

复合左右手技术的二元阵天线的计算及测量*

郑奎松[†] 吴昌英 万国宾 韦 高

(西北工业大学电子信息学院, 西安 710072)

(2010年11月23日收到; 2010年12月24日收到修改稿)

为了克服微带天线的横向尺寸需要满足半个波长的限制, 本文提出了一种基于复合左右手传输线技术的二元阵天线. 该天线阵由结构相同的两个天线阵单元构成; 天线阵单元由3个辐射片、辐射片之间的交指电容和直通辐射片和接地板的短路针组成. 辐射片、短路针、天线阵的基片和接地板构成了复合左右手传输线结构. 天线阵单元之间通过弓形连接线连接, 通过调节弓形连接线两个端口到馈源之间的距离来调节天线阵单元之间的初始相位差. 在关心频段内, 数值计算得到的二元阵天线的 S 参数与实际测量结果符合得很好, 并且零阶谐振频率与用等效电路理论得到的谐振频率相一致. 通过测量得到该二元阵天线的峰值增益达到 6.3 dB, 提高了天线的增益. 二元阵天线工作在零阶谐振频时, 天线阵单元的物理尺寸约为 $0.28\lambda_0 \times 0.1\lambda_0$, 其中 λ_0 为零阶谐振波长. 本文为天线的小尺寸化指出了新的途径.

关键词: 天线, 异向介质, 左右手传输线, 增益

PACS: 41.20.Jb, 84.40.Ba

1. 引言

左手材料 (left-handed metamaterials) 是近年来材料学和物理学领域研究的热点之一^[1]. 在经典的电动力学理论中, 介电材料的电磁特性可由介电常数 ϵ 和磁导率 μ 两个宏观参数来描述. 当电磁波通过一定的周期性结构时, 能够获得介电常数 ϵ 和磁导率 μ 都是负数的人造左手材料^[2,3]. 当电磁波照射左手材料时, 描述电磁波传播特性的电场强度 E 、磁场强度 H 和电磁波的传播方向 K 满足“左手螺旋”关系. 此外, 电磁波在左手材料中传播时还存在逆斯涅耳折射等特殊的电磁特性. 基于传输线理论分析可知, 采用串联电容和并联电感设计的传输线具有左手材料的特性, 由于此时传输线上还寄生有右手效应, 这时的传输线就构成了复合左右手传输线. 传输线上的串联电容和并联电感提供了在传输线上传输后向波的左手传输特性, 这一类传输线被称为双负异向介质传输线 (DNG meta-structured TL, DNG MTL)^[4].

Itoh 等人在文献[4]介绍了基于复合左右手传

输线技术设计天线的方法. 在 2002 年 Itoh 等人和 2007 年 Lee 等人都叙述了利用左右手传输线设计的天线, 美中不足的是, 上述基于左手传输线结构实现的天线虽然尺寸较小, 却存在着辐射效率低, 带宽窄以及增益小的问题^[4-8].

为了克服现有基于左右手传输线技术天线的低增益和辐射方向性差的不足, 本文提出了一种二元阵天线, 基于复合左右手传输线技术, 通过改组构成天线左手特性的串联电容和并联电感的分布, 合理设置由天线阵单元之间的相位差, 从而实现小尺寸、高增益和辐射方向性强的二元阵天线, 达到满足多种天线场合的实际需求.

2. 理论推导

对于一段无耗的双负异向介质传输线 (DNG MTL) 段元的电路模型可用图 1 所示. 在图 1 中, 符号 L_R, C_L, C_R 和 L_L 分别代表串联电感、串联电容、并联电容和并联电感, 其中单位分别为法拉 (F) 和亨利 (H). 根据无耗传输线理论, 传输线的传播常数 $\gamma = j\beta = \sqrt{Z'Y'}$, 其中 Z' 和 Y' 分别为传输线的单位长

* 西北工业大学基础研究基金 (批准号: NPU-FFR-JC201013) 资助的课题.

[†] E-mail: kszheng@nwpu.edu.cn

度的阻抗和导纳. 根据公式 $\beta = \omega \sqrt{\mu\varepsilon}$ 可以计算得到异向介质传输线材料 (MTL) 的等效介电常数和等效磁导率为

$$\begin{aligned} \mu_{\text{DNG}} &= \frac{Z'_{\text{DNG}}}{j\omega} = L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L}, \\ \varepsilon_{\text{DNG}} &= \frac{Y'}{j\omega} = C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L}, \end{aligned} \quad (1)$$

其中, L'_R, C'_L, C'_R 和 L'_L 分别代表单位长度的串联电感 (L_R/d)、单位长度的并联电容 (C_R/d) 和单位长度倍数的串联电容 ($C_L d$)、单位长度倍数的并联电感 ($L_L d$). 从(1)式可以看出, 当 $\omega < 1/\sqrt{L'_R C'_L}$ 和 $\omega < 1/\sqrt{L'_L C'_R}$ 时, MTL 的等效介电常数和等效磁导率同时为负数, 从而传输线具有双负通带.

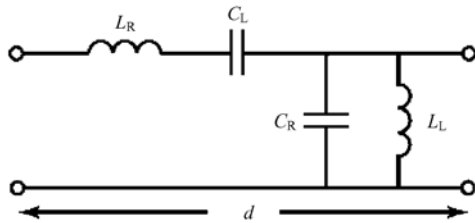


图1 左右手传输线段元的等效电路图

根据 Bloch 理论和周期性边界的 Floquet 边界条件, 可以得到图 1 所示的周期性单元的色散方程如下:

$$\beta d = \cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{\omega_L^1 \omega^2}{\omega^2 \omega_R^2} - \left(\frac{\omega_E^2}{\omega^2} + \frac{\omega_M^2}{\omega^2} \right) \right] \right\}, \quad (2)$$

其中, $\omega_R = 1/\sqrt{L'_R C'_R}, \omega_L = 1/\sqrt{L'_L C'_L}, \omega_M = 1/\sqrt{L'_R C'_L}$ 和 $\omega_E = 1/\sqrt{L'_L C'_R}$. β 为 Bloch 波的相位常数, d 为 DNG MTL 段元的长度. 在 $\omega_M > \omega_E$ 的情况下, 传输线的色散曲线可以通过计算式(2)得到. 当 βd 取不同值时可得到上述复合左右手传输线的不同的谐振频率, 具体的表达式如下:

$$\beta_n d = \frac{n\pi d}{l} = \frac{n\pi}{N}$$

$$(n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, (N-1)), \quad (3)$$

上式中 $N (=l/d)$ 和 l 分别代表周期单元的个数和整个谐振器的长度. (3) 式也指出当 $n = 0$ 时, 该复合左右手结构的谐振单元具有零阶的谐振频率, 其表达式为

$$\omega_{\text{ZOR}} = \omega_E = 1/\sqrt{L'_L C'_R}. \quad (4)$$

由(4)式可以看出, 复合左右手传输线的零阶谐振频率是由周期单元的并联电感和并联电容所决定, 与整个传输线 (由多个周期单元构成) 的总长度无

关. 因此, 可以利用复合左右手传输线来构造子波天线.

3. 数值计算

3.1. 天线模型

图 2 给出了基于复合左右手传输线技术的二元阵天线模型, 包括实测的天线模型. 该二元阵天线由下列元器件构成: 一覆铜箔的 FR4 的微波介质基板, 其参数设定为介电常数为 4.5、损耗正切为 0.02 和厚度为 1.5 mm, 通过刻蚀铜箔在微波介质基板上、下表面形成的上表面元件和接地板, 以及穿过微波介质基板连接上表面元件和接地板的导通短路针. 其中, 二元阵天线由两个结构相同的天线阵单元组成, 每个天线阵单元的辐射片为 3 个, 每个辐

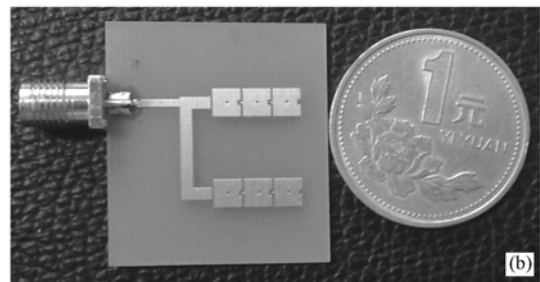
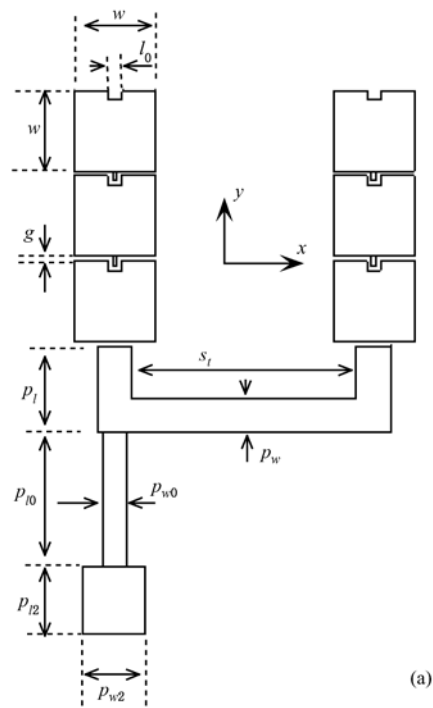


图2 二元阵天线 (a) 天线阵上表面元件的物理尺寸; (b) 测量用的二元阵天线

射片的尺寸为 $w \times w$, 其中 $w = 3.5 \text{ mm}$; 天线阵单元的辐射片分别通过短路针与接地板导通, 短路针的直径为 $D = 0.3 \text{ mm}$; 天线阵单元中相邻的辐射片之间的电磁耦合是通过交指电容进行的, 如图 2 所示. 在本文中, 交指电容只设计成一个交指, 交指的物理尺寸为 $0.2 \text{ mm} \times 0.4 \text{ mm}$, 交指与对应的辐射片之间的间距为 $g = 0.2 \text{ mm}$; 天线阵单元最外边的辐射片刻蚀有方形槽, 改变辐射片上的电磁流分布, 提供分布电容. 方形槽的长 $l_0 = 0.6 \text{ mm}$, 深度为 0.4 mm .

两个天线阵单元之间是通过弓形连接线相连接. 天线阵单元的辐射片和弓形连接线之间的电磁耦合通过一矩形缝隙来进行的, 如图 2 所示. 弓形连接线的相关尺寸为 $p_l = 3.75 \text{ mm}$, $s_l = 9.7 \text{ mm}$ 和 $p_w = 1.5 \text{ mm}$. 本文中的二元阵天线与馈源之间连接有 $\lambda/4$ 阻抗变换器, 如图 2 所示. 构成阻抗变换器的微带线尺寸为 $p_{n0} = 5.8 \text{ mm}$, $p_{w0} = 1.0 \text{ mm}$ 和 $p_{n2} = 3.0 \text{ mm}$, $p_{w2} = 2.7 \text{ mm}$.

3.2. 计算及测量结果

观察图 2 所示的天线阵, 每个天线阵单元由三个周期单元构成. 天线阵单元中的辐射片和接地板间的电容、交指电容、电流流过辐射片产生的电感及电流流过辐射片和接地板间导通的短路针产生的电感共同组成了构成复合左右手传输线的并联电容 C_R 、串联电容 C_L 、串联电感 L_R 和并联电感 L_L . 因此可以看出, 本例子的二元阵天线具备零阶谐振所要求的条件. 天线阵单元的周期结构的等效电路图如图 1 所示.

利用全波电磁计算软件并采用 S 参数拟合的方法, 可以提取出天线阵周期单元的等效电路参数, 分别为 $L_R = 0.94 \text{ nH}$, $C_R = 0.49 \text{ pF}$, $L_L = 0.78 \text{ nH}$ 和 $C_L = 0.25 \text{ pF}$, 即图 1 中所标的参量. 把上述等效电路参数代入 (2) 式, 可以得到如图 3 所示的周期单元的色散图. 二元阵天线的天线阵单元是由 3 个复合左右手传输线单元构成的, 由 (2) 式可知, 当 $\beta d = 0, \pm \pi/3, \pm 2\pi/3$ 时, 天线阵具有谐振频率分别为 $f = f_0, f_{\pm 1}, f_{\pm 2}$. 其中谐振频率 f_0 为 (4) 式所表示的零阶谐振频率, f_{-1} 和 f_{-2} 为位于双负通带里的谐振频率, 此时复合左右手传输线的介电常数和磁导率同时为负数.

在图 3 中可以清楚的读出天线阵单元的零阶谐振频率为 $f_0 = 8.14 \text{ GHz}$. 并且, 由 (4) 式可知, 复合

左右手传输线的零阶谐振频率只与 L_L 和 C_R 有关, 也就是只与辐射片的尺寸和导通短路针的直径有关, 与整个天线阵单元的总长度没有关系. 通过合理设置辐射片的尺寸和导通短路针的直径就能得到相应的零阶谐振频率 f_0 , 从而降低整个天线的尺寸, 达到天线小型化的设计目的.

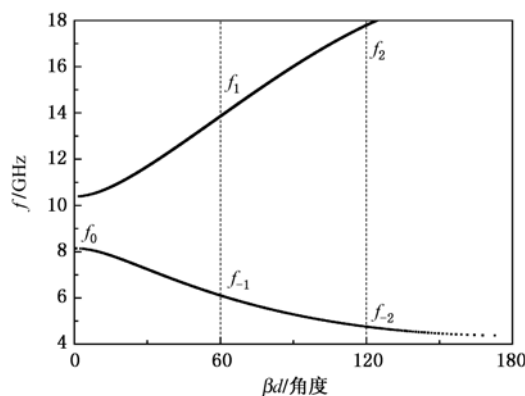


图 3 色散图

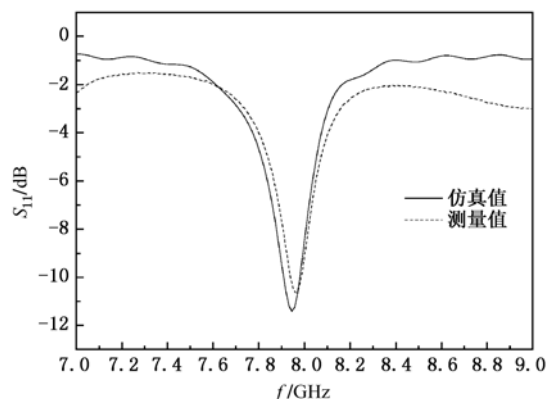


图 4 S 参数

图 4 给出了计算得到的二元阵天线的 S 参数, 同时图上还画出了利用矢量网络分析仪测量图 2 (b) 实际制备的二元阵天线的 S 参数. 从图 4 中可以看出, 利用全波时域计算软件计算得到二元阵天线的零阶谐振频率 f_0 (图中为实线) 和测量实际二元阵天线的 S 参数得到的谐振频率 (图中显示的是虚线) 符合很好, 都在 $f_0 = 7.94 \text{ GHz}$ 附近. 并且测量结果与利用传输线理论计算得到的周期单元的零阶谐振频率相一致, 从而验证了本文方法的有效性和二元阵天线制备的可行性.

同时, 值得关注的是当二元阵天线工作在零阶谐振频率 $f_0 = 7.94 \text{ GHz}$ 时, 天线阵单元的物理尺寸约为 $0.28\lambda_0 \times 0.1\lambda_0$, 其中 λ_0 为零阶谐振波长. 这

时的二元阵天线的物理尺寸突破了传统微带天线谐振时所需要横向尺寸为 $0.5\lambda_0$ 的尺寸限制,这一特点为微带天线的小尺寸化提供了理论依据和实际参考价值.

图 5 分别给出了二元阵天线 E 面和 H 面的辐射

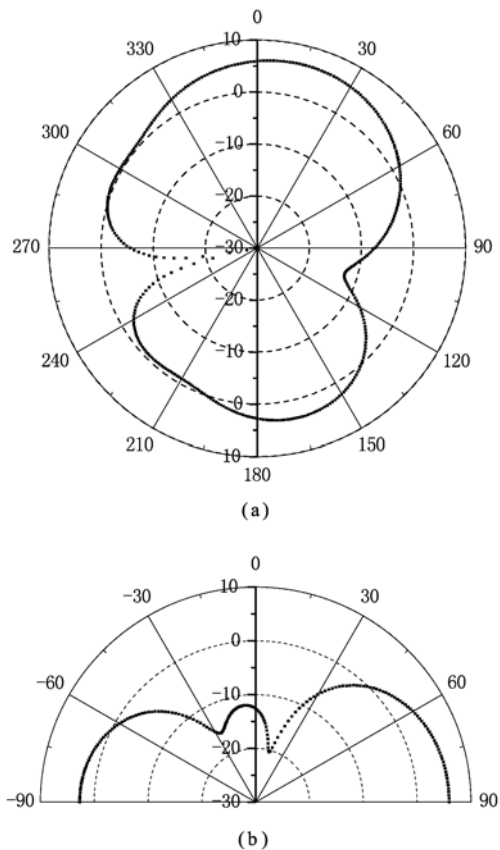


图 5 天线阵的辐射方向图 (a) E 面($x-y$ 平面); (b) H 面($x-z$ 平面)

射方向图. 从图中看出天线的主瓣沿着 x 轴方向, 解决了基于复合左右手结构的天线方向性能较差的缺点. 当天线阵工作在频率为 $f_0 = 7.94$ GHz 时, 天线阵的峰值增益达到 6.3 dB, 方向性系数为 10.5 dBi; 而在文献[7]中指出当周期单元为 3 个的时候子波天线的增益仅为 4.63 dB. 同时, 对实际二元阵天线的峰值增益进行了测量, 值为 4.7 dB. 经过分析, 增益的仿真结果与实测结果不相同的原因: 由于测量条件的限制, 对实际二元阵天线进行增益测量时是在实验室的环境条件下采用两相同天线法进行测量的, 环境因素对天线测量的结果有一定的影响. 因此, 考虑实际天线制作工艺误差和环境测量误差, 二元阵天线仿真结果与实际测量结果很好地吻合.

4. 结 论

本文提出了一种基于复合左右手传输线技术的子波二元阵天线. 该二元阵天线由两个结构相同的天线阵单元构成, 天线单元之间通过弓形连接线相连接, 通过调整弓形连接线与馈源的连接点的位置来调整两个天线阵单元之间的相位差, 提高了天线的辐射方向图和增益. 利用全波时域算法计算了二元阵天线的零阶谐振频率、 S 参数和辐射方向图, 并与实际天线的测量结果相比较, 发现两组数据符合得很好. 计算结果验证了本文提出方法的有效性和正确性, 为天线小尺寸化的工程应用提供了理论基础和参考价值.

- [1] Veselago V G 1968 *Sov. Phys. Usp.* **10** 509
- [2] Zhang C M, Sun M Z, Yuan Z L, Song X P 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 1758 (in Chinese) [张淳民、孙明昭、袁志林、宋晓平 2009 物理学报 **58** 1758]
- [3] 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]
- [4] Sanada A, Caloz C, Itoh T 2004 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **52** 1252
- [5] Sanada A, Caloz C, Itoh T 2003 *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Korea, 2003, Nov., **3** p1588
- [6] Sanada A, Kimura M, Awai I, Caloz C, Itoh T 2004 *Proc. 34th Eur. Microwave Conf.*, Amsterdam, October 2004, p1341
- [7] Park J H, Ryu Y H, Lee J G, Lee J H 2007 *IEEE Trans. On Antennas and Propagation* **55** 3710
- [8] Sun Y Z, Ran L X, Wang D X, Wang W G, Chen Q L 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 4602 (in Chinese) [孙永志、冉立新、王东兴、王伟光、陈秋林 2010 物理学报 **59** 4602]

Implementation of two-element antenna array with right/left-handed transmission line metamaterials *

Zheng Kui-Song[†] Wu Chang-Ying Wan Guo-Bin Wei Gao

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

(Received 23 November 2010; revised manuscript received 24 December 2010)

Abstract

To overcome the limitation that the linear transverse dimension of microstrip antenna is of the order of half wavelength, a two-element antenna array has been proposed with composite right/left-handed transmission line metamaterials in this paper. The antenna array is made of two same antenna elements. Each element consists of three radiating patches, interdigital capacitance between two radiation patches and shorted pin connecting radiating patch with ground plane. Therefore, a composite right/left-handed transmission line metamaterials is constituted by radiating patch, shorted pin, antenna of substrate and ground plane. An arched microstrip line is used to connect two antenna elements. The phase difference between two antenna elements is set by adjusting the length of arched microstrip line. S parameters of antenna array obtained by numerical computation are in good agreement of that obtained by measurement. Meanwhile, zeroth-order resonant frequency of two-element antenna array is consistent with that estimated by the circuit theory with extracting equivalent circuit parameters of composite right/left-handed transmission line metamaterials. The peak gain of this antenna array is 6.3 dB. Seen from this point, the antenna peak gain is enhanced. When operating in the zeroth-order resonant frequency, physical dimensions of this antenna element are reduced to $0.28\lambda_0 \times 0.1\lambda_0$. Here λ_0 is a zeroth-order resonant wavelength. The proposed antenna array is a novel venue for antenna miniaturization.

Keywords: antenna, metamaterials, right/left-handed transmission line, gain

PACS: 41.20.Jb, 84.40.Ba

* Project supported by the Northwestern Polytechnical University Basic Research Fund (Grand No. NPU-FFR-JC201013).

[†] E-mail: kszheng@nwpu.edu.cn