

文章编号:1001-9014(2007)02-0137-04

## 新型左手传输线馈电微带阵列天线

李雁, 徐善驾, 张忠祥

(中国科技大学 电子工程与信息科学系, 安徽 合肥 230027)

**摘要:**提出了一种采用复合左右手传输线馈电的新型微带阵列天线. 该天线利用左手传输线的相位超前特性来补偿传统的右手传输线所具有的相位滞后, 从而保证了天线单元之间的同相位馈电, 避免了因相位延迟导致的天线波束偏移, 并进一步提高了天线的增益. 仿真与实际测试证明: 与同类型天线相比, 该天线具有尺寸小、频带宽和馈电网络设计简单等优点, 可在微波系统中实际使用.

**关键词:**复合左右手传输线; 微带阵列天线; 馈电网络

**中图分类号:** 文献标识码:

## NOVEL MICROSTRIP ANTENNA ARRAY FED WITH LEFT-HANDED TRANSMISSION LINE

LI Yan, XU Shan-Jia, ZHANG Zhong-Xiang

(Department of Electronics Engineering and Information Science, University of Science & Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract:** A novel microstrip antenna array fed with composite right/left-handed transmission line (CRLH-TL) was presented. The antenna utilizes the positive phase delay of the CRLH-TL to compensate the negative phase delay of the ordinary right-handed transmission line so that the equal phase feeding between the elements of the antenna is guaranteed. As a result, the offset of the radiation beam of the antenna owing to the phase delay is avoided and the gain is increased. The simulation and experimental results indicate that this antenna is of advantages of small dimension, broad frequency bandwidth and easy design for the feeding structures compared with the same type of conventional antenna, and it is applicable to the practical microwave system.

**Key words:** composite right-/left-handed transmission line; microstrip antenna array; feeding network

### 引言

左手材料的概念最初由苏联物理学家 Veselago 在 1967 年提出. 他在文章中预示, 当材料的介电常数  $\epsilon$  和磁导率  $\mu$  同时为负时, 电场  $E$ 、磁场  $H$  和波矢  $K$  构成左手坐标关系, 电磁波在其中传播时, 会产生一系列奇异的现象, 如逆 Snell 折射效应、逆切伦科夫辐射效应等<sup>[1]</sup>. 由于自然界中至今没有发现这种材料, 因此有关这类材料应用方面的研究进展缓慢. 最近的研究(见文献[2~3])表明: 通过应用对偶原理可以构造出具备左手材料特性的微带传输线和共面波导. 其中, Itoh 等人提出的左手微带传输线结构被认为在工程上具有较大的应用前景.

左手传输线具备的奇异特性, 可被用于实现在

天线阵中的应用. 已有的研究表明: 利用左手传输线构造零阶谐振器天线, 可以缩小天线尺寸, 减小损耗并提高天线效率<sup>[4]</sup>; 与普通的漏波天线比较, 用左手传输线构造出的新型频扫漏波天线具有扫描范围广(前后向  $\pm 90^\circ$  扫描)以及工作在基模、馈电结构简单的特点<sup>[5]</sup>. 此外, 通过在左右手复合传输线的每个单元上增加一个可控电压源, 控制每个单元中变容二极管的电压偏置, 改变每个单元的传播常数, 可以实现控制天线的扫描范围和波束宽度的目的<sup>[6]</sup>. 上述多项研究均是将左手传输线自身作为天线单元, 通过控制单元中的传播常数, 使其工作在左、右手辐射区, 以实现其前后向的辐射特性. 比较前面的研究成果, 本文将提出一种左手传输线<sup>[3]</sup>在 8 单元微带阵列天线馈电结构中的应用. 与普通同

收稿日期: 2006-04-16, 修回日期: 2006-10-19

Received date: 2006-04-16, revised date: 2006-10-19

基金项目: 国家自然科学基金(60471073, 63531020, 60371010)资助项目

作者简介: 李雁(1976-), 女, 安徽合肥人, 中国科学技术大学在读研究生, 现主要从事微波、毫米波应用研究.

类型天线相比,该天线增益提高,尺寸大为缩小并有利于工程上的架设与使用.

### 1 左手传输线的工作原理

#### 1.1 等效电路模型

根据对偶原理,对由单位长度的串联电感 [ $H/m$ ] 和并联电容 [ $F/m$ ] 构成的右手传输线等效电路做出相应变换,可得到如图 1(a) 表示的由单位长度串联电容 [ $F \cdot m$ ] 和并联电感 [ $H \cdot m$ ] 所构成的左手传输线等效电路模型<sup>[2]</sup> (仅考虑无耗情况). 事实上,由于不可避免的右手寄生效应,纯左手传输线是不存在的. 对于由普通微带线构造而成的左手传输线结构<sup>[2]</sup>,其实际等效电路中还包含寄生的串联电感分量和并联电容分量,如图 1(b) 所示.

其相位常数  $\beta$  的表达式推导如下

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{Z'Y'} \\ &= \sqrt{j\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right) \cdot j\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right)} \\ \Rightarrow \beta(\omega) &= a \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left(\frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L}\right)}, \quad (1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{令 } \omega_1 &= \min\left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}\right), \\ \omega_2 &= \max\left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}\right). \end{aligned}$$

当  $\omega < \omega_1$  时,  $a = -1$ , 传播常数  $\beta < 0$ , 而当  $\omega > \omega_2$  时,  $a = +1$ , 传播常数  $\beta > 0$ . 从式(1)可以推出,当  $\beta$  为负值时,相速与群速平行反向,表明该结构在电磁波的某些频段具备左手材料的传播特征. 此外,根据材料的结构参数与传输线特性阻抗、导纳之间的关系式  $Z' = j\omega\mu, Y' = j\omega\varepsilon$  可推出

$$\mu(\omega) = L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L}, \quad (2)$$

$$\varepsilon(\omega) = C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L}. \quad (3)$$

在  $\omega < \omega_1$  时,式(2)和式(3)中的  $\mu$  和  $\varepsilon$  同时取

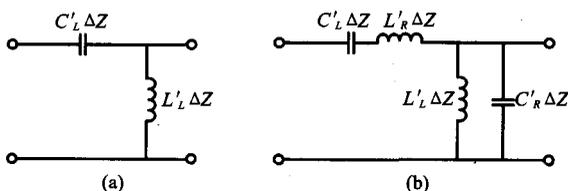


图1 等效电路模型<sup>[3]</sup> (a)理想左手传输线单元(b)复合左右手传输线单元

Fig.1 Equivalent circuit model (a) ideal left-handed transmission line (b) composite right/left-handed transmission line.

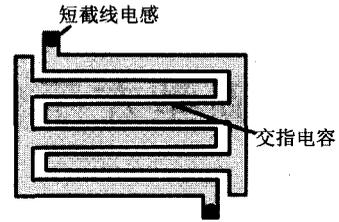


图2 单元左手微带传输线结构

Fig.2 Layout of the unit cell of the microstrip LH-TL prototype

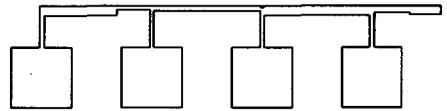


图3 右手传输线串馈线阵

Fig.3 Serial-feed array with right-handed transmission line

负值,从另一角度证实了该结构具备左手材料特征.

#### 1.2 左手传输线单元

如图 2 所示,本文所应用的左手传输线单元<sup>[3]</sup>由交指电容和 2 个短截线电感共同组成. 由于存在着寄生参数的影响(随着频率的上升而不断增大),因此这种结构只能在一定频带范围内体现出左手特征.

此外,由于上述结构中的容抗、感抗分量的大小和微带单元实际尺寸有关,因此通过调整其内部尺寸,能够有效改善左手传输线端口的阻抗匹配情况.

### 2 新型 8 单元微带阵列天线

#### 2.1 结构尺寸设计

在右手微带阵列天线中,通常采用并联方式对天线单元进行馈电,其优点是能够保证在很宽频带内不同天线单元的同相位馈电,形成笔形波束,缺点是馈电方式结构复杂,损耗大,特别是在较高频段时这些缺点变得更为突出. 而对于如图 3 所示的传统串馈天线,其馈电结构简单,尺寸相对较小,但为了避免因相位延迟而导致的天线波束偏移,相邻单元间相位差必须保证为  $360^\circ$  (即单元间距为 1 个波长),该条件对图 3 所示结构来说仅能在窄频带内获得满足,且工作在较低频段时较长的馈线容易导致天线损耗增大,增益低,扫描范围变窄.

为解决上述问题,本文在图 3 的基础上设计出一种如图 4 所示的由左、右手传输线共同馈电的 S 波段 8 单元微带阵列天线. 该天线利用复合左右手传输线(简称 CRLH-TL)的相位超前特性,补偿馈电线中右手传输线所具有的相位滞后特性,从而满足

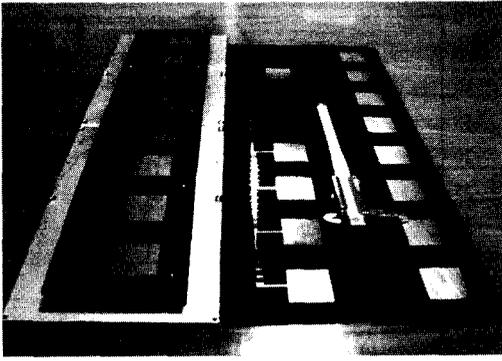


图4 8 单元微带阵列天线  
Fig. 4 Photograph of 8 element microstrip antenna array

天线单元等相位馈电的要求,在较宽频段内保证天线的垂直波束指向.该天线采用  $\epsilon_r = 2.55$ ,厚度  $h = 2\text{mm}$  的国产板制成.天线分为上下两层结构,其中,表层为寄生单元,底层包括辐射单元和由左右手传输线共同组成的馈线系统,相邻天线单元的间距取  $0.55\lambda$ .具体尺寸参见图4~5和表1~2.

从式(1)可知,在不改变 CRLH-TL 单元外围尺寸的基础上,仍可通过调整等效电路中电容、电感的分布来改变超前相位的大小,以较小的单元长度来实现所要求的超前相位值,从而补偿右手传输线的滞后相位,实现天线单元之间的零相位延迟.从这个意义上讲,图4所示的结构设计尺寸较小,弥补了图3中天线结构尺寸较大的缺陷.

2.2 天线工作原理

对于如图4所示结构,由于左手传输线的传播相位  $\theta_1 = \beta_1 d_1 < 0 (\beta_1 < 0)$ ,具有相位超前的特性,

表1 本文微带阵列天线结构参数表

Table 1 Structure parameters of present microstrip antenna array

参数	数值	参数	数值
$h1$	2mm	$\epsilon r1$	2.55
$h2$	6.6mm	$\epsilon r2$	1
$h3$	2mm	$\epsilon r3$	2.55
$W1$	32.4mm	$W3$	2.28mm
$W2$	33.8mm		

表2 本文左右手混合馈电线结构参数表

Table 2 Structure parameters of present CRLH feedline

馈电结构种类	级联单元个数 $n$	单元交指个数	交指交叠长度 $rl(\text{mm})$	短截线线宽 $(\text{mm})$ $gw1$ $gw2$	交指电容与短截线电感之间的间隙 $rgs(\text{mm})$	短截线弯曲段长度 $le(\text{mm})$	端口微带线宽 $mw(\text{mm})$
第一类	5		5.7	0.4	0.4	2.8	5.5
第二类	6	10	6	0.2	0.6	2.1	2.96
第三类	6		5.7	0.4	0.4	2.8	5.5

其中,交指间隙  $s$ 、交指线宽  $rw$  和“手指”横向连接线宽度  $wp$  均为  $0.2\text{mm}$ .

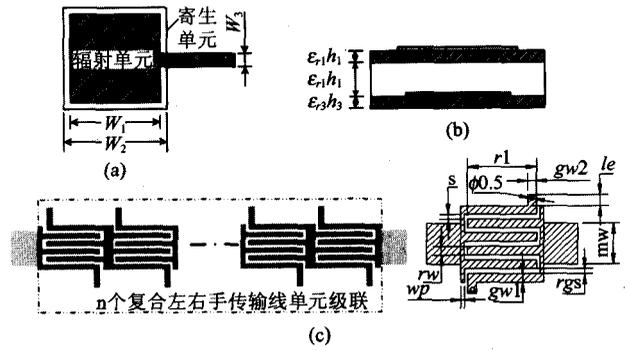


图5 本文微带阵列天线结构示意图(a)天线结构平面俯视图(b)天线结构侧视图(c)左右手传输线混合馈电结构(共三类)

Fig. 5 Schematics of present microstrip antenna array (a) front view of antenna structures (b) side view of antenna structures (c) feeding structure of the CRLH-TL (three types)

而传统右手传输线传播相位  $\theta_2 = \beta_2 d_2 > 0 (\beta_2 > 0)$ ,具有相位滞后的特性.因此,只要通过控制2种传输线的长度比例,调整左手传输线的电抗分布以改变其插入相位,在满足下式的情况下

$$\theta_1 + \theta_2 = \beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 = 0 \quad (4)$$

$$d_1 + d_2 = 0.55\lambda \quad (5)$$

即可实现相邻天线单元之间的零相差,避免因相位延迟而导致的天线波束偏移.与并馈天线和传统串馈天线相比,馈电网络简化,单元间距缩小(仅为  $0.55\lambda$ ),从而使损耗降低,天线工作效率提高.

图6给出了2种传输线的相位常数随频率的变化关系.由图可见,由于左右手传输线色散曲线斜率的绝对值是相等的,因而在进行左右手传输线相位补偿后,相位-频率曲线将会变陡,并导致色散增大.为解决该问题,需要折衷选择左、右手传输线各自的尺寸,根据式(6)和式(7),采取措施增加电路中引入的左手电抗分量,从而降低最终合成传输线的相位-频率关系曲线斜率,减小色散.

$$\beta = \omega \sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \quad (6)$$

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \sqrt{L_R C_R} + \frac{1}{\omega^2 \sqrt{L_L C_L}} \quad (7)$$

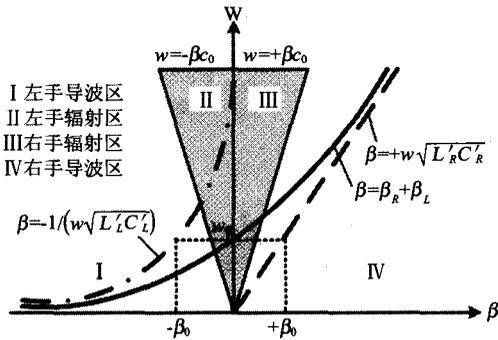


图6 不同传输线的色散图  
Fig. 6 The dispersion diagram for the different TLs

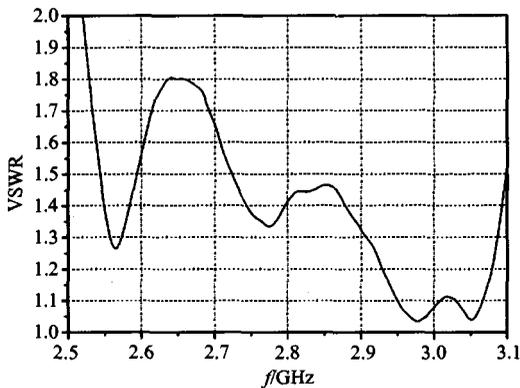


图7 输入驻波比频带特性  
Fig. 7 Measured input VSWR versus frequency

### 2.3 实验与分析

对图4所示的微带天线阵列进行矢网测试,得到如图7所示的天线输入口的驻波比曲线.其中心频率为2.9GHz, VSWR ≤ 1.5时的带宽能够达到13%,具备较好的宽带性能.

图8给出了该天线在高中低3个不同频点下的方向图测试曲线.可以看出,在2.84GHz~3.08GHz的频带内(相对带宽8%),副瓣小于-10dB.同时我们还利用两天线比较法对天线的增益进行测试,测试结果表明,该天线在上述频带内的增益大于13.9dBi,天线效率优于60%.可见,该天线具有比传统串馈天线更大的工作带宽.同时,从图4所示的馈电结构还可看出,本天线采用了传统串馈天线的网络拓扑结构,因此兼有串馈天线的诸多优点,如效率高,馈电网络简单,相比传统共面并馈天线或串馈天线,在指标不变的情况下,尺寸至少缩小20%,若

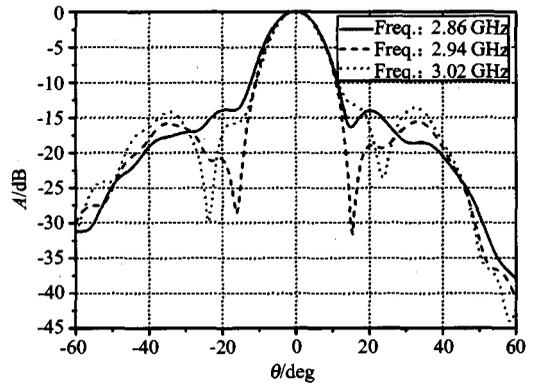


图8 天线方向图测试结果  
Fig. 8 The measured results of antenna radiation patterns

其在E面方向组阵,可实现比常见的共面并馈微带天线更大的扫描角.

### 3 结论

本文提出了一种应用左右手传输线结构的新颖8单元微带阵列天线,与采用其他方式馈电的8单元阵列天线相比,本文天线的馈电网络设计简单,结构紧凑,尺寸大为缩小,同时损耗减少,有效地改善了天线的增益等指标.

### REFERENCES

- [1] Veselago V G. The Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  [J]. *Soviet Physics Uspekhi*, 1968, 10(4): 509—514.
- [2] Lai A, Caloz C, Itoh T. Composite right/left-handed transmission line metamaterials [J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2004, 9: 34—50.
- [3] ZHANG Zhong-Xiang, ZHU Qi, XU Shan-Jia. Application of left-handed microstrip transmission line in the design for millimeter wave microstrip array [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (张忠祥,朱旗,徐善驾.左手微带传输线在毫米波天线阵中的应用. *红外与毫米波学报*), 2005, 24(5): 341—343.
- [4] Sanada A, Kimura M, Awai I, et al. A planar zeroth order resonator antenna using left-handed transmission line [J]. *Eurpmw, conf.*, 2004:1341—1344.
- [5] Liu L, Caloz C, Itoh T. Dominant mode (DM) leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability. *Electron. Lett.*, 2000, 38(23):1414—1416.
- [6] Lim S, Caloz C, Itoh T. Metamaterial-based electronically controlled transmission line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth [J]. *IEEE MTT*, 2005, 53(1):161—172.