

基于集总元件和负微分元件的有源可 调谐超材料传输线*

司黎明^{1)†} 侯吉旋²⁾ 刘涌¹⁾ 吕昕¹⁾

1) (北京理工大学信息与电子学院电子工程系, 毫米波与太赫兹技术北京市重点实验室, 北京 100081)

2) (东南大学物理系, 南京 211189)

(2013年9月22日收到; 2013年10月14日收到修改稿)

针对无源超材料高色散、高损耗和均匀性差的缺点, 利用集总元件和负微分元件设计、加工了一种微波频段的有源可调谐超材料传输线, 并对其进行了测试. 实验获得了具有散射参数随外加偏置电压改变而变化的电控可调谐特性以及衰减常数为负值的有源超材料传输线.

关键词: 有源超材料, 可调谐超材料, 集总元件, 负微分元件

PACS: 78.67.Pt, 81.05.Xj, 87.50.U-, 84.40.Dc

DOI: 10.7498/aps.63.027802

1 引言

超材料 (metamaterial), 也有人将其称为“人工电磁材料”、“异向介质”、“特异材料”等. 尽管这个概念源自于1968年前苏联物理学家 Veselago^[1] 从理论上提出的介电常数和磁导率同时为负值的左手材料, 但是随着研究的深入, 凡是具有自然界中不存在的电磁特性的人工制造的复合结构或复合材料均被称为超材料, 包括负折射率材料、单负材料、近零折射率材料、梯度渐变折射率材料、电磁晶体、人工表面等离子体等^[1-11]. 左手材料是超材料的一个典型代表, 左手材料的实现方法一般是通过组合负介电常数结构和负磁导率结构, 从而在某一特定频段内材料表现出负折射率特性. 1996年, Pendry等^[12] 提出了利用金属线阵设计低频段的负介电常数材料. 1999年, Pendry等^[13] 又提出利用开口谐振环设计负磁导率材料. 文献^[14, 15] 通过组合这两个结构^[12, 13] 分别实现了一维结构和二维结构的左手材料, 这种通过谐振结构法设计的左手材料存在带宽窄、损耗大的缺

点. 2002年, Itoh, Eleftheriades 和 Oliner 三个研究小组分别独立提出了利用传输线实现左手材料的新方法^[16-19]. 这种传输线型的左手材料运用对偶原理, 通过周期性地加载亚波长的串联电容和并联电感获得具有左手特性的传输线. 传输线型的左手材料具有平面化、频带宽、易于电路集成等优点, 已在微波技术领域得到广泛的应用^[2]. 2004年, Itoh 研究小组^[20] 报道了对于传输线型的左手材料, 实际上超材料传输线的右手寄生效应是无法避免的, 因此只能得到复合左右手传输线.

超材料的发展目前面临高损耗、高色散和均匀性差三大难题. 尽管超材料传输线的损耗要小于谐振型超材料, 但是随着频率的增高, 金属损耗、介质损耗以及耦合损耗也会增加, 将影响超材料传输线的实际应用. 许多学者和工程界人士认为, 将有源器件或有源材料加入到超材料中是一种解决超材料高色散和高损耗的有效途径^[21-28]. 例如, 2006年, Casares-Miranda等^[21] 在超材料传输线中加入放大器用于改善漏波天线的性能. 2009年, Powell等^[22] 利用非线性电路参数放大特性改善了超材料

* 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2012AA8123012)、国家自然科学基金 (批准号: 61307128, 61275107)、高等学校博士学科点专项科研基金 (批准号: 20131101120027) 和北京理工大学基础研究基金 (批准号: 20120542015) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: lms@bit.edu.cn

传输线的损耗. 2010年, Xiao等^[23]将罗丹明800染料作为增益材料用于损耗补偿, 获得了光学频段的有源超材料, 不过并没有得到净增益的超材料. 尽管本研究小组^[24-26]利用分布参数法得到了具有增益放大特性的超材料传输线, 但是没有研究它们的可调谐特性. 一般认为, 分布参数超材料的损耗较小, 但是存在色散和均匀性问题; 集总参数超材料具有损耗大的缺点, 不过利用集总参数法实现的超材料单元尺寸小, 可以较好地解决色散和均匀性问题. 也就是, 在均匀性方面由集总参数法实现的超材料较利用分布参数法实现的超材料更具有优势^[27-29]. 通过加入可调谐元件可以改善超材料的色散特性, 这是因为可调谐超材料本质上增加了超材料的动态带宽^[30,31].

本文从有耗传输线理论和有效介质理论出发, 通过传统无源超材料传输线模型上加入串联电阻和并联电导(电阻值(电导值)为正表示引起损耗, 电阻值(电导值)为负代表提供增益)分析有源可调谐超材料传输线的特性. 同时利用集总元件和负微分元件设计、制作了微波频段的有源可调谐超材料传输线, 并对其进行了测试.

2 负微分元件和等效电路模型分析

负微分元件是指具有电流随偏置电压增大而减小特性的元件, 包括电压控制型(N型)负微分元件和电流控制型(S型)负微分元件. 例如, 隧道二极管是一种常见的N型负微分电阻元件. 隧道二极管是由重掺杂pn结隧道效应制成的两端口半导体器件, 其理论基础为量子力学中的“隧道效应”. 隧道二极管作为负阻器件的优点在于无需搭建外围匹配电路便可直接使用、仅需要一组直流馈电、结构简单、功耗低、响应快等. 隧道二极管被广泛地应用于混频、高速开关电路、触发器、低噪声放大等器件或模块中. 随着半导体材料外延生长技术和机械加工工艺水平的提高, 可制作出在射频、微波、甚至太赫兹等频段^[24,25]使用的隧道二极管.

本文选用美国微半导体公司生产的型号为TD261的隧道二极管, 其伏安特性曲线可由下式拟合得到:

$$i_d(v_d) = I_P e^{-V_{FP}/V_t} (e^{v_d/V_t} - 1) + I_P (v_d/V_P) \times e^{1-v_d/V_P} + I_V e^{v_d-V_V}, \quad (1)$$

式中, i_d 为隧道二极管的电流, v_d 为隧道二极管的电压, I_P 为峰点电流, V_{FP} 为前向电压, V_t 为热

电压, V_P 为峰点电压, I_V 为峰谷电流, V_V 为峰谷电压. 从商家提供的参数资料可知, 这里 $I_P = 2.2 \text{ mA}$, $V_{FP} = 0.58 \text{ V}$, $V_t = 0.026 \text{ V}$, $V_P = 0.08 \text{ V}$, $I_V = 0.31 \text{ mA}$, $V_V = 0.39 \text{ V}$. 图1(a)为TD261型隧道二极管的等效电路模型, 图1(a)中寄生元件等效电路值为串联寄生电感 $L_S = 1.5 \text{ nH}$, 串联寄生电阻 $R_S = 7 \Omega$, 并联寄生电容 $C_P = 1 \text{ pF}$. 隧道二极管的工作频率范围在其自谐振频率 f_s 和电阻截止频率 f_r 之间, f_s 和 f_r 的计算公式为^[24,25]

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_P R_D} \sqrt{\frac{C_P R_D^2 - L_S}{L_S}}, \quad (2)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi C_P R_D} \sqrt{\frac{R_D - R_S}{L_S}}, \quad (3)$$

这里 R_D 为隧道二极管的等效负阻值.

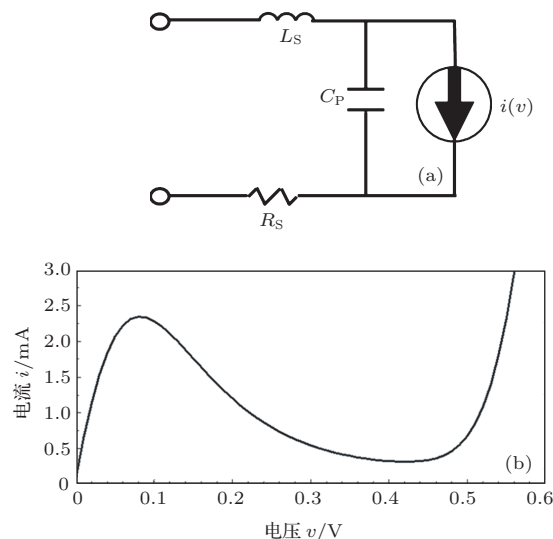


图1 隧道二极管的等效电路模型和伏安曲线 (a) 等效电路模型; (b) 伏安曲线

利用Agilent公司生产的先进设计系统(ADS)软件对隧道二极管进行建模, 隧道二极管的伏安特性曲线如图1(b)所示. 从图1(b)可以看出, TD261型隧道二极管的负微分电阻偏置电压区为0.08—0.45 V. 在ADS等效电路软件中, 运用优化工具建立优化目标, 可以用其估算隧道二极管的等效负阻. 对于TD261型隧道二极管, 可以通过上述模型简单估算其等效负阻. 例如当直流偏置电压为0.32 V时, 其等效负阻约为 -480.7Ω .

考虑隧道二极管的等效电路模型, 基于集总元件和负微分元件的有源可调谐超材料传输线单元和传统的复合左右手传输线单元的结构相似, 但是也存在差别. 本文所提出的有源超材料传输线单元的等效电路模型如图2所示.

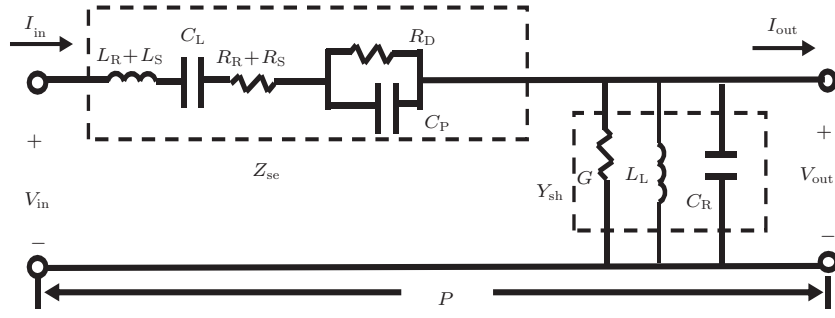


图2 基于集总元件和负微分元件的有源可调谐超材料传输线单元的等效电路模型

图2中, C_L 和 L_L 为利用对偶原理设计的左手特性传输线的左手串联电容和左手并联电感; L_R 和 C_R 为此传输线产生的寄生等效右手串联电感和右手并联电容; R_R 和 G 为此金属损耗、介质损耗或辐射损耗引起的等效电阻和等效电导. 在图2所示的等效电路模型中, 串联阻抗 Z_{se} 和并联导纳 Y_{sh} 分别为

$$Z_{se} = R_R + R_S + \frac{R_D}{1 + \omega^2 C_P^2 R_D^2} + j \left(\omega (L_R + L_S) - \frac{1}{\omega C_L} - \frac{\omega C_P R_D^2}{1 + \omega^2 C_P^2 R_D^2} \right), \quad (4)$$

$$Y_{sh} = G + j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right). \quad (5)$$

运用传输线方程可以得到

$$\frac{dV}{dP} = -IZ_{se}, \quad (6)$$

$$\frac{dI}{dP} = -VY_{se}. \quad (7)$$

联立(6)和(7)式可以得到

$$\frac{d^2 V}{dP^2} - \gamma^2 V = 0, \quad (8)$$

$$\frac{d^2 I}{dP^2} - \gamma^2 I = 0. \quad (9)$$

这里 I 为传输线的电流; V 为传输线的电压; P 为传输线单元长度; 传播常数 $\gamma = \alpha + j\beta$, 单位为 Np/m , 其中, α 为衰减常数, 单位为 Np/m , β 为相移常数, 单位为 rad/m .

在传输线理论中, 传输线型超材料的特性一般是由传播常数和特性阻抗描述. 当超材料传输线单元长度足够小, 即 $P \ll \lambda_g$ (λ_g 为波导波长) 时, 超材料传输线满足有效介质条件, 其特性又可以由等效材料参数描述. 由电磁场理论的麦克斯韦方程和传输线理论的电报方程在形式上的相似性可知: 材料特性可由电磁特性参数 (介电常数、磁导率、折

射率和波阻抗) 或者传输线参数 (阻抗、导纳、传播常数、特性阻抗) 完全等效地描述, 并且可以相互转化. 通过有耗传输线理论和有效介质理论, 可以得到超材料传输线的传输线特性参数 (传播常数 γ 和特性阻抗 Z_0) 和等效材料参数 (折射率 N_{eff} 、介电常数 ϵ_{eff} 和磁导率 μ_{eff}). 它们之间的相互关系如下[3]:

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha + j\beta = \pm \sqrt{Z_{se} Y_{sh}} = \pm j\omega \sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \mu_{\text{eff}}} \\ &= jk_0 N_{\text{eff}}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$Z_0 = R_0 + jX_0 = \pm \sqrt{\frac{Z_{se}}{Y_{sh}}} = \pm \sqrt{\frac{\mu_{\text{eff}}}{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} N_{\text{eff}} &= n_{\text{eff}} - j\kappa_{\text{eff}} = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \\ &= \pm c_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \mu_{\text{eff}}} = \frac{\gamma}{jk_0}, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{N_{\text{eff}}}{Z_0} = \frac{Y_{sh}}{j\omega}, \quad (13)$$

$$\mu_{\text{eff}} = N_{\text{eff}} Z_0 = \frac{Z_{se}}{j\omega}, \quad (14)$$

式中, k_0 为自由空间波数 ($k_0 = \frac{\omega}{c_0}$), ω 为角频率, c_0 为真空中的光速, R_0 为特性阻抗的实部, X_0 为特性阻抗的虚部, n_{eff} 为折射率的实部, κ_{eff} 为折射率的虚部, ϵ_r 为相对介电常数, μ_r 为相对磁导率. 对于有源可调谐超材料, (10)–(14) 式中的符号和分支选择可通过文献[32]给出的方法获得.

3 基于集总元件和负微分元件的有源可调谐超材料传输线

基于集总元件和负微分元件 (本文选用隧道二极管) 设计的有源可调谐超材料传输线单元的等效电路和实物照片如图3所示, 器件总面积为 $26 \text{ mm} \times 22 \text{ mm}$. 在实际制作过程中, 选用罗杰斯公司生产的介电常数为 2.2, 厚度为 0.8 mm 的聚四氟乙烯玻璃纤维增强材料 (RT/Duroid® 5880)

作为介质基板. 微带线宽度为 2.4 mm, 特性阻抗为 $50\ \Omega$, 两端右手传输线长度 (RH-TL) 均为 10 mm, 中间的微波有源可调谐超材料传输线长度 $P = 6\text{ mm}$, 金属过孔直径为 0.6 mm. 考虑集总元件参数偏差及有源器件寄生电感和电容对超材料传输线的影响, 通过计算得到的左手电容 $C_L = 2.2\text{ pF}$. 同时, 为了尽量保证电路的对称性, 将其对称排列为两个串联电容, 每个电容值为 4.4 pF. 左手电感值 $L_L = 4.7\text{ nH}$, 射频扼流电感 $L_{\text{chock}} = 33\text{ nH}$.

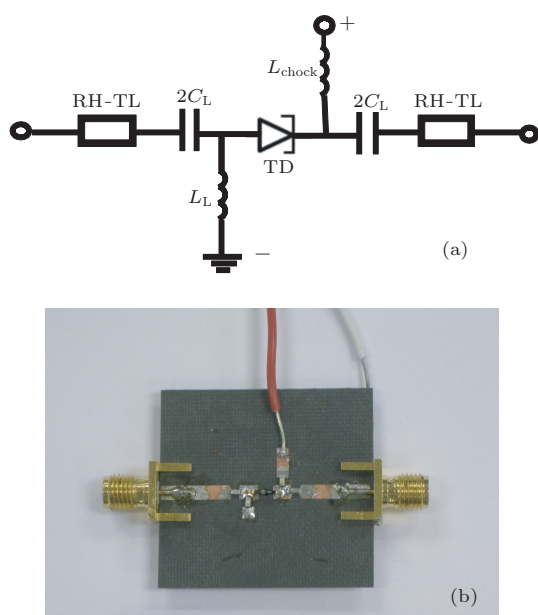


图3 有源可调谐超材料传输线单元的等效电路和实物照片 (a) 等效电路; (b) 实物照片

通过对用于馈电的 SMA (sub-miniature-A) 接头和右手传输线进行去嵌入处理, 得到了直流偏置电压为 0, 0.32, 0.50 V 时有源超材料传输线的散射参数随频率的变化关系, 结果如图 4 所示, 图中 S_{11} 为反射系数, S_{21} 为传输系数.

为了评定在不同直流偏置电压下隧道二极管引起的增益或损耗的高低, 图 5 给出了直流偏置电压为 0, 0.32 和 0.5 V 情况下 $S_{11}^2 + S_{21}^2$ 的频率响应. 从图 5 可以看出: 直流偏置电压为 0 V 时, 除了隧道二极管的寄生效应外, 隧道二极管既不提供能量, 也不损耗能量; 直流偏置电压为 0.32 V 时, 隧道二极管工作在负微分电阻区, 直流能量转换为外部电路的交流能量, 为整个电路提供增益; 当直流偏置电压为 0.5 V 时, 隧道二极管工作在正微分电阻区, 即变成正电阻, 带来了除寄生效应的额外损耗.

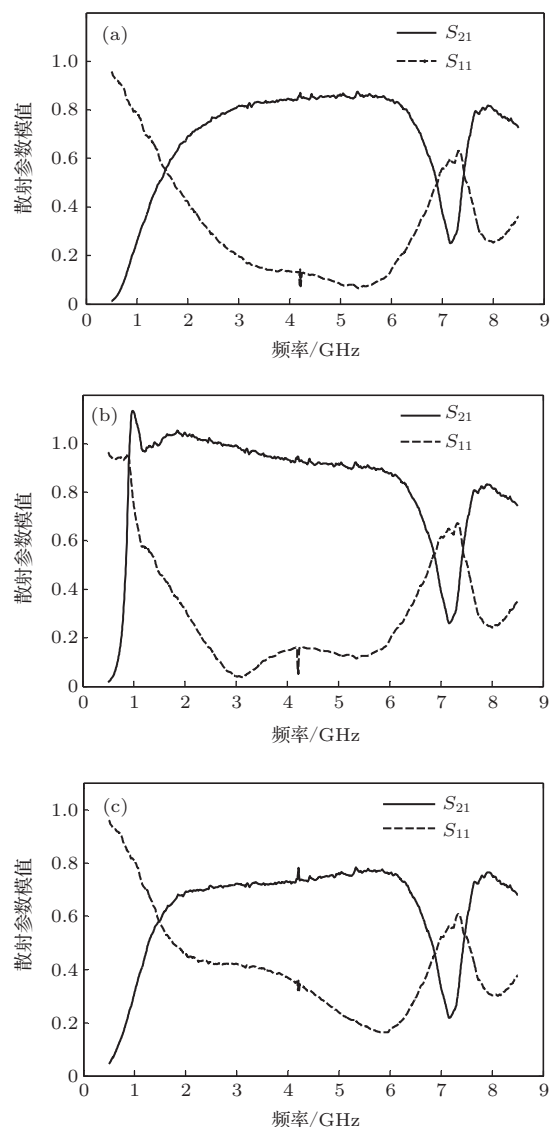


图4 直流偏置电压为 0, 0.32 和 0.5 V 时有源超材料传输线的散射参数随频率的变化 (a) 0 V; (b) 0.32 V; (c) 0.5 V

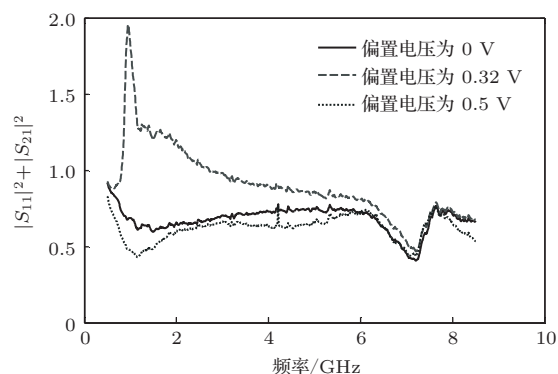


图5 不同偏置电压下 $S_{11}^2 + S_{21}^2$ 随频率的变化

在直流偏置电压为 0.32 V 时, 该有源超材料传输线的传播常数 (衰减常数和相移常数) 如图 6 所示. 从图 6 可以看出, 该有源超材料传输线处于平衡态, 其相移常数零点位于 2.85 GHz. 当频率小于

2.85 GHz 时, 相移常数为负值, 有源超材料传输线表现为左手特性. 当频率大于 2.85 GHz 时, 相移常数为正值, 有源超材料传输线表现为右手特性. 在频率小于 2.95 GHz 的范围内, 衰减常数为负值, 代表存在增益.

图 7 给出了在偏置电压为 0.32 V 时此有源超材料传输线的特性阻抗随频率的变化. 从图 7 可以看出, 该有源超材料传输线的特性阻抗在 2.85 GHz 处有一谐振, 在 1.69—5.77 GHz 的超宽频率范围内特性阻抗的实部接近 50 Ω (45—58 Ω), 特性阻抗的虚部接近零. 这表明该有源超材料传输线可以在超宽频段内实现与右手传输线的良好匹配.

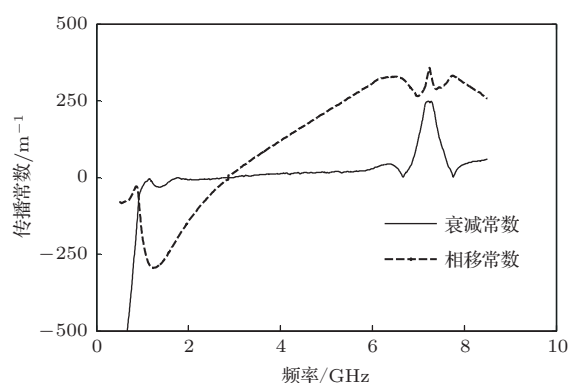


图 6 直流偏置电压为 0.32 V 时有源超材料传输线的传播常数

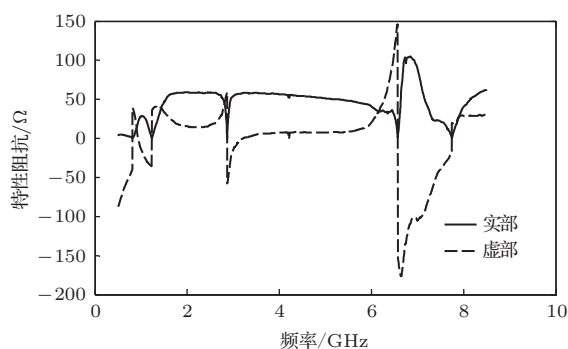


图 7 直流偏置电压为 0.32 V 时有源超材料传输线的特性阻抗随频率的变化

值得指出的是, 均匀性问题是超材料领域里一个非常重要的问题. 通常情况下, 超材料单元尺寸和周期晶格长度远小于波导波长. 根据经验, 两者至少小于四分之一波导波长才可以认为超材料满足有效介质条件. 根据文献 [32] 提出的均匀性系数 H_i 计算方法, 有源超材料传输线应满足的均匀性条件为

$$H_i = \left| \frac{2\beta P}{\pi} \right| \leq 1, \quad (15)$$

即在均匀性系数 $H_i \leq 1$ 的情况下, 该有源超材料传输线可以看作等效均匀材料. 图 8 给出了

直流偏置电压为 0.32 V 时有源超材料传输线的均匀性系数随频率的变化. 从图 8 可以看出, 在 1.83—4.64 GHz 的频率范围内此有源超材料传输线满足均匀性条件, 因此该有源超材料传输线传播常数和特性阻抗的参数提取值正确可靠, 而当频率范围为 0.99—1.83 GHz 以及大于 4.64 GHz 时, 均匀性条件被打破, 该有源超材料传输线无法被看作是均匀有效介质, 参数提取值仅具有参考意义, 其适用性有待进一步验证 [32].

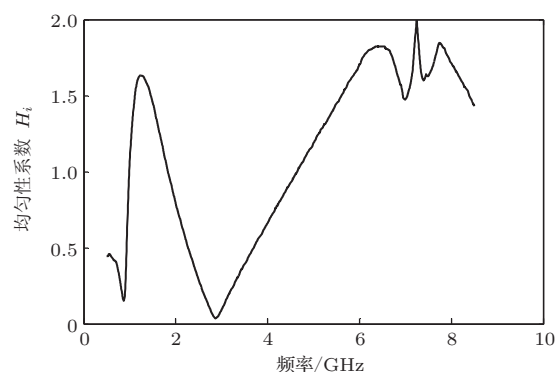


图 8 直流偏置电压为 0.32 V 时有源超材料传输线的均匀性系数随频率的变化

4 结 论

针对无源超材料高损耗、高色散和均匀性差的缺点, 本文研究了基于集总元件和负微分元件的有源可调谐超材料传输线. 对隧道二极管这种负微分元件进行了建模仿真和等效负阻的提取. 实际加工制作了基于集总元件和负微分元件的有源超材料传输线. 结果表明, 该有源超材料传输线具有散射参数随外加偏置电压改变而变化的可调谐特性, 以及偏置电压在负微分区的左手频段的增益放大特性. 该有源可调谐超材料传输线可有效地应用于多种微波功能器件和微波功能系统, 如漏波天线、谐振器、滤波器、亚波长成像等.

参考文献

- [1] Veselago V G 1968 *Sov. Phys. Usp.* **10** 48
- [2] Cui T J, Smith D R, Liu R P 2010 *Metamaterials: Theory, Design and Applications* (New York: Springer)
- [3] Caloz C, Itoh T 2005 *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications* (New York: John Wiley & Sons)
- [4] Chen H Y, Chan C T, Sheng P 2010 *Nat. Mater.* **9** 387
- [5] Hao J M, Wang J, Liu X L, Padilla W J, Zhou L, Qiu M 2010 *Appl. Phys. Lett.* **96** 251104
- [6] Tang M C, Xiao S Q, Wang D, Ge G D, Bai Y Y, Zhang J R, Wang B Z 2011 *Chin. Phys. B* **20** 067805

- [7] Chen W Y T, Han P Y, Kuo M L, Lin S Y, Zhang X C 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 088401 (in Chinese)[陈吴玉婷, 韩鹏昱, Kuo Mei-Ling, Lin Shawn-Yu, 张希成 2012 物理学报 **61** 088401]
- [8] Su Y Y, Gong B Y, Zhao X P 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 084102 (in Chinese)[苏妍妍, 龚伯仪, 赵晓鹏 2012 物理学报 **61** 084102]
- [9] Si L M, Zhu W, Sun H J 2013 *IEEE Antenn. Wirel. Propag. Lett.* **12** 305
- [10] Si L M, Liu Y, Lu H, Sun H J, Lü X, Zhu W 2013 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **25** 519
- [11] Liu Y, Si L M, Zhu S H, Xin H 2011 *Electron. Lett.* **47** 80
- [12] Pendry J B, Holden A J, Stewart W J, Youngs I 1996 *Phys. Rev. Lett.* **76** 4773
- [13] Pendry J B, Holden A J, Robbins D J, Stewart W J 1999 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **47** 2075
- [14] Smith D R, Padilla W J, Vier D C, Nemat-Nasser S C, Schultz S 2000 *Phys. Rev. Lett.* **84** 4184
- [15] Shelby R A, Smith D R, Schultz S 2001 *Science* **292** 77
- [16] Caloz C, Itoh T 2002 *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest* San Antonio, US-A, 2002 p412
- [17] Iyer A K, Eleftheriades G V 2002 *IEEE International Symposium on Microwave Theory and Techniques Digest* Seattle, USA, p1067
- [18] Grbic A, Eleftheriades G V 2002 *USNC/URSI National Radio Science Meeting* San Antonio, USA, p340
- [19] Oliner A A 2002 *USNC/URSI National Radio Science Meeting* San Antonio, USA, p41
- [20] Sanada A, Caloz C, Itoh T 2004 *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **14** 68
- [21] Casares-Miranda F P, Camacho-Penalosa C, Caloz C 2006 *IEEE Trans. Antenn. Propag.* **54** 2292
- [22] Powell D A, Shadrivov I V, Kivshar Y S 2009 *Appl. Phys. Lett.* **94** 084105
- [23] Xiao S, Drachev V P, Kildishev A V, Ni X, Chettiar U K, Yuan H K, Shalaev V M 2010 *Nature* **466** 735
- [24] Si L M, Jiang T, Chang K, Chen T C, Lü X, Ran L X, Xin H 2011 *Materials* **4** 73
- [25] Jiang T, Chang K, Si L M, Ran L X, Xin H 2011 *Phys. Rev. Lett.* **107** 205503
- [26] Si L M, Sun H, Lü X 2011 *Microw. Opt. Techn. Lett.* **53** 515
- [27] Grbic A, Eleftheriades G V 2002 *J. Appl. Phys.* **92** 5930
- [28] Eleftheriades G V, Lyyer A K, Kremer P C 2002 *IEEE Trans. Microw. Theory. Tech.* **50** 2702
- [29] He L, Zhang Y W, Li H Q, Chen H, Zhang D K 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 768 (in Chinese)[赫丽, 张治文, 李宏强, 陈鸿, 张东科 2005 物理学报 **54** 768]
- [30] Zhu W R, Rukhlenko I D, Si L M, Premaratne M 2013 *Appl. Phys. Lett.* **102** 121911
- [31] Zhao J, Cheng Q, Chen J, Qi M Q, Jiang W X, Cui T J 2013 *New J. Phys.* **15** 043049
- [32] Si L M, Hou J X, Liu Y, Lü X 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 037806 (in Chinese)[司黎明, 侯吉旋, 刘埏, 吕昕 2013 物理学报 **62** 037806]

Active tunable metamaterial transmission line based on lumped elements and negative differential devices^{*}

Si Li-Ming^{1)†} Hou Ji-Xuan²⁾ Liu Yong¹⁾ Lü Xin¹⁾

1) (*Beijing Key Laboratory of Millimeter Wave and Terahertz Technology, Department of Electronic Engineering, School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China*)

2) (*Department of Physics, Southeast University, Nanjing 211189, China*)

(Received 22 September 2013; revised manuscript received 14 October 2013)

Abstract

To overcome the defects of metamaterials, such as high dispersion, the high loss, and the problem of homogenization, we design and implement an active tunable metamaterial transmission line, and measure the characteristics of active tunable metamaterial transmission line that is based on lumped elements and negative differential devices. From the measured results, it exhibits not only electronically tunable scattering parameters (electro-control tunable characteristic) but also the negative attenuation constant (the propagation amplification) in the left-handed frequency band (active characteristic).

Keywords: active metamaterial, tunable metamaterial, lumped elements, negative differential devices

PACS: 78.67.Pt, 81.05.Xj, 87.50.U-, 84.40.Dc

DOI: [10.7498/aps.63.027802](https://doi.org/10.7498/aps.63.027802)

^{*} Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2012AA8123012), the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61307128, 61275107), the Specialized Research Foundation for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20131101120027), and the Basic Research Foundation of Beijing Institute of Technology, China (Grant No. 20120542015).

[†] Corresponding author. E-mail: lms@bit.edu.cn