

小型化电谐振人工特异材料研究*

唐明春 肖绍球[†] 邓天伟 柏艳英 官 剑 王秉中

(电子科技大学应用物理研究所, 成都 610054)

(2009 年 8 月 21 日收到; 2009 年 9 月 26 日收到修改稿)

详细分析了电谐振人工特异材料设计原理, 并结合等效电路模型通过加载等效电感、等效电容和接地等方法, 将相同尺寸的工字形结构工作频率从 12.21 GHz 降到了 5.46 GHz, 小型化效果明显. 该成果不仅对于不同结构人工特异材料小型化设计提供了重要的参考, 同时也为设计不同性能、不同工作频率的人工特异材料提供了明确的研究方向和有效的途径.

关键词: 电谐振人工特异材料, 小型化, 加载

PACC: 4270Y, 7430G, 7785

1. 引 言

1968 年 Veselago^[1] 介绍了介电常数和磁导率同时为负的人工特异材料, 直到最近 Smith 等根据 Pendry 等提出的金属线和开口谐振环阵列模型才组合实现了介电常数和磁导率同时为负的人工特异材料^[2-4], 开启了人工特异材料的应用研究. 近年来, 随着人工特异材料研究的进一步发展, 人工特异材料的概念得到了扩展^[5-10]. 广义地, 只要该电磁结构的等效介电常数和等效磁导率中的其中一个电磁参量为负, 即为人工特异材料. 目前, 人工特异材料被广泛应用于微波电路、天线等领域的研究, 获得了许多独特的效果, 展现了十分广阔的应用前景^[11-18].

然而, 目前的人工特异材料研究和发展面临着诸多困难, 其中最突出的困难之一就是如何实现人工特异材料的小型化、集成化. 在已有的文献中, 少有在人工特异材料小型化方面的设计研究^[5-7]. 另外, 现阶段人工特异材料的小型化的相关研究也主要集中在双负材料的设计方面. 而对等效介电常数和等效磁导率为一正一负的人工特异材料(单负人工特异材料)^[19,20], 据我们所知, 只有较少的文献涉及磁谐振人工特异材料的小型化研究, 而涉及电谐

振人工特异材料小型化研究未见相关报道. 而电谐振人工特异材料由于在工作频率范围内具有较小的损耗, 相对于磁谐振人工特异材料具有较宽的工作频带等特性, 使其在工程中的广泛运用具有独特优势和潜在的应用背景.

本文以文献[21]中的工字形电谐振人工特异材料结构为基础, 分析其工作原理, 进一步依据等效电路模型和电谐振人工特异材料设计原理^[14], 通过加载等效电感、等效电容和接地等有效手段降低其电谐振频率, 实现其小型化设计. 本文不仅提出了电谐振人工特异材料的小型化设计方案, 同时也为设计特定频率、特定性能人工特异材料提供了明确、简捷的方法与途径.

2. 电谐振响应分析

如图 1 所示^[5,21], 假设工字形结构沿 x 方向无限长, 即可将其近似等效为沿 x 方向无限长的金属杆. 设该结构沿 x 方向的平均电感为 L (包括自感和互感), 由于该结构上的响应电流 $I_{\text{total}} = I + I'$ 由沿金属杆 x 方向的外电场 E 激发产生, 则

$$E = -i\omega LI_{\text{total}}, \quad (1)$$

其中, ω 对应于工作频率.

因此单位体积内的偶极矩

* 教育部新世纪优秀人才支持计划(批准号:NCET-07-0154)、航空科技基金(批准号:20070180003)和国防预研基金(批准号:08DZ0229, 09DZ0204)资助的课题.

[†] 通讯联系人. E-mail: xiaoshaoqiu@uestc.edu.cn

$$P = \frac{1}{a^2} \frac{I_{\text{total}}}{(-i\omega)} = -\frac{E}{\omega^2 L a^2}, \quad (2)$$

其中, a 表示晶格常数. 根据周期性条件, a 又表示在磁场方向 z 轴上的两壁之间的距离.

单位长度的工字形结构单元上的平均电感值可以通过计算该单元结构和与它相邻其他单元间的中心对称面所围成区域内的磁通量得到

$$\begin{aligned} \Phi &= \mu_0 \int_0^{a/2} H(\rho) d\rho \\ &= \frac{\mu_0 I_{\text{total}}}{2\pi} \ln\left(\frac{a^2}{4r(a-r)}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

其中, r 表示该工字形几何结构在 yz 平面上的有效半径 ($r \ll a$).

又因为

$$\Phi = L I_{\text{total}}, \quad (4)$$

可得

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{a^2}{4r(a-r)}\right). \quad (5)$$

极化强度为

$$P = (\varepsilon(\omega) - 1)E, \quad (6)$$

其中 $\varepsilon(\omega)$ 表示等效的介电常数.

将以上各式整理, 可得等效介电常数

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{2\pi c^2}{\omega^2 a^2 \ln(a/r)}. \quad (7)$$

上面的讨论仅针对沿 x 轴方向无限长的电谐振结构. 在沿 x 轴方向上为有限长结构的情况下, 则在单元间、单元自身上下两臂之间引入等效电容 C , 工字形结构上电流与电场的关系变为

$$E = -i\omega L I_{\text{total}} + \frac{I_{\text{total}}}{-i\omega C}. \quad (8)$$

因此等效介电常数表达式为

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 - 1/LC}. \quad (9)$$

可见, 对于有限长的工字形结构, 引入等离子体频率 ω_p 和谐振频率 ω_0 , 其中

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad (10)$$

可知工作频率在 $\omega_0 < \omega < \omega_p$ 时, 有效介电常数 $\varepsilon(\omega) < 0$.

由图 1(b) 可知, 外部磁场的极化方向平行于工字形结构平面, 所以该结构不会因外部磁场激励而产生磁谐振. 另一方面, 对于对称的工字形结构, 电流 $I = I'$, 并且电荷对称分布, 所以响应电流所激发的磁场的幅值相等, 极化方向相反. 由于总的响应磁场之和为零, 所以不会因外部电场激励的电谐振

所激发的电荷而进一步激励起磁谐振. 由此可见, 将工字形结构置于如图 1 所示的电磁环境中, 只可能发生电谐振现象.

在低损耗介质中, 有效介电常数 $\varepsilon(\omega)$ 和有效磁导率 $\mu(\omega)$ 的虚部近似为零, 即 $\varepsilon(\omega)$ 和 $\mu(\omega)$ 均为实数. 电磁波的传播常数 k 可以表示为

$$k = \omega \sqrt{\mu(\omega)\varepsilon(\omega)}, \quad (11)$$

则当 $\varepsilon(\omega) < 0$ 时, k 为虚数, 电磁波将不能通过, 出现传输禁带.

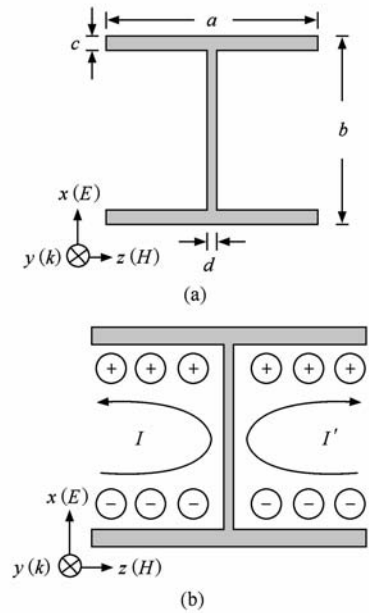


图 1 工字形几何结构和电磁响应示意图 (a) 工字形的几何结构 (结构参数 $a = 3.302 \text{ mm}$, $b = 3.556 \text{ mm}$, $c = d = 0.254 \text{ mm}$); (b) 工字形的电磁响应示意图

3. 小型化电谐振人工特异材料的设计

如图 2 所示, 将工字形结构置于矩形波导仿真器里面, 并利用波导仿真原理设计出相应的波导环境. 具体的尺寸为 $x \times y \times z = 4.064 \text{ mm} \times 3.81 \text{ mm} \times 5.331 \text{ mm}$; 边界条件的设置为: 垂直于电场的边界 (上下边界) 为理想电边界, 垂直于磁场的边界 (左右边界) 为理想磁边界, 前后边界为开放边界. 波导空间的其余部分全部由介质 Rogers/duroid 5880 (tm) 填充, 其相对介电常数 $\varepsilon_r = 2.2$.

对于有限长的工字形结构置于如图 2 的电磁场中, 等效电路模型如图所示, 平行于电场 E 极化方向的杆中间部分具有等效电感 L , 两臂之间均具有相等的等效电容 C . 很显然, 其等效电路模型满足镜

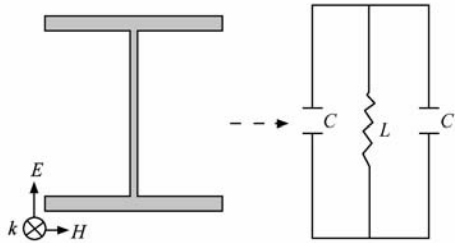
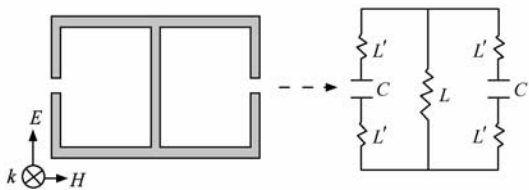
像对称双回路电谐振器设计原理^[14].

图2 置于波导中的工字形结构以及等效电路模型

为了在相同尺寸下降低工作频率 ω , 应降低相应的电谐振频率 ω_0 , 我们分别在两臂端加载平行于电场方向上的电感臂, 如图 3 所示. 其等效电路模型仍然满足镜像对称双回路电谐振器设计原理^[14]. 并且, 对其中任一回路而言, 均加载了相等的串联分布参数的电感 $2L'$, 由 (10) 式可知其电谐振频率降低, 相应的工作频率也降低. 利用 Ansoft HFSS 10 仿真结果如图 4 所示, 可知其工作频率从 12.21 GHz 降到了 8.37 GHz 附近. 进一步改变电感臂的长度来调谐工作频率. 研究表明: 可使工作频率在 8.38—12.21 GHz 之间随着电感臂长度的改变而线性连续变化, 且禁带强度变化不大, 如图 5 所示. 所以可以通过调节电感臂的尺寸设计该频率范围内任意工作频点的电谐振结构.

图3 加载电感臂的电谐振结构以及等效电路模型 电感臂的尺寸为 $0.254 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm}$

为了进一步降低工作频率 ω , 分别在已加载的电感臂端加载垂直于电场方向上的电容臂, 如图 6 所示. 其等效电路模型仍然满足镜像对称双回路电谐振器设计原理^[14]. 并且, 对其中任一回路而言, 均加载了相等的并联分布参数的电容 C' , 同时由于上下两电容臂之间缝隙狭长, 可获得较大电容值 C' ^[4]. 由 (10) 式可知其电谐振频率降低, 相应的工作频率进一步降低. 为了便于比较, 该仿真结果也示于图 4. 可知其工作频率从 8.37 GHz 降到了 5.99 GHz 附近. 进一步, 改变电容臂的长度来调谐工作频率. 研究表明: 通过改变电容臂的长度, 可使

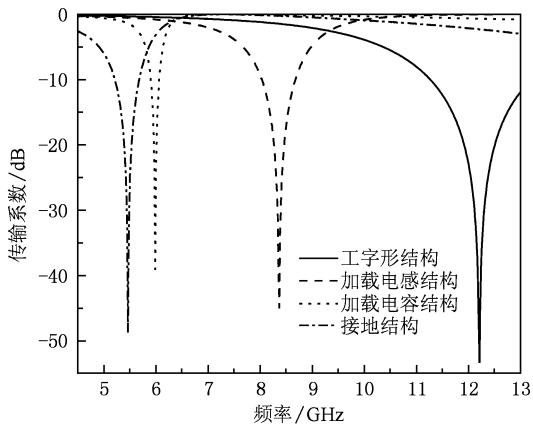


图4 传输系数随频率的变化

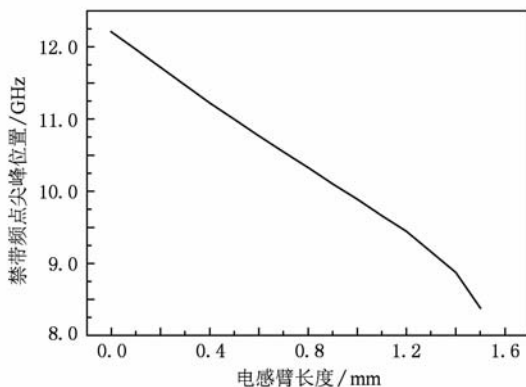
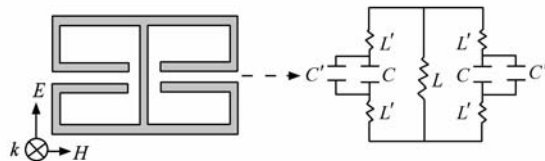


图5 中心工作频率随电感臂尺寸的变化

工作频率在 6—8.35 GHz 之间也呈线性变化, 且禁带强度变化不大, 如图 7 所示. 可见, 也可以通过改变电容臂的方法设计该频率范围内任意工作频点的电谐振结构.

图6 加载电容臂的电谐振结构以及等效电路模型 电容臂的尺寸为 $0.254 \text{ mm} \times 1.25 \text{ mm}$

为了进一步降低工作频率, 将图 6 的结构接地, 如图 8(a) 所示. 其等效电路模型如图 8(b) 所示, 满足镜像对称四回路电谐振器设计原理^[14]. 当电谐振结构接地时, 该结构相对于地面形成了镜像结构, 其对应的虚拟电路由虚线所包围的等效电路部分组成. 对整个电路而言, 中间杆部分的分布电感有

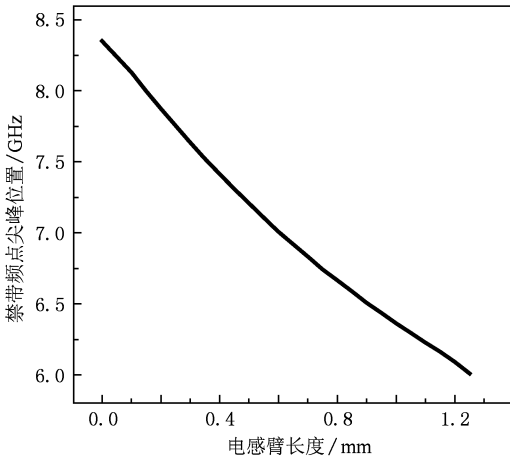


图 7 中心工作频率随电容臂尺寸的变化

较大的增加,相当于原来的 2 倍;然而也相应地增加了串联电容,使得该结构的总等效电容有一定的减小. 综合考虑以上因素,谐振频率发生了一定的降低. 为了便于比较,实验仿真结果也示于图 4. 可知其工作频率从 5.99 GHz 降到了 5.46 GHz 附近,并且 -10 dB 禁带工作带宽相应增加了 5% .

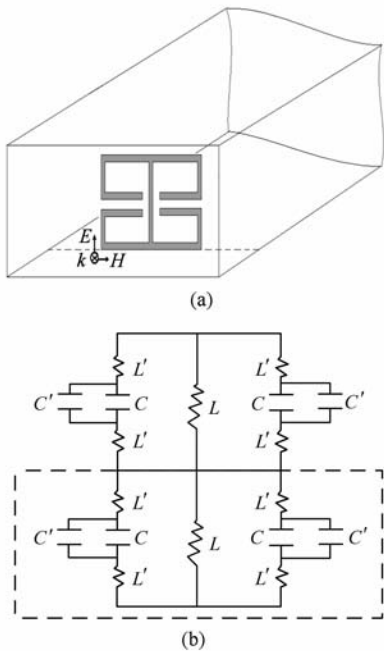


图 8 接地的电谐振结构 (a)接地示意图,(b)接地等效电路模型

可见,通过加载分布电感、加载分布电容、接地等手段,将工作频率从原来的 12.21 GHz 降到了 5.46 GHz,小型化效果明显. 为了验证该电谐振人工

特异材料小型化设计思路的正确性,提取图 8 中相应电磁参数. 利用文献 [21] 的 Nicolson-Ross-Weir (NRW) 方法进行验证,结果示于图 9,可见该结构的电谐振频率在 5.17 GHz,禁带出现在电谐振频率以上区域,即有效介电常数的实部为负. 同时由有效介电常数的虚部变化曲线可知,在电谐振频率以上的工作频率范围内电损耗可以忽略. 该结构的有效磁导率曲线较为稳定,并且其中的有效磁导率的虚部曲线反映出其磁损耗可以也忽略. 所以,图 8 的接地结构为小型化、低损耗的电谐振特异材料.

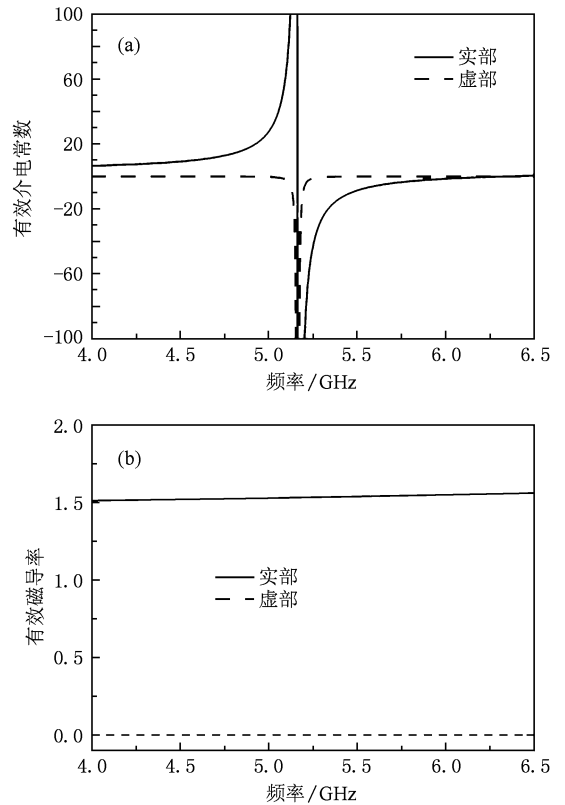


图 9 有效介电常数和有效磁导率 (a)有效介电常数,(b)有效磁导率

4. 结 论

本文对电谐振模型进行了详细的理论分析,并结合等效电路模型和电谐振器设计原理,通过加载分布电感、加载分布电容、接地等手段,成功地将原来工作频率从 12.21 GHz 降到了 5.46 GHz,小型化效果明显. 该工作为以后小型化人工特异材料应用于滤波器、耦合器、功分器、天线阵列等工程化设计研究提供了简捷、有效的设计思路.

- [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 1999 *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* **47** 2075
- [4] Smith D R, Padilla W J, Vier D C, Nemat-Nasser S C, Schultz S 2000 *Phys. Rev. Lett.* **84** 4184
- [5] 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)]
- [6] Meng F Y, Wu Q, Wu J 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 2200 (in Chinese) [孟繁义、吴群、吴健 2006 物理学报 **55** 2200]
- [7] Meng F Y, Wu Q, Wu J 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 2194 (in Chinese) [孟繁义、吴群、吴健 2006 物理学报 **55** 2194]
- [8] Liu Y Y, Luo C R, Zhao X P 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5883 (in Chinese) [刘亚红、罗春荣、赵晓鹏 2007 物理学报 **56** 5883]
- [9] Yang Y M, Qu S B, Wang J F, Xu Z 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 1031 (in Chinese) [杨一鸣、屈绍波、王甲富、徐卓 2009 物理学报 **58** 1031]
- [10] Enoch S, Tayeb G, Sabouroux P, Guérin N, Vincent P 2002 *Phys. Rev. Lett.* **89** 213902
- [11] Liu T, Cao X Y, Zhang G, Wen X 2007 *Systems Engineering and Electronics* **29** 2192 (in Chinese) [刘涛、曹祥玉、张广、文曦 2007 系统工程与电子技术 **29** 2192]
- [12] Alici K B, Bilotti F, Vegni L, Ozbay E 2007 *Appl. Phys. Lett.* **91** 071121
- [13] Wu B I, Chen H S, Kong J A, Grzegorzczak T M 2007 *J. Appl. Phys.* **101** 114913
- [14] Wang F J, Qu S B, Xu Z, Zhang J Q, Yang Y M, Ma H 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 5015 (in Chinese) [王甲富、屈绍波、徐卓、张介秋、杨一鸣、马华 2008 物理学报 **57** 5015]
- [15] Padilla W J, Aronsson M T, Highstrete C, Lee M, Taylor A J, Averitt R D 2007 *Phys. Rev. B* **75** 041102
- [16] Hao J M, Yuan Y, Ran L X, Jiang T, Kong J A, Chan C T, Zhou L 2007 *Phys. Rev. Lett.* **10** 063908
- [17] Wu M F, Meng F Y, Fu J H, Wu Q, Wu J 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 0822 (in Chinese) [武明峰、孟繁义、傅佳辉、吴群、吴健 2008 物理学报 **57** 0822]
- [18] Yang R, Xie Y J, Wang Y Y, Fu H Z 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 5513 (in Chinese) [杨锐、谢拥军、王元源、傅焕展 2008 物理学报 **57** 5513]
- [19] Chen X F, Shen X M, Jiang M P, Jin Y 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3578 (in Chinese) [陈宪锋、沈小明、蒋美萍、金铨 2008 物理学报 **57** 3578]
- [20] Xiang Y J, Wen S C, Tang K S 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 2714 (in Chinese) [项元江、文双春、唐康淞 2006 物理学报 **55** 2714]
- [21] Ziolkowski R W 2003 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **51** 1516

Miniaturized electric resonance metamaterial^{*}

Tang Ming-Chun Xiao Shao-Qiu[†] Deng Tian-Wei Bai Yan-Ying Guan Jian Wang Bing-Zhong

(Institute of Applied Physics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(Received 21 August 2009; revised manuscript received 26 September 2009)

Abstract

The principle of electric resonance metamaterial design is analyzed in detail, and the designed metamaterial (H-shaped metamaterial) is significantly miniaturized due to the lowering in the operating frequency from 12.21 to 5.46 GHz while keeping the dimensions unchanged, which was achieved by means of equivalent inductance and capacitance loading and grounding based on the equivalent circuit model. Our work not only provides a reference for miniaturizing different metamaterial configurations, but also points out specific research directions and effective ways in the design of metamaterials with different characteristics and different operating frequencies.

Keywords: electric resonance metamaterial, miniaturization, loading

PACC: 4270Y, 7430G, 7785

* Project supported by the New Century Excellent Talents in University of Ministry of Education of China (Grant No. NCET-07-0154), the Aviation Science Foundation of China (Grant No. 20070180003), and the National Defense Pre-Research Foundation of China (Grant Nos. 08DZ0229, 09DZ0204).

[†] Corresponding author. E-mail: xiaoshaoqiu@uestc.edu.cn