

Design of Phase-Shifter Using Composite Right-Left Handed Transmission Line

Yuemin Wu, Min Wang, Wen Wu

The Ministerial Key Laboratory of JGMT, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu
Email: wangmin@njust.edu.cn

Received: Nov. 28th, 2017; accepted: Dec. 13th, 2017; published: Dec. 26th, 2017

Abstract

A design of broadband phase-shifter is presented by utilizing the unique nonlinear phase response of the composite right-left handed transmission line. The use of wideband phase-shifter can control antenna beam to achieve a fixed angle in broadband. The four-port differential phase-shifter consists of two paths, one path using composite right-left handed transmission line while the other using conventional right hand transmission line. A stable phase difference can be obtained over a wide bandwidth, so that broadband phase shift can be achieved. Simulated results show that the 90°, phase-shift with phase imbalance of ± 3 can be achieved over a broad bandwidth from 8 GHz to 15.9 GHz (66.4%), with the return losses more than 12 dB and the insertion losses less than 0.3 dB. Moreover, the proposed structure is easy to design and convenient to fabricate.

Keywords

Composite Right-Left Hand, Phase-Shifter, Wideband, Microstrip

基于复合左右手传输线的移相器设计

吴跃敏, 汪敏, 吴文

南京理工大学JGMT国防重点学科实验室, 江苏 南京
Email: wangmin@njust.edu.cn

收稿日期: 2017年11月28日; 录用日期: 2017年12月13日; 发布日期: 2017年12月26日

摘要

本文利用复合左右手传输线特殊的非线性相位响应特性, 提出一种宽带移相器的设计方法。宽带移相器的使用可以控制天线波束在宽带内实现较固定的倾角。该方法由主副两个通路组成四端口的差分移相,

其中主通路由复合左右手传输线组成,副通路由传统的右手传输线构成。两通路在很宽的带宽内相位变化一致,能够实现宽带移相。通过HFSS软件仿真设计出 90° 移相器,在 $8\sim 15.9$ GHz (66.4%)带宽内相位不平衡度为 $\pm 3^\circ$,带内回波损耗 < -12 dB,最大插入损耗为0.3 dB。该结构设计简单,加工方便。

关键词

复合左右手,移相器,宽带,微带线

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

移相器是一种对波的相位进行调整的微波无源器件,在相控阵天线、相位调制系统等无线通信领域具有广泛的应用前景。天线领域中,移相器的主要作用是改变传输电磁波的相位,馈电的相位差决定天线最大辐射方向的指向,即天线的电下倾角,相位的改变主要取决于从输入端口到馈电部分的电长度,移相器通过对该电长度的改变实现对馈电相位差的调整,以形成一定的波束倾角。科学技术的发展对移相器的宽带以及小型化提出新的需求。文献[1]对于原始的差分移相器中的奇偶模相速不等造成的失配问题进行改善,通过加载耦合枝节补偿奇偶模相速,考虑到末端效应改善驻波比,在 $3\sim 5$ GHz 实现 90° 移相,设计出宽带移相器;文献[2]中对 Schiffman 移相器进行改进,去掉耦合线的地面以增加偶模阻抗,同时在耦合线下附加方形金属用作电容以减小奇模阻抗,但其对高频段的使用有所限制。文献[3]提出双平行 Schiffman 移相器,使用平行耦合结构实现 90° 移相,但其频带偏窄,频带边缘移相偏差大;文献[4]通过在传输线上加载 T 型开路枝节在 $2.3\sim 5.5$ GHz 实现宽带移相,但其相位不平衡度为 $\pm 6.4^\circ$ 较大。

传统的移相器大多采用右手传输线,工作频段与传输线长度有很强的相关性,移相随频率的变化而变化。近年来,电磁超材料(左手材料)受到越来越多的关注,其介电常数和磁导率均为负值,使得左手材料具有特殊的非线性相位响应。本文采用复合左右手(CRLH, Composite Right-Left Hand)传输线设计出以 11.9 GHz 为中心频率的移相器,实现带宽 66.4% ($8\sim 15.9$ GHz),相位不平衡度为 $\pm 3^\circ$,波动较小,在移相范围内回波损耗 < -12 dB,最大插入损耗为 0.3 dB。

2. 复合左右手传输线原理

根据传输线理论,一段均匀无耗的右手传输线可以等效为无穷段微分为 Δz 的串联电感和并联电容的单元电路。左手传输线等效模型可以认为是右手传输线的对偶,即单元电路由串联电容和并联电感组成。如图 1 所示。可以看出,对于右手传输线等效为低通滤波器,左手传输线则等效为高通滤波器。

对于右手传输线,运用传输线理论,

$$\begin{aligned}\gamma_{RH} &= \sqrt{ZY} = \sqrt{j\omega L'_R \cdot j\omega C'_R} \\ \beta_{RH} &= \omega \sqrt{L'_R C'_R}\end{aligned}\quad (1)$$

与之相对应,对于左手传输线,

$$\gamma_{LH} = \sqrt{ZY} = \sqrt{(j\omega C'_L)^{-1} (j\omega L'_L)^{-1}}$$

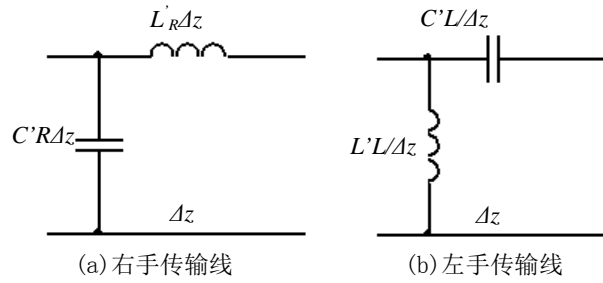


Figure 1. Equivalent circuit of left and right hand transmission line
图 1. 左右手传输线的等效电路

$$\beta_{LH} = -\frac{1}{\omega\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (2)$$

从上式(1)和(2)可以看出，右手传输线的相位与频率成线性关系，而左手传输线的特殊的相位响应表现为其与频率之间的非线性关系。然而，在实际中，由于传输线的寄生效应，单纯的左手传输线不可能存在，且对于左手材料，只在谐振处有作用，带宽较窄，采用复合左右手(CRLH)传输线，其等效电路可以认为是由一个串联谐振器和并联谐振器构成，即能构成带通滤波器，高通和低通截止频率分别由左手和右手等效电容电感决定。如图 2 所示。

其中，传播常数：

$$\gamma = \sqrt{-\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right) \cdot \left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right)} = \alpha + j\beta \quad (3)$$

无耗[4]时， $\alpha = 0$ ，即：

$$\beta = -j\gamma = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left(\frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L}\right)} \quad (4)$$

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \omega < \omega_{\Gamma 1} = \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \omega > \omega_{\Gamma 2} = \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases}$$

式中， ω_{se} 为复合左右手传输线单元电路串联谐振频率， ω_{sh} 为复合左右手传输线单元电路并联谐振频率。

复合左右手传输线色散曲线如图 3。

图 3 分别分析了复合右手传输线在非平衡(a)与平衡(b)两种状态下相位常数 β 与频率 ω 的关系，可以发现，在非平衡状态下，色散曲线存在禁带，此时电磁波不传播；在平衡状态下，色散曲线在整个频率范围内呈现通带，能够无缝地从左手区域过渡到右手区域，并且此时复合左右手的相位常数可由式(4)可以推到：

$$\beta = \omega\sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega\sqrt{L'_L C'_L}} = \beta_{RH} + \beta_{LH} \quad (5)$$

其中，过渡频率：

$$\omega_0 = \omega_{se} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (6)$$

由图 3(b)可以发现，平衡状态下，复合左右手传输线相位与频率之间不存在过渡带，得以展宽带宽，

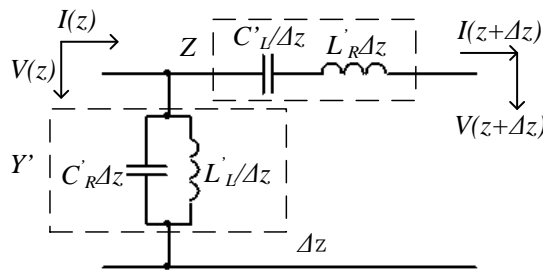


Figure 2. Equivalent circuit of CRLH transmission line
图 2. CRLH 传输线的等效电路

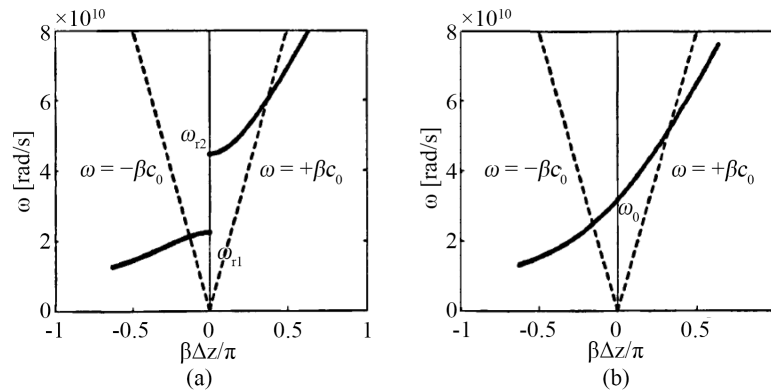


Figure 3. Dispersion curve of CRLH transmission line
图 3. CRLH 传输线色散曲线

并且在相位常数 β 为 0 处对应谐振中心频率，而右手传输线的色散曲线为经过原点的直线，如果找到与该曲线线性度接近的右手传输线(通过调节传统右手传输线的长度以改变其线性斜率)，即可实现在较宽的频带内差分移相。

3. 基于复合左右手传输线的宽带 90°移相器设计

本文提出的移相器由两条传输通路构成(如图 4(a))，设计中采用相对介电常数 $\epsilon_r = 2.2$ ，厚度 $h = 0.787$ mm 的 Rogers RT/duroid 5880 (tm) 介质基片，图 4(b) 为该移相器的模型图，包括复合左右手传输线构成的主通路以及传统的右手传输线构成的副通路，两个通路的传输相位差形成差分移相，由于复合左右手传输线特殊的相位响应，在很宽的带宽内，两条传输线的相位差可以保持不变，从而实现宽带移相。

如图 4 所示，主通路由左手传输线与传统的右手传输线复合构成，其中左手传输线采用分布式电感电容的形式，电容由三对交指构成；电感则用接地短截线来实现，为了减小其寄生出的串联电感以增大右手低通截止频率从而拓展整体带宽，本文设计的接地短截线直接并联在交指电容下面。根据第二节有关原理的阐述，在复合左右手传输线满足平衡条件时，相位过渡比较平滑，不存在阻带，能够实现宽带移相。这里选取复合左右手过渡频率为 8.5 GHz，采用有关分布式电感电容经验公式，交指电容手指的长度：

$$l_c \approx \frac{\lambda_g}{8} \approx \frac{c_0}{8f\sqrt{\epsilon_r}} = 3 \text{ mm} \quad (7)$$

根据传输线工具计算微带线宽度，为了获得更好的带宽，比较之下，本文选取传输线特性阻抗为 60 Ω ，其对应宽度 1.8 mm，在接端口时采用 $\lambda/4$ 匹配器进行匹配，手指数 $N = 6$ ，由经验公式：

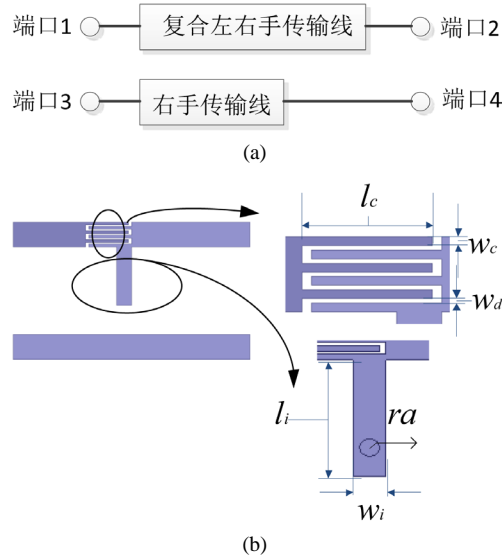


Figure 4. Phase-shifter structure model of CRLH transmission line

图 4. 复合左右手传输线移相器结构模型

$$\omega_c \approx \frac{\omega}{\frac{5N}{3} - \frac{2}{3}} \approx 0.2 \text{ mm}$$

$$\omega_d = \frac{2}{3} \omega_c \approx 0.1 \text{ mm}$$
(8)

设置短截线初始长度与交指电容长度相等为 3 mm，宽度为 1 mm。

由本文第二节相关理论可知，工作在平衡状态时，串联谐振频率和并联谐振频率相等。对于复合左右手传输线来说，串联谐振频率和并联谐振频率受到其结构参数的影响，如交指电容手指长度和宽度、接地短截线长度、过孔直径等，本文将对相关参数进行分析。

1) 手指电容长度 l_c 对平衡状态的影响

电流流过交指电容时，由于寄生作用将会产生传输线上的串联电感效应，因此，增加 l_c 将会引起电流路径变长，从而增大串联电感减小串联谐振频率；同时， l_c 的增大会引起单元路径与接地板之间的并联电容效应增大，使得并联谐振的频率也会有相应的减小。选择 $l_c = 2.7$ 、 2.9 、 3.1 mm 进行仿真，结果如图 5 所示。

根据图 5，随着交指长度 l_c 的增大，串联谐振频率和并联谐振频率都有所减小，串联谐振频率变化较大，与理论分析一致。

2) 交指电容缝隙 w_d 对平衡状态的影响

根据前述分析，复合左右手传输线的串联电容主要由交指结构来实现，平行板电容器的计算公式为： $C = \varepsilon S / (4\pi kd)$ ， d 即对应本设计中交指电容的缝隙 w_d 。当缝隙变大时，串联电容减小使得串联谐振频率增大。本设计中，改变手指电容缝隙大小来观察其对平衡状态的影响，选择 $w_d = 0.1$ 、 0.2 、 0.3 mm 进行仿真，结果如图 6 所示。

根据图 6，随着缝隙 w_d 的增大，串联谐振频率较为明显的增大，并联谐振频率变化较小，与理论分析一致。

3) 接地短截线长度 l_i 对平衡状态的影响

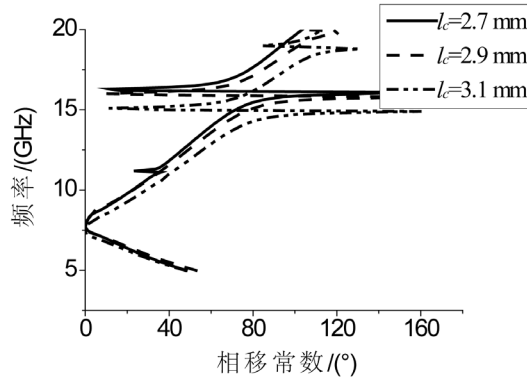


Figure 5. Dispersion curves with different l_c s
图 5. 不同交指长度 l_c 时 CRLH 色散特性

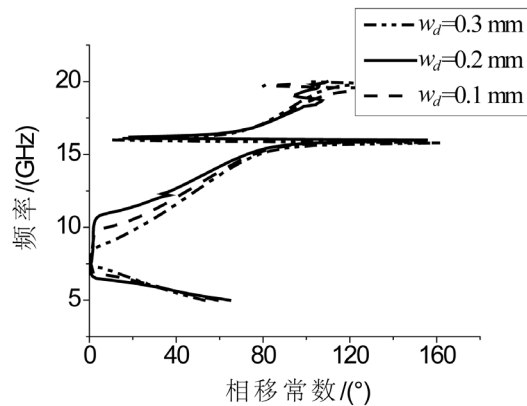


Figure 6. Dispersion curves with different w_d s
图 6. 不同手指缝隙 w_d 时 CRLH 色散特性

根据前述分析，复合左右手的并联电感主要由接地短截线实现，接地短截线的长度直接影响并联电感的大小，从而改变并联谐振频率；同时也会影响表面电流路径的大小，从而改变串联谐振频率。当接地短截线长度 l_i 增大时，并联电感增大使得并联谐振频率较小；介质表面电流路径增大串联电感相应增大使得串联谐振频率同样有所减小。本设计中，对接地短截线长度 $l_i = 3.7、4.0、4.3$ mm 进行仿真，结果如图 7 所示。

根据图 7，随着接地短截线 l_i 的增大，串联谐振频率和并联谐振频率都有所减小，与理论分析一致。

在 HFSS 软件仿真调节平衡时，端口设置中进行 De-embed (端口内嵌)操作将馈线的影响忽略不计，对分布式电感电容参数进行优化，最终手指长度 l_c 为 2.9 mm，相邻手指之间的间隔 w_d 为 0.1 mm，手指宽度 w_c 为 0.2 mm，短截线长度 l_i 为 4 mm，宽度 w_i 为 1 mm，通过一个半径 ra 为 0.2 mm 的通孔接地。其传输线色散特性如图 8 所示。

其中，相位因子：

$$\beta_p = \arccos\left(\frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}\right) \quad (9)$$

调节平衡后，继续运用 De-embed 对端口进行操作，粗略调整改变主通路中右手部分的长度使得两通路移相大致 90° ，根据主通路移相的斜率调整副通路右手传输线的长度，使其斜率与主通路中复合左右手在一定频段内保持一致，在此基础上进行细调，最终能够实现宽带 90° 移相。本设计中主通路右手传输线

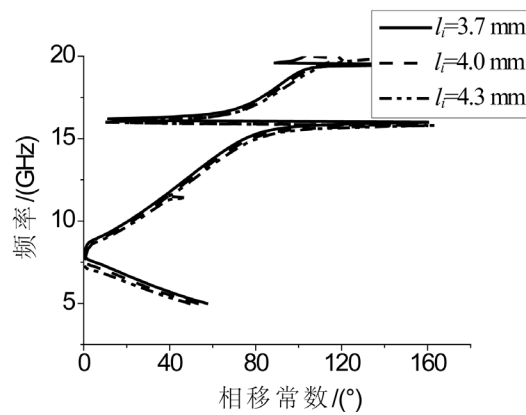


Figure 7. Dispersion curves with different l_s
图 7. 不同接地短截线长度 l_s 时 CRLH 色散特性

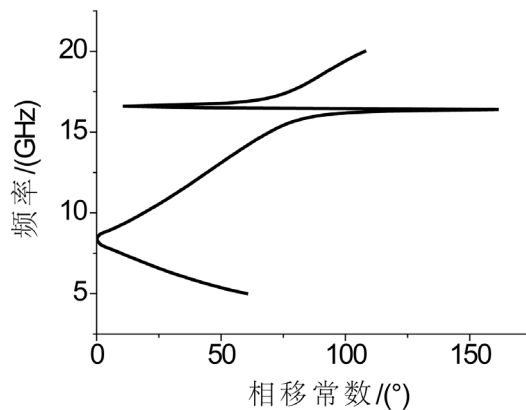


Figure 8. Dispersion curve of CRLH
图 8. CRLH 色散特性

部分长度为 7.5 mm，副通路长度为 14 mm，可以根据实际需求调整主副通路右手传输线长度，对于本设计而言，只需满足其长度差为 6.5 mm 即可，在接端口时进行相应的阻抗匹配。两通路的相移结果如图 9 所示。

通过 HFSS 软件仿真出来的 S 参数以及相位分别如图 7 和图 8 所示。

从图 10 和图 11 可以看出，该移相器在 8~15.9 GHz 能够实现不平衡度为 $\pm 3^\circ$ 的 90° 移相，相对带宽为 66.4%，带内回波损耗 < -12 dB。

4. 小结

本文设计出基于复合左右手传输线的宽带小型化 90° 移相器，实现移相带宽 66.4% (8~15.9 GHz)，带内相位波动 $\pm 3^\circ$ ，移相较稳定，回波损耗 < -12 dB；分布式电感电容的选用减小了移相器的体积。另外，只要保证主副通路之间右手传输线部分的长度差以产生不变的相位差即能实现移相。本设计简单，可应用于设计任意角度移相，在实现分布式电感电容平衡的基础上，通过调节主通路中右手传输线部分的长度可以改变移相角度，调节副通路中的右手传输线长度可以改变副通路相位随频率变化的线性斜率，使其与主通路斜率一致，即可实现宽带移相。实际应用中，可以通过多节分布式电感电容的级联进一步拓展带宽。本文提出的宽带小型化移相器的设计，在天线馈电中使用时，可以控制天线波束在宽带内实现较固定的倾角。

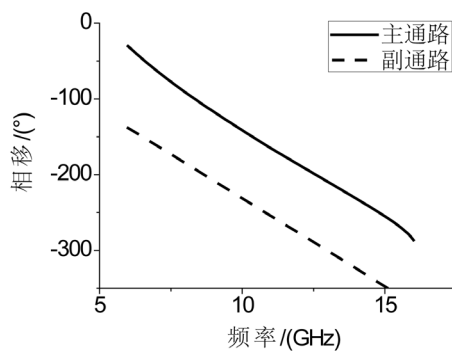


Figure 9. Relationship between phase and frequency of two branches

图 9. 两条支路相位与频率的关系

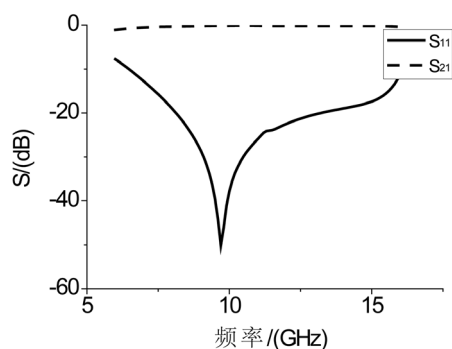


Figure 10. S parameters of main path of phase-shifter

图 10 移相器主通路 S 参数

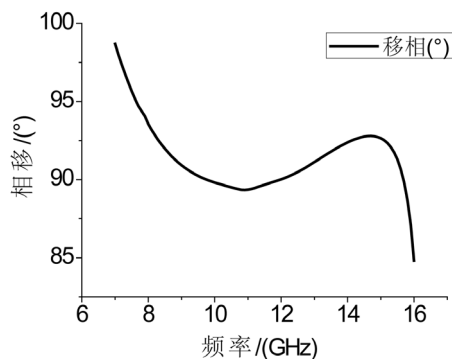


Figure 11. Phase simulation of phase-shifter

图 11. 移相相位仿真

基金项目

国家自然科学基金 61771242。

参考文献 (References)

- [1] 李鹏程. 宽频带 Schiffman 90° 微带差分移相器. 微波学报, 1993(3): 38-42.
- [2] Guo, Y.-X., Zhang, Z.-Y. and Ong, C. (2006) Improved Wide-Band Schiffman Phase Shifter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **54**, 1196-1200. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.864105>

-
- [3] Quirarte, J.L.R. and Starski, J.P. (1993) Novel Schiffman Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **41**, 9-14. <https://doi.org/10.1109/22.210223>
- [4] Zheng, Y., Chan, W.S. and Man, K.F. (2010) Broadband Phase Shifter Using Loaded Transmission Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **20**, 498-500. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2050868>

知网检索的两种方式:

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>
下拉列表框选择: [ISSN], 输入期刊 ISSN: 2325-2227, 即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>
左侧“国际文献总库”进入, 输入文章标题, 即可查询

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: ja@hanspub.org