

基片集成波导中的混合左右手结构及其应用

赵 晖, 崔铁军

(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘 要: 混合左右手传输线是一种应用电路实现的新型人工电磁媒质, 具有很多新颖的特性. 而基片集成波导作为一种新型传输线具有高 Q 值和低辐射, 在毫米波应用中有很大的潜力. 本文提出了一种把混合左右手传输线结构和基片集成波导结合的方法, 并且研究这种结构在频扫天线中的应用. 全波仿真结果验证了所提方法的有效性.

关键词: 混合左右手传输线; 基片集成波导; 交指电容; 行波天线

中图分类号: TN711. 1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-108-04

Composite Right/Left Handed Structure Realized by Substrate Integrated Waveguide and Its Applications

ZHAO Hui, CUI Tie-jun

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: The composite right/left handed (CRLH) transmission-line structure is a sort of metamaterial realized by circuits, which can provide some new characteristics. Meanwhile the substrate integrated waveguide (SIW) is a new transmission line with high Q -factor and low interference, which has attractive applications in millimeter waves. In this paper, we present a new structure which combines CRLH and SIW together. Using such a structure, we study the realization of compact frequency-sweeping antennas. Full-wave simulation results show the validity of the proposed antennas.

Key words: composite right/left handed structure; substrate integrated waveguide; interdigital capacitor; traveling-wave antenna

1 引言

左手媒质可以产生负折射率, 这个现象由 Shelby 等人首先在 2001 年实验验证的^[1]. 这个实验中左手媒质是用开口谐振环和金属线实现. 为了拓宽左手媒质的工作频带和减小损耗, Itoh 等人提出了具有左手媒质特性的新型人工传输线—混合左右手 (CRLH) 结构^[2]. 传统传输线的对偶电路模型是串联电容和并联电感模型, 这个对偶结构具有负的传播常数. CRLH 结构就是这个模型的推广. 基于 CRLH 结构的新特性在移相器、谐振器、耦合器、天线等射频器件应用^[3-5]上具有诱人前景, 已经在传统的微带电路和共面波导上广泛实现.

最近出现的新型传输线—基片集成波导 (SIW)^[6,7] 既具有普通波导的特性 (例如高 Q 值和低泄漏辐射), 又易于加工、成本低廉, 因此有很大的潜在应用价值. 基片集成波导的基本结构是在两面敷铜的 PCB 板上打上两排金属化通孔, 当每排的通孔间隔足够小时, 那排通

孔就可以看作是电壁, 只有很少的能量从通孔之间泄漏出去.

考虑混合左右手结构是一个宽带结构, 若要在基片集成波导中使用混合左右手结构, 需要使用转换器转到微带或者共面波导, 转换器通常频带较窄, 为了减小额外差损, 所以本文提出将上述两种新技术有效地混合起来的新思路^[8], 研究在基片集成波导上实现混合左右手传输线的方法. 由于基片集成波导有类似波导特性, 基于基片集成波导的混合左右手传输线具有更好的高频特性.

实际的混合左右手电路结构是串联电容和寄生的串联电感, 并联电感和寄生的并联电容. 在波导中实现串联电容是比较困难的, 为了控制寄生的串联电感, 我们在波导宽壁上刻蚀高密度的交指电容来提供有限的长度内的串联电容. 这些交指电容会产生一定的泄漏, 降低基片集成波导的 Q 值. 但只要使用的混合左右手结构的级数不多, 这些影响可以控制在设计范围之内.

并联电感通过在宽壁上交指电容两边打金属化通孔来实现. 这种新结构可以最有效的利用空间, 为调整结构的周期长度留下更多的冗余空间. 最后, 我们研究这种新结构在频扫天线中的应用可能性. 全波仿真结果验证了上述方法的有效性.

2 混合左右手传输线

混合左右手传输线的理论模型由 Itoh 提出^[2]. 理想的传统右手传输线的电路模型是串联单位长度电感和并联单位长度电容. 对偶的左手理想传输线是串联单位长度电容和并联单位长度电感. 基于物理可实现性, 考虑了寄生效应之后, 混合左右手结构的电路模型见图 1. 其中

$$L_r = \Delta L_r / \Delta z \quad (1a)$$

$$C_l = \Delta C_l / \Delta z \quad (1b)$$

$$C_r = \Delta C_r / \Delta z \quad (1c)$$

$$L_l = \Delta L_l / \Delta z \quad (1d)$$

$\Delta L_r, \Delta C_l, \Delta C_r, \Delta L_l$ 分别是长度 Δz 的串联电感、串联电容、并联电容和并联电感. 由电路模型导出理想无耗混合左右手传输线的色散关系为

$$k(\omega) = si \left[\omega^2 L_r C_r + \frac{1}{\omega^2 L_l C_l} - \left(\frac{L_r}{L_l} + \frac{C_r}{C_l} \right) \right]^{-1} \quad (2)$$

其中, 当 $\omega < \omega_1 = \min[(L_r C_l)^{-0.5}, (L_l C_r)^{-0.5}]$ 时, $si = -1$, 进而 k 值为负, 传输线的相速为负, 呈现左手现象; 当 $\omega > \omega_2 = \max[(L_r C_l)^{-0.5}, (L_l C_r)^{-0.5}]$ 时, $si = 1$, 进而 k 为正, 相速为正, 呈现右手现象. 在 ω_1 和 ω_2 之间的频率上, 波数 k 是虚数, 混合左右手传输线呈现衰减特性.

混合左右手传输线的特征阻抗可表示为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_l}{C_l} \frac{L_r C_r \omega_2 - 1}{L_l C_l \omega_2 - 1}} \quad (3)$$

当 $L_r C_l = L_l C_r$ 时, 左右手传输线达到平衡态, $\omega_1 = \omega_2$.

3 基于基片集成波导的混合左右手结构

如图 2 所示, 基片集成波导是在两面敷铜的 PCB 板上打两排金属化通孔. 当通孔直径和间隔足够小时, 形成等效的金属波导, 波导宽度为 W_1 . 用基片集成波导实现并联电感相对比较简单, 类似于普通波导使用的膜片. 在基片上沿横向打上金属化通孔, 图中两边各使用了 3 个通孔. 外侧通孔距离基片集成波导边界距离用 W_2 表示, 通孔之间距离为 W_3 .

金属波导壁上的串联电容较难实现. 在无限大金属平板上的缝隙有近似电纳如下^[9]

$$B = -\frac{1}{(60\pi)^2} \left(120 \left(\ln \frac{L}{\omega} - 0.7 \right) \text{ctg} \frac{kL}{4} \right) \quad (4)$$

其中 k 是真空中传播常数 L 是缝隙长度. 如式(4)所示, 只有当缝隙长度超过半波长时, 缝隙才显示电容性, 这就要求缝隙长度足够长. 为了在有限的面积上实现串联电容, 我们使用交指模型的缝隙. 交指的数量和长度根据左右手结构的 ω_1 和 ω_2 来决定. 在图 2 中, 标注了交指的长度 L_1 和交指的宽度 P_2 .

为了使结构能够表现出明显的左手特性, 并且很好地等效成传输线, 单个单元结构长度必须远小于波长, 这样才能看成是左手传输线的微元. 因此交指缝隙被刻蚀在电感之间, 同时结构呈现对称分布, 以易于参数提取. 单元结构在传播方向的周期为 P_1 .

使用图 1 的电路模型, 很容易提取实际结构的电路参数, 以此反过来再调整实际结构的设计. 图 2 右图是设计的两单元级联的版图俯视图, 单级结构调整为平衡态. 结构参数是 $L_1 = 2.5\text{mm}, W_1 = 16\text{mm}, W_2 = 1.2\text{mm}, W_3 = 1\text{mm}, P_1 = 4\text{mm}, P_2 = 0.7\text{mm}$, 缝隙宽度 0.15mm . 结构中所用通孔的直径为 0.9mm , 间隔为 0.9mm .

由于测量仪器的电缆是同轴线, 基片集成波导的直接测量比较困难, 所以先通过梯形匹配线过渡到微带线再进行测量. 所以电缆到微带的接头和微带到基片集成波导的变换器都引入了额外的插损.

图 3 给出了图 2 所示结构的散射 S 参数, 其中虚线为 HFSS 的全波仿真结果, 实线是测试结果. 图 4 则给出四单元级联的 S 参数, 虚线是仿真结果, 实线是测试结果. 由于仿真是在没有接头和转换器的理想情况下进行的, 所以仿真和测量的 S_{11} 有较大的差别, 特别是转换器引入了较大的波纹. 从图 3 和图 4 对比可以看出, 四单元表现出比两单元大得多的反射, 说明混合左右手传输线和两侧基片集成波导的匹配恶化, 随着级数的增加等效传输线特性变化, 反射增大. 同时, 两单元的测试结果表明该结构有 1dB 的辐射损耗. 在四单元结构中, 损耗增加 2dB 以上.

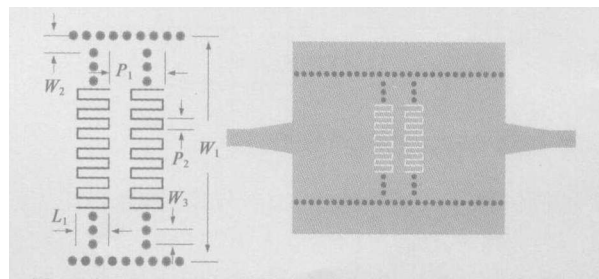


图 2 实现混合左右手结构的尺寸参数(左图)和电路版图俯视图(右图), 其中包含两个级联单元

对四单元级联和六单元级联的实测结果进行了基于周期结构的波数提取^[10], 其结果如图 5 所示. 其中实线是传播常数, 虚线是衰减系数. 该曲线和式(2)基本

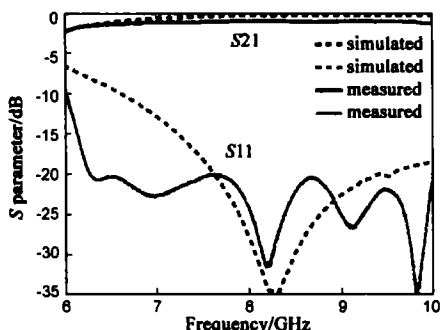


图3 如图2所示两单元的混合左右手结构的S参数

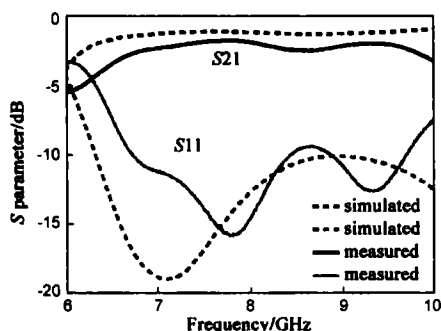


图4 四单元级联的混合左右手结构的S参数

吻合,结构呈现不平衡特性, $\omega_1 = 7.5\text{GHz}$, $\omega_2 = 8.7\text{GHz}$. 单个单元调整成平衡状态的结构,在级联时由于互偶影响,电感电容值发生变化,呈现出不平衡状态. ω_1 和 ω_2 之间的传播常数为零,这个特性可以应用在移相器和耦合器等器件上.同时,提取参数所用模型的级联级数较少,不能完全等效成传输线,两次测试的接头性能也不能完全满足提取算法所要求的条件,导致提取结果的偏差,衰减系数偏大.

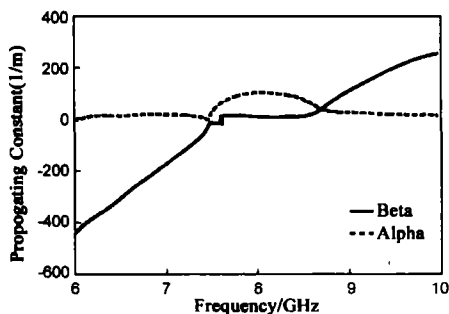


图5 图2所示结构传输线的传播特性曲线

4 新结构的行波天线应用讨论

观察到图4中的传输线辐射效应,作为有耗传输线,基于基片集成波导的混合左右手传输线可以设计成宽带行波天线^[4].从图5可见,混合左右手传输线的传播常数随频率增加而增加.如果传输线调试到平衡态时,波数没有虚数部分,直接由负值到正值.

行波天线的缝隙阵生成的最大辐射方向如下式给出^[9]

$$\theta = \arcsin^{-1}\left(\frac{\psi\lambda}{2\pi d}\right) \quad (5)$$

其中 θ 是最大辐射方向与缝隙阵面法线方向的夹角, ψ 是相邻缝隙的激励信号的相位差, d 是相邻缝隙间距.随着频率变化,波数由负值变为正值,天线阵的最大辐射方向角 θ 也由负值到正值,从而实现频扫天线的功能.

建立如图6所示的部分行波天线结构,为八单元级联,图6所示为其一半.结构参数 $L_1 = 3.4\text{mm}$, $W_1 = 16\text{mm}$, $W_2 = W_3 = 1.6\text{mm}$, $P_1 = 5.4\text{mm}$, $P_2 = 0.8\text{mm}$, $T_1 = 0.6\text{mm}$, $d_1 = 1.1\text{mm}$,作为电壁的通孔直径和间隔都是 0.9mm ,纵向缝隙宽度是 0.15mm .结构中使用两个通孔作为并联电感,缝隙的横向部分增宽以增加辐射效率.

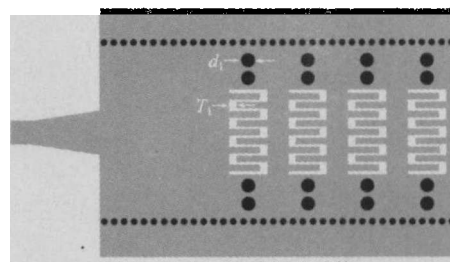


图6 行波天线的部分结构

图7给出对八单元行波天线结构仿真得到的S参数.八单元级联构成的等效混合左右手传输线的特性已经基本稳定,仿真结果显示混合左右手传输线和基片集成波导传输线的匹配基本良好,其辐射比图2所示的结构略有增加.如果增加混合左右手传输线的长度,就可以提高辐射效率.仿真结果也给出了八单元结构的最大辐射方向的变化趋势,如表1所示.

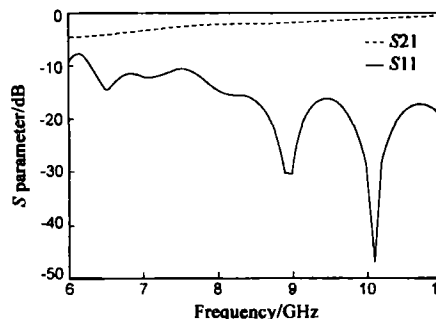


图7 八单元结构级联组成的部分行波天线仿真S参数

表1 行波天线频率对应的最大辐射方向与阵面夹角

频率(GHz)	6.5	7	7.5	8
夹角 θ (度)	-41	-21	-6	10
频率(GHz)	8.5	9	9.5	10
夹角 θ (度)	17	25	33	41

由表1可见,最大辐射方向和式(5)一致.随着波数由负到正的变化,主瓣方向也由后向前随频率变化.在图8中显示了上述结构在频率为 6.5GHz , 7.5GHz ,

8.5GHz 时的 E 面(XOZ)波瓣图.由图 8 可见,后向辐射这一特性是左手媒质天线所特有的奇特性质.

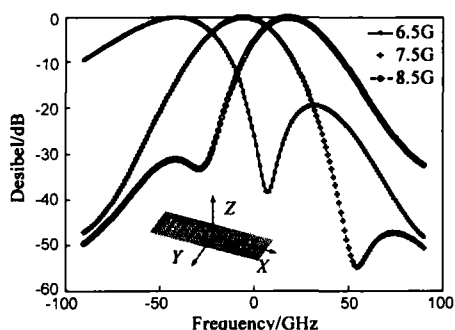


图 8 在频率 6.5GHz, 7.5GHz, 8.5GHz 时的八单元结构的 E 面辐射波瓣图

5 结论

全波仿真和测量结果显示,基片集成波导上能够实现混合左右手传输线.实用中把基片集成波导和混合左右手结构的新奇特性无缝衔接起来,不再需要引入转换器而带来频率限制和额外插损.混合左右手传输线的负波数和零波数可以用于开发新型天线、移相器、耦合器、谐振器等器件.本文讨论了新结构在频扫天线应用中的可行性.

参考文献:

- [1] R A Shelby, D R Smith, S Shultz. Experimental verification of a negative index of refraction[J]. Science, 2001, 292: 77 - 79.
- [2] A Sanada, C Caloz, T Itoh. Planar distributed structures with negative refractive properties[J]. IEEE Trans Microwave Theory Technology, 2004, 52: 1252 - 1263.
- [3] C Caloz, A Sanada, T Itoh. A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth[J]. IEEE Trans Microwave Theory Technology, 2004, 52: 980 - 992.
- [4] S Lim, C Caloz, T Itoh. Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth[J]. IEEE Trans

Microwave Theory Technology, 2004, 52: 2678 - 2690.

- [5] C Caloz, I Lin, T Itoh. Characteristics and potential applications of nonlinear left-handed transmission lines[J]. Microwave and Optical Technology Letter, 2004, 40: 471 - 473.
- [6] F Xu, Y L Zhang, W Hong, K Wu, T J Cui. Finite difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide [J]. IEEE Trans Microwave Theory Technology, 2003, 51: 2221 - 2227.
- [7] L Yan, W Hong, K Wu, T J Cui. Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated waveguide based on the method of lines [J]. IEE Proc Microwave Antennas Propagation, 2005, 152: 35 - 42.
- [8] H Zhao, T J Cui, X Q Lin, H F Ma. The study of composite right/left handed structure in substrate integrated waveguide [A]. Proc of the ISBNM[C]. Hangzhou, China, 2006. 564 - 566.
- [9] 周朝栋, 王元坤, 杨恩耀. 天线与电波[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994.
- [10] F Xu, K Wu. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide[J]. IEEE Trans Microwave Theory Technology, 2005, 53: 66 - 73.

作者简介:



赵 晖 男, 1981 年生, 东南大学信息科学与工程学院博士研究生, 研究方向为异向媒质和微波电路设计.
E-mail: huizhao@emfield.org

崔铁军 男, 1965 年生, 1993 年获得西安电子科技大学博士学位, 现为东南大学信息科学与工程学院长江特聘教授, 博士生导师, 东南大学毫米波国家重点实验室、计算电磁学中心副主任及目标特性与识别研究所所长, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing 的副主编. 主要研究方向为电波传播散射、逆散射、地下目标探测、快速算法、集成电路仿真、异向媒质.