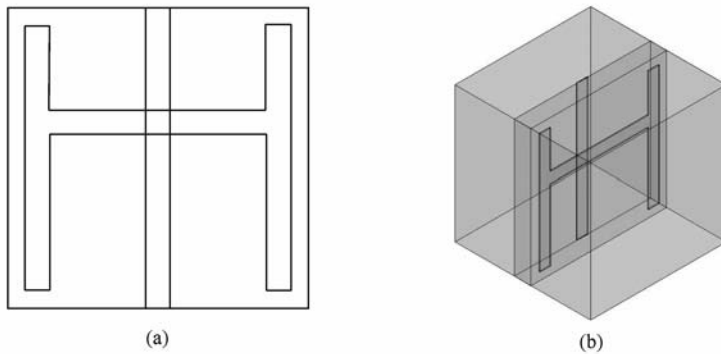


图9 开口 $g=1.8\text{ mm}$ 时的结构 (a)正面图,(b)立体图

4.2. 改变中间横杆高度

改变本文所设计结构的中间横杆高度, a 与 b 的值随之发生变化,这会引引起构型中 L_R 的变化.当中间横杆向上移动时, a 值变小, b 值变大,使得较大的金属环所围面积变大,由于 L_R 的值主要由大环产生的电感决定,因此 L_R 变大.由(6)式可知,当 L_R 变大时,负磁导率频带会向低频方向移动,负折射率频带也会向低频方向移动.设定横杆位置在构型中间时高度 $p=0$ (即 $a=b=0.8\text{ mm}$)

时,横杆高度与构型特性关系如表3所列.由表3可知,当横杆高度升高时,高度 p 变大, $\omega_{\mu0}$ 有较大变化,而 $\omega_{\varepsilon0}$ 基本保持不变,负磁导率波峰整体向低频方向移动,负折射率的波峰也向低频方向移动.

表3 横杆高度与构型特性的关系

p/mm	ω_{n0}/GHz	$\omega_{\mu0}/\text{GHz}$	$\omega_{\varepsilon0}/\text{GHz}$
0.2	10.07—11.80	10.67—10.95	12.47
0.4	9.70—11.60	10.36—11.21	12.46
0.6	8.61—11.30	9.59—11.22	12.30

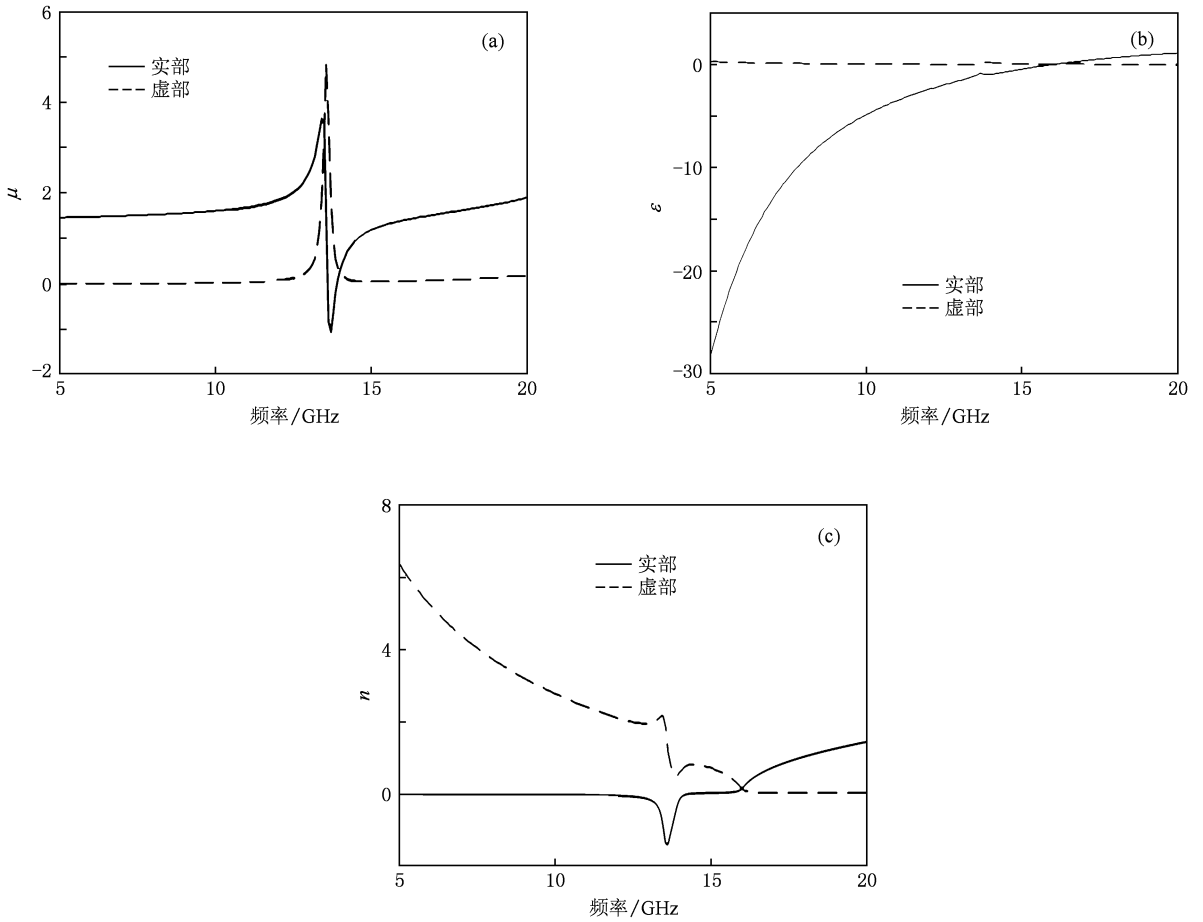


图 10 开口 $g = 1.8 \text{ mm}$ 时结构的参数曲线 (a) 磁导率 μ , (b) 介电常数 ϵ , (c) 折射率 n

当 $p = 0$ (即 $a = b = 0.8 \text{ mm}$) 时, 由于较大的金属环所围面积较标准构型所围面积变小, 其等效的电感值变小, 负磁导率频带向高频方向移动, 使得

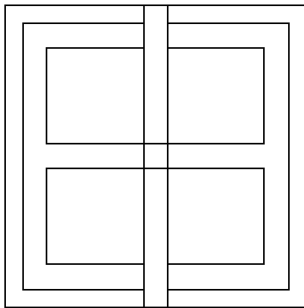


图 11 横杆高度 $p = 0$ (即 $a = b = 0.8 \text{ mm}$) 时的构型

负磁导率与负介电常数没有出现交叉频段, 此时图 11 所示的结构不再是左手材料构型。

5. 结 论

本文对基于传输线比拟模型的左手材料微结构的设计方法进行了研究. 通过传输线中各元件与微结构形状和尺寸的对应关系, 将具有左手性质的传输线模型进行比拟, 设计了一种左手材料微结构构型. 对此构型进行仿真和实验测试, 验证了其左手特性. 同时还对微结构尺寸参数与频率和带宽的关系进行了分析, 得出对左手性质最具影响的尺寸参数。

[1] Veselago V G 1968 *Sov. Phys. Usp.* **10** 509

[2] Pendry J B, Holden A J, Stewart W J 1996 *Phys. Rev. Lett.* **76** 4773

[3] Pendry J B, Holden A J, Robbins D J, Stewart W J 1998 *J. Phys.: Condens. Matter* **10** 4785

[4] Pendry J B, Holden A J, Robbins D J 1999 *IEEE Trans.*

- Microwave Theor. Techn.* **47** 2075
- [5] Smith D R, Padilla W J, Vier D C, Nemat-Nasser S C, Schultz S 2000 *Phys. Rev. Lett.* **84** 4184
- [6] Shelby R A, Smith D R, Schultz S 2001 *Science* **292** 77
- [7] Zhao Q, Zhao X P, Kang L, Zhang F L, Liu Y H, Luo C R 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 2206 (in Chinese)[赵 乾、赵晓鹏、康 雷、张富利、刘亚红、罗春荣 2004 物理学报 **53** 2206]
- [8] Kang L, Zhao Q, Zhao X P 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3379 (in Chinese)[康 雷、赵 乾、赵晓鹏 2004 物理学报 **53** 3379]
- [9] Shi H Y, Jiang Y Y, Sun X D, Guo R H, Zhao Y P 2005 *Chin. Phys.* **14** 1571
- [10] Hu Y H, Fu X Q, Wen S C, Su W H, Fan D Y 2006 *Chin. Phys.* **15** 2970
- [11] Xu F, Bai Y, Qiao L J, Zhao H J, Zhou J 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1653
- [12] Grzegorzczak T M, Moss C D, Lu J, Chen X, Pacheco J Jr, Jin A K 2005 *IEEE Trans. Microwave Theor. Techn.* **53** 2956
- [13] Huangfu J T 2004 *Ph. D. Dissertation* (Hangzhou: Zhejiang University) (in Chinese)[皇甫江涛 2004 博士学位论文(杭州:浙江大学)]
- [14] Huangfu J T, Ran L, Chen H, Zhang X, Chen K, Grzegorzczak T M, Kong J A 2004 *Appl. Phys. Lett.* **84** 1357
- [15] Chen H S 2005 *Ph. D. Dissertation* (Hangzhou: Zhejiang University) (in Chinese)[陈红胜 2005 博士学位论文(杭州:浙江大学)]
- [16] Eleftheriades G V, Iyer A K, Kremer P C 2002 *IEEE Trans. Microwave Theor. Techn.* **50** 2702
- [17] Markos P, Soukoulis C M 2002 *Phys. Rev. E* **65** 036622
- [18] Liu Y H, Song J, Luo C R, Fu Q H, Zhao X P 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 934 (in Chinese)[刘亚红、宋 娟、罗春荣、付全红、赵晓鹏 2008 物理学报 **57** 934]
- [19] Smith D R, Vier D C, Koschny T, Soukoulis C M 2005 *Phys. Rev. E* **71** 036617
- [20] Ozbay E, Aydin K 2008 *Photon. Nanostruct. : Fundam. Appl.* **6** 108

Transmission line analogy model of left-handed metamaterials microstructure configuration *

Gao Ren-Jing^{1)†} Shi Peng-Fei¹⁾ Liu Shu-Tian²⁾ Duan Yu-Ping³⁾ Tang Zhen-An¹⁾

1) (Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

2) (State Key Laboratory of Structural Analysis for Industrial Equipment, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

3) (School of Materials Science and Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

(Received 26 January 2010; revised manuscript received 24 June 2010)

Abstract

In this paper, based on the equivalent transmission line model a method of designing left-handed metamaterials microstructures is proposed, verified and analyzed. Firstly, according to the basic transmission line model with left and right-handed characteristics, we build a new left-handed model by analogy. Then according to the qualitative analysis of the corresponding relationship of each component in the transmission line network to the shape and size of continuous medium micro-structure configuration, the specific size of model is inferred, and thus a reasonable left-handed metamaterials micro-structure configuration and the corresponding transmission line model are established. We have conducted a series of tests including numerical simulation, which verifies that there does exist the left-handed characteristic in a certain frequency band. Finally based on the numerical simulation and experiment the effects each micro-structural parameter on left-handed frequency position and bandwidth are analyzed, and the size parameter that affects the left hand characteristic most seriously is determined.

Keywords: left-handed metamaterials, transmission line, structural design

PACC: 4270C, 7790, 0350D

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 90605002) and the State Key Development Program for Basic Research of China (Grant No. 2006CB601205).

† E-mail: renjing@dlut.edu.cn