

一种基于同轴波导的异向传输线

廖绍伟 徐建华 王建勋
(电子科技大学物理电子学院 成都 610054)

摘要: 该文提出了一种基于同轴波导的新型异向传输线,与现有基于微带电路的异向传输线相比,这种结构有更高的工作频率、损耗较低和更大的功率容量;与基于同轴波导和矩形波导的异向传输线相比,其结构更简单容易实现。等效电路与有限元仿真的结果均表明这种结构在特定的频段表现出明显的异向特性。

关键词: 异向传输线; 同轴波导; 异向同轴波导

中图分类号: TN811

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2747-04

A Left-Handed Transmission Lines Based on Coaxial Waveguide

Liao Shao-wei Xu Jian-hua Wang Jian-xun
(School of Physical Electronic, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract: A novel Left-Handed Transmission Lines (LHTLs) based on coaxial waveguide is presented, compared with the LHTLs based on microstrip, the new structure has higher operating frequency, lower loss and higher power capability; compared with the LHTLs based on coaxial waveguide and rectangular waveguide presented recently, it has a simpler structure and is more easily to realize; The results of equivalent circuit method and finite element simulation show that the structure exhibits obvious left-handed behavior in a specific frequency range.

Key words: LHTLs (Left-Handed Transmission Lines); Coaxial waveguide; CW-LHTLs (Coaxial Waveguide LHTLs)

1 引言

异向介质是近年来国际物理学与电磁学研究热点,是一种全新的电磁材料,它的实现被《科学》杂志评为2003世界十大科技突破之一。异向介质的介电常数与磁导率同时为负,它呈现出许多与普通介质完全不同的电磁特性,如负折射、平板汇聚、后向辐射、倏逝波放大、逆多普勒效应、逆切伦科夫辐射等^[1]。这些特性,具有重要的应用价值。

异向传输线是异向介质的一种一维形式,它通过在普通传输线上加载周期结构使得在其内部传播的特定频段电磁波相速与群速方向相反,实现其等效介电常数与磁导率同时为负。异向传输线将是异向介质应用的主要形式,已经实现的包括异向传输线制作的移相器^[2,3]、异向传输线二分支定向耦合器^[4]、异向传输线环形电桥^[5]、异向传输线耦合线定向耦合器^[6]、异向传输线巴仑^[7]等等,这些新型器件与传统器件相比性能更加优异,但尺寸却远远小于传统器件。异向传输线的应用还远不于此,很多其他方面的应用还等待人们去继续发现。

现有异向传输线几乎都是通过在微带或平面波导上周期加载等效串联电容与并联电感实现^[8,9],是一种周期性LC网络。微带或平面波导结构的开放性和制作工艺的问题导致

现有异向传输线的工作频率不可能做得很高,介质基板的损耗使得现有异向传输线还局限于小功率。最近也有人提出一种利用同轴波导实现的异向传输线^[10,11],但是由于这种结构需要在同轴线的内外导体间周期加载SRR(Split-Ring Resonator)和CLS(Capacitively Loaded Strip)导致结构复杂,实现困难,采用类似方法实现的矩形波导异向传输线^[12]也有相同的问题。本文提出采用另一种方法实现的基于同轴波导的异向传输线,称之为异向同轴波导,这种异向传输线没有SRR和CLS,所以结构简单,容易实现;与现有采用周期性LC网络实现的异向传输线相比,本文所提出的结构由于其封闭性可以工作在更高的频率,更大的功率容量并且由于没有介质基板所以损耗较低。利用这种结构制作出的高频率、大功率且损耗低的负相位补偿器、负移相器、反向定向耦合器等新型微波器件,有望显著提高微波系统性能减小系统体积。

2 异向传输线的基本原理

根据异向介质的传输线理论^[13,14],可以得到理想异向介质单位长度传输线模型的等效电路,如图1(b)所示,作为比较同时给出了理想普通介质单位长度传输线模型的等效电路图1(a)。可以发现,异向介质与普通介质的差别在于传输线模型等效电路中的电容与电感交换了位置。

在实际实现异向传输线时,需要在宿主传输线(host

transmission-line)即一种普通传输线上周期加载等效的串联电容和并联电感,考虑到宿主传输线的分布参数,可以得到图 2 所示异向传输线单元等效电路。其中 d 代表周期的单元长度; C_r 和 L_r 分别为宿主传输线单元长度的分布电容和电感; C_l 和 L_l 分别为为实现异向传输线而在单元上周期加载的等效串联电容和并联电感。由于宿主传输线分布参数的影响,导致异向传输线单元等效电路只有在特定频段才可实现串联支路呈容性且并联支路呈感性,使其单元等效电路可以简化成图 1(b)的形式,实现异向特性。

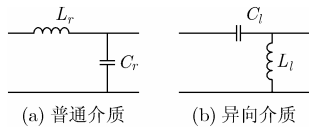


图 1 理想普通介质与理想异向介质单位长度传输线模型等效电路

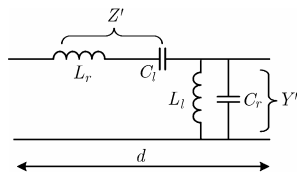


图 2 异向传输线单元等效电路

由于异向传输线单元尺度有限并不满足理想异向介质的均匀性条件,严格推导时其色散关系不能用均匀介质中电磁波传播常数计算公式计算,而采用一维周期微波网络的色散关系式(1)^[15,16]:

$$\cos \beta d = \cos \theta + \frac{ZY}{2} \cos^2 \frac{\theta}{2} + \frac{j}{2} \left(\frac{Z}{Z_0} + \frac{Y}{Y_0} \right) \sin \theta \quad (1)$$

对于异向传输线可以得到:

$$\theta = \omega \sqrt{L_r C_r}, \quad Z = \frac{1}{j\omega C_l}, \quad Y = \frac{1}{j\omega L_l},$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad Y_0 = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (2)$$

根据式(1),可以得到图 3 所示能速为正时异向传输线色散关系示意图,对于能速为负的情况可以关于 $\beta d=0$ 对称得到。可以发现在 f_b 和 f_1 之间的频段内,群速与相速反号,根据定义这就是一个左手通带;在大于 f_2 的频段内,群速与相速同号,代表右手通带;而在其它频段电磁波是截止的。

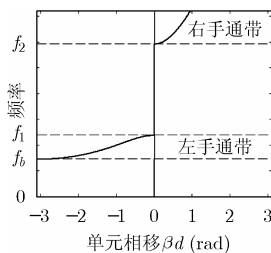


图 3 能速为正时异向传输线色散关系示意图

令式(1)中的 $\beta d = \pi$, 经过一些近似可以得到 f_b 的表达式:

$$f_b = \frac{1}{4\pi \sqrt{L_r C_l}} \quad (3)$$

令式(1)中的 $\beta d=0$, 经过一些近似可以得到 f_1 与 f_2 的表达式:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_l}}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_l C_r}} \quad (4)$$

3 异向同轴波导设计

要在普通同轴波导上实现如图 2 所示的异向传输线单元等效电路,可以将同轴波导的内导体切开使之隔开一定的距离就可以得到一个等效的串联电容;将同轴波导内外导体用一根细导线连接起来就可以得到一个等效的并联电感。为了安装方便将基于同轴波导的新型异向传输线即异向同轴波导设计成如图 4 所示结构(灰色部分为金属)。

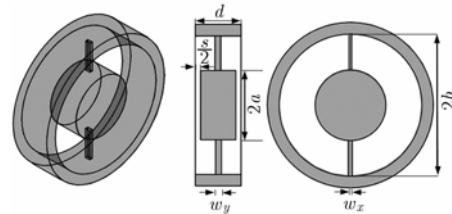


图 4 异向同轴波导单元示意图

对于普通同轴波导,单位长度的等效电容和电感 C_r' 和 L_r' 可以由式(5)得到,为了简化分析不考虑损耗;因为电流的趋肤效应,在高频情况时 L_r' 将不包括内导体的内部电感:

$$C_r' = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)}, \quad L_r' = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (5)$$

对于异向同轴波导,普通同轴波导是其宿主传输线。当异向同轴波导的内导体间距 s 远远小于单元长度 d 且连接内外导体的导线足够细时,可以得到在图 2 所示异向传输线单元等效电路中宿主传输线的等效电容 C_r 与电感 L_r :

$$C_r \approx C_r' d, \quad L_r \approx L_r' d \quad (6)$$

对于通过切开内导体而得到的串联等效电容 C_l ,忽略边缘效应,可以用平板电容的计算公式得到:

$$C_l = \pi a^2 \epsilon / s \quad (7)$$

完全通过解析的办法来计算连接内外导体的并联等效电感 L_l 几乎是不可能的,因为它的边界条件非常复杂。数值仿真发现每个结构参数的变化都会导致 L_l 的变化,其中连接导线的长 w_y 与宽 w_x 是影响较大的两个量。这里给出一种仿真配合解析的办法方法来求解 L_r : 首先根据设计要求确定所有结构参数包括 w_y 与 w_x ;通过多个单元的传输仿真得到如图 3 所示第 2 个通带的起始频率 f_2 ;由于 C_r 已经由式(6)计算得出且 f_2 已知,根据式(4)可以求出 L_l 。通过对 w_y 与 w_x 的优化,就可以得到所需要的 L_l 以实现期望的通带特性。

由于在第 2 节得出的传输线模型的等效电路都是在同轴波导传播 TEM 波的情况下得到的，故异向同轴波导要出现左手通带的前提条件也必须是在其中传播的是准 TEM 波(异向同轴波导中结构的不连续使得完全的 TEM 波不可能存在)。电磁波模式的改变将导致等效电路的改变而可能不出现左手通带。所以在进行设计时，选定一组结构参数后应进行仿真观察电磁场的分布，确定其在规定频段内工作在准 TEM 波状态时这组参数才可以被使用。

4 异向同轴波导结构仿真

本文采用基于三维有限元法(FEM)的电磁仿真软件 HFSS 进行仿真。图 4 所示异向同轴波导结构参数如下(内外导体间的填充介质为真空)： $a=5.5\text{mm}$ ， $b=7\text{mm}$ ， $d=8\text{mm}$ ， $s=0.1\text{mm}$ ， $w_x=0.5\text{mm}$ ， $w_y=1\text{mm}$ 。

首先对 15 个单元的传输特性进行仿真，采用驱动模式(driven modal)，输入端为 TEM 波，在异向同轴波导的两端又添加了两段 72mm 长的普通同轴波导，其内导体的外半径与外导体的内半径与异向同轴波导相同。由于场的对称性，在仿真中设置了两个对称边界条件，这样只需计算全部结构的 1/4。为了证明异向同轴波导中传播的是准 TEM 波，图 5 给出了在 1.7GHz 时 15 个单元中端同一相位的电场矢量与磁场矢量分布，可以发现除了在连接内外导体的金属线所在的位置，电场矢量几乎都沿径向而磁场矢量几乎都是沿轴向，故可以认为在 1.7GHz 时异向同轴波导中传播是准 TEM 波。仿真证明对于 1.3~7GHz 频段的非截至电磁波都可以得到相似的结论，满足在第 3 节最后提出的异向同轴波导出现左手通带的前提条件。

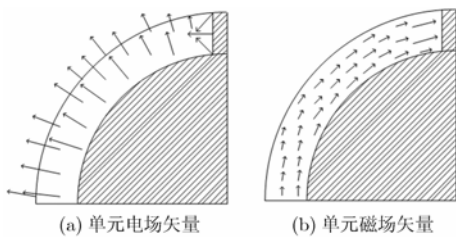


图 5 单元中端电场与磁场矢量(1.7GHz)分布

从图 6 中 15 个单元异向同轴波导的传输特性，可以发现从直流到 1.3GHz 的频段电磁波几乎完全截至；在 1.3~2.6GHz 的频段出现了一个通带，根据第二部分的讨论这个通带就是左手通带；在 2.6~6GHz 的频段电磁波再次截至；而在 6GHz 以上又出现了一个通带，这个通带呈现右手特性。左手通带内反射较大是因为在异向同轴波导两端所加的普通同轴波导的特性阻抗与异向同轴波导的特性阻抗相差较大造成的，可以通过改变普通同轴波导的内导体半径或在普通同轴波导中填充合适的介质进而使其特性阻抗与异向同轴波导的特性阻抗在左手通带内达到匹配来改善反射，此外异同轴波导结构的不连续性也会造成一定的反射。对于

左、右手通带在本征模式的仿真中将会有清晰的表示。

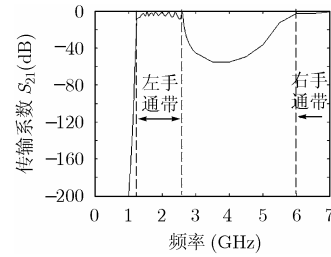


图 6 15 个单元异向同轴波导的传输特性

图 7 为普通同轴波导(左)和异向同轴波导(右)交界面处 1.7GHz 电磁波磁场幅度随相位 φ 的变化，因为仿真时设置了对称面，故只能看到全部结构的一半。TEM 波的激励设置在右边端口，电磁波的能量自右向左传播。从图 7 中可以看出由于端面不匹配形成的反射导致异向同轴波导工作在行驻波状态，但仍可以清楚地发现两种波导中的相速是相反的：普通同轴波导中相速向左与群速方向相同；异向同轴波导中相速向右与群速方向相反。还可以从图 7 中看出在 1.7GHz 时两种波导中电磁波的工作波长不同，普通同轴波导中的工作波长大于异向同轴波导中的，这是因为两种波导中的等效介电常数与磁导率大小不同造成的，与它们的符号无关。

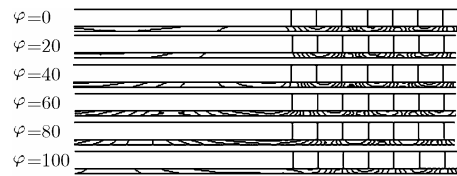


图 7 普通同轴波导(左)和异向同轴波导(右)交界面处磁场幅度随相位 φ 的变化

现在对一个异向同轴波导单元用三维有限元法仿真，采用本征模式(eigenmode)求解，设置主从边界条件(master & slave boundary)相当于无限长周期，以便求出结构的色散关系。图 8 给出了利用有限元法仿真得出的异向同轴波导的色散关系，在 1.3~2.6GHz 频段内可以清楚地看到一个群速与相速方向相反的左手通带；2.6~6GHz 为阻带；6GHz 以上

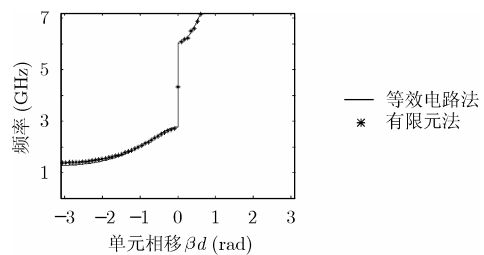


图 8 能速为正单元异向同轴波导色散关系

又出现一个相速与群速方向相同的右手通带。作为比较, 在图 8 中同时给出了利用等效电路法, 将计算出的异向传输线单元等效电路各元件参数代入式(1)而得到的色散关系。从图中可以发现两种方法所得结果符合得很好。

5 结束语

本文提出了一种新型的异向传输线, 并通过等效电路与有限元法仿真证明了这种结构存在左手通带, 说明结构是合理的。事实上本文所提出的结构左手通带频率可以设计得更高, 带宽可以更宽。

参 考 文 献

- [1] Veselago V G. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Sov. Phys. Usp.*, 1968, 10(4): 509-514.
 - [2] Antoniadis M A and Eleftheriades G V. Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2003, 2(1): 103-106.
 - [3] Kim Hongjoon, Kozyrev A B, and Karbassi A, *et al.* Linear tunable phase shifter using a left-handed transmission line. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2005, 15(5): 366-368.
 - [4] Islam R and Eleftheriades G V. Phase-agile branch-line couplers using metamaterial lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, 14(7): 340-342.
 - [5] Okabe H, Caloz C, and Itoh T. A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using a left-handed transmission line section. 2003 IEEE MTT-S International, Microwave Symposium Digest, 8-13 June 2003, Vol 1: 329-332.
 - [6] Caloz C, Sanada A, and Itoh T. A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech*, 2004, 52(3): 980-992.
 - [7] Antoniadis M A and Eleftheriades G V. A broadband wilkinson balun using microstrip metamaterial lines. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2005, 4(1): 209-212.
 - [8] Caloz C, Iwai T, and Itoh T. Transmission line approach of left-handed(LH) material. USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Antonio, TX, 2002: 39-41.
 - [9] Eleftheriades G V, Iyer A K, and Kremer P C. Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 2002, 50(12): 2702-2712.
 - [10] Salehi H and Mansour R R. A new realization of left-handed transmission lines employing a coaxial waveguide structure. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Long Beach, CA, Jun. 2005: 1941-1944.
 - [11] Saleh H and Mansour R R. Analysis, modeling, and applications of coaxial waveguide-based left-handed transmission lines. *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, 2005, 53(11): 3489-3497.
 - [12] Decoopman T, Vanbesien O, and Lippens D. Demonstration of backward wave in a single split ring resonator and wire loaded finline. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, 14(11): 507-509.
 - [13] Eleftheriades G V, Siddiqui O, and Iyer A K. Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2003, 13(2): 51-53.
 - [14] Ramo S, Whinnery J R, and Duzer T V. *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd. New York: Wiley, 1994: 263-264.
 - [15] Collin R E. *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd. New York: McGraw-Hill, 1992: 552-556, 570.
 - [16] Pozar D M. *Microwave Engineering*, 2nd. New York: Wiley, 1998: 424-427, 162.
- 廖绍伟: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为微波理论与技术。
徐建华: 男, 1962 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 现在研究领域为电磁场与微波技术。
王建勋: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为微波毫米波器件与技术。