

基于缺陷地结构的毫米波带状线调相研究

石城毓 凌天庆 卢 威
(南京电子技术研究所 南京 210039)

摘要: 毫米波带线网络相位一致性受到加工精度、铜箔粗糙程度、板材厚度不一致的影响,导致等相位设计的走线输出端口存在相位差。传统调相方法增加电路复杂度,成本高且不利于后期调节。提出了一种利用矩形缺陷地结构精确调节相位的方法,采用电磁仿真软件进行建模仿真分析、参数扫描,结果表明加载矩形缺陷地结构的带状线端口电压驻波比小于1.3,插入损耗小于0.7 dB,在30~34 GHz内利用两条矩形缺陷地结构将存在14.5°相位差的两条传输线相位精确调节至相位差小于0.1°,且该结构可根据实际加工结果对不同相位进行精确调节,简化电路结构,降低成本。

关键词: 缺陷地结构;毫米波带线;精确调相

中图分类号: TP2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1025

Research on phase adjustment of millimeter wave stripline with DGS

Shi Chengyu Ling Tianqing Lu Wei
(Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210039, China)

Abstract: The phase consistency of mm wave band network is affected by processing accuracy, roughness of copper foil and inconsistent thickness of sheet, resulting in phase difference in the cable output port of iso phase design, and the traditional phase adjustment method increases circuit complexity, which is high cost and not convenient for late adjustment. A method of precisely adjusting phase by rectangular defected ground structure (DGS) is proposed, modeling simulation analysis and parameter scanning are carried out by electromagnetic simulation software, and the results show that the load-rectangular defected ground structure of the ribbon port voltage stop wave ratio is less than 1.3 insertion loss is less than 0.7 dB, at 30 to 34 GHz, two rectangular defected ground structures are used to precisely adjust the phase of the two transmission lines with a phase difference of 14.5 degrees to the phase difference of less than 0.1 degrees, and the structure can adjust the different phases precisely according to the actual processing results, simplify the circuit structure and reduce costs.

Keywords: defected ground structure(DGS); millimeter wave stripline; precise phase adjustment

0 引言

缺陷地结构(defected ground structure, DGS)最早由韩国 Park 等^[1]于1999年提出,通过在传输线的接地板上刻蚀一定的几何图形,从而改变电流的分布,相当于改变传输线的等效电容和等效电感^[2-3],就可以产生慢波效应、高阻抗特性等。这种结构不需要增加额外的电路尺寸,也不需要进行复杂的加工,只需要将毫米波带线的接地平面加以刻蚀变化,极易应用于毫米波电路中。经过不断的发展,各种新型的 DGS 结构被相继提出并应用于微波毫米波有源、无源电路以及天线的设计中^[4-12]。

在进行互联和信号传输的毫米波馈线网络中,带线的

相移是关键的性能指标之一^[13-15]。带线传输线路的相位变化对天线阵、混频电路、功分网络等影响很大,毫米波带线网络输出端口的相位受到加工精度、铜箔粗糙程度、板材厚度不一致性等的影响,会导致等相位设计的带线网络经过等长度走线后相位却不不同的现象,输出端口存在相位误差。传统的保证同相的方法有带线网络前后级进行相位补偿、电路中引入耦合导体。前者需要相对独立的腔体外置部件,且阻抗不连续点和有源器件的非线性会激励起高次谐波,而且补偿结构占用体积大,不易共形。后者不易于后期修正,设计难度增大。带线中引入缺陷地结构,可以通过形状的改变,方便地调节所需的分布参数电容、电感值,在工作频率范围内在不增加额外结构的前提下达到调节相位

的目的。

由于国内外文献中针对缺陷地结构的研究更倾向于滤波设计,对调节相位的研究见于文献的较少,因此本文着重探究了矩形 DGS 结构对带状线相位变化的影响,在插入损耗、端口驻波允许的情况下对带状线的相位调节仿真结果良好,在保证毫米波传输线相位一致性的应用中具有一定的实用价值。

1 原理分析

带状线电长度 θ (单位:deg) 可由实际物理长度 d 和传输波长 λ 、传播常数 β 表示。

$$\theta = \frac{d}{\lambda} \times 2\pi = d \times \beta \quad (1)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (2)$$

在带状线上刻蚀 DGS 结构,相当于增加了电流环路面积,如图 1 所示。电路的等效电感增加,同时开槽会引入寄生电容使传输线等效电容增加。因此,刻蚀的面积越大、矩形的长宽值越大,传输线的等效电容电感越大,传播常数 β 增大。导致相同物理长度的传输线电长度增加。可以根据不同相位误差,刻蚀合适的大小来获取不同程度的相位改变。

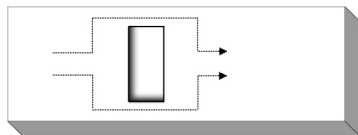


图 1 加载 DGS 结构带状线回路电流示意图

将两条矩形缺陷地结构间隔设置为 $\lambda/4$,引入缺陷地结构会使传输线在一定程度上产生不连续性,会产生回波,影响端口驻波。如图 2 所示,两条缺陷地结构均会产生反射,在后一个 DGS 反射的波,回到入射端口时,比第 1 个 DGS 反射的波多经过了 $\lambda/2$,因此相位变化为 180° ,可以与第 1 个 DGS 反射的波反向,形成一定程度的消减,降低输入端口的驻波。

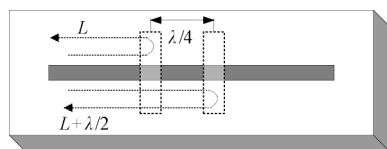


图 2 DGS 结构反射示意图

2 仿真模型建立

带状线的介质基片选用 Rogers RT/duroid 6002,厚度为 0.508 mm,带状线以及上下地板选用铜材料,厚度为 0.018 mm。

带状线工作中心频率为 32 GHz,介质相对介电常数 $\epsilon_r = 2.94$,两地板之间厚度 1.1 mm,地板宽度约为 3 倍介

质厚度 3.3 mm。根据带状线线宽计算公式,特征阻抗为 50Ω 的带状线线宽 w 为 0.7 mm。

矩形 DGS 结构关于带状线中心线轴对称,需要刻蚀缝隙结构,常规微波板工艺最低宽度为 0.2 mm,缺陷地结构长度应大于线宽小于地板宽度,因此选择初始值宽度 0.2 mm,长度 2 mm,每两条矩形 DGS 结构间隔为 $1/4$ 波长 1.37 mm。加载 DGS 结构的带状线模型如图 3 所示。

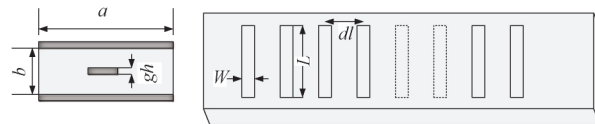


图 3 加载 n 条 DGS 结构带状线示意图

各参数的初始值如表 1 所示,根据初始尺寸建立仿真模型后,设置仿真频率为 30~34 GHz。

表 1 各参数初始值

参数	符号	初始值/mm
带状线宽	w	0.680
铜箔厚度	gh	0.018
介质厚度	b	1.100
地板宽度	a	3.300
DGS 宽度	W	0.200
DGS 长度	L	2.000
DGS 间隔	dl	1.370

3 仿真结果

利用 Ansoft 软件,仿真建立的加载矩形缺陷地结构带状线模型,仿真频率设置为 30~34 GHz。

加载 n 条 DGS 结构的带状线 S 参数仿真曲线如下所示。图 4 所示为 S_{11} 的仿真曲线,可以看出,随着缺陷地数目增多,回波损耗指标变差,在 $n > 4$ 后, $S_{11} > -20$ dB。 S_{21} 仿真曲线如图 5 所示,在 $n > 4$ 后,插入损耗 > 1 dB。不同 DGS 数目传输线的 VSWR 如图 6 所示,在 30~34 GHz 范围内, $VSWR < 1.4$ 。

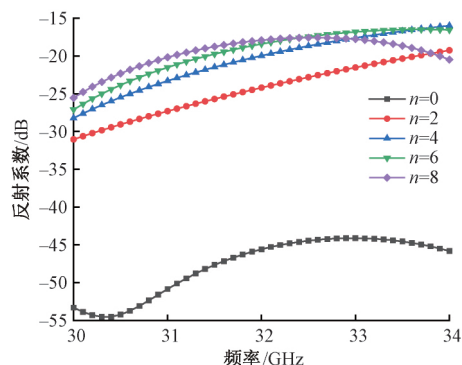
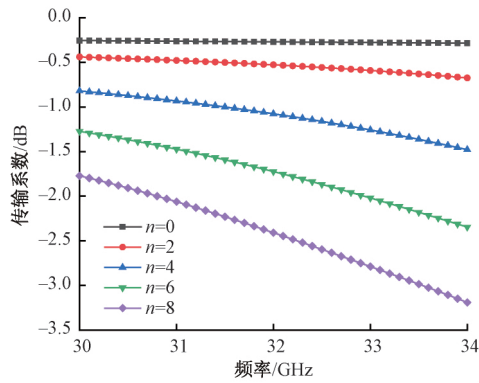
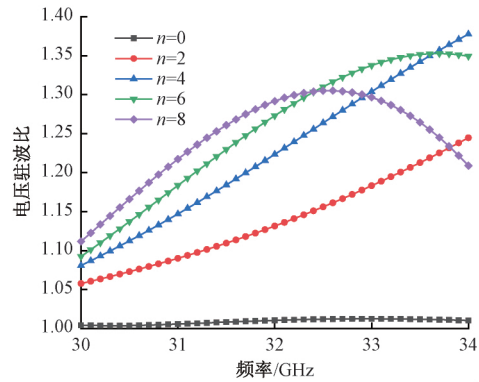


图 4 加载 n 条 DGS 的带状线 S_{11} 仿真曲线

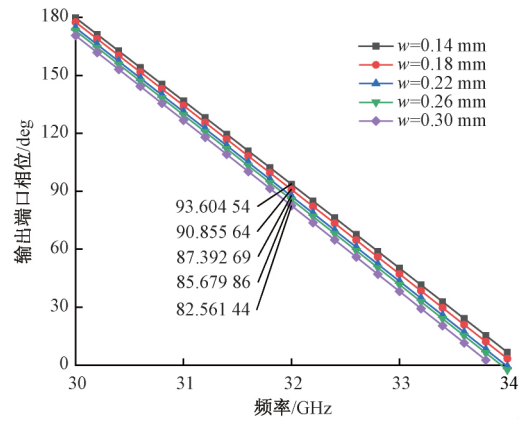
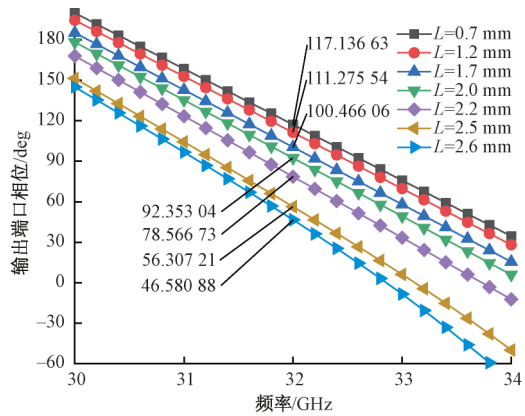
图5 加载 n 条 DGS 的带状线 S_{21} (dB) 仿真曲线图6 加载 n 条 DGS 的带状线 VSWR 仿真曲线

工程化应用中,为了保证带线网络的传输性能,加载缺陷地结构的带状线需要驻波 < -20 dB,插入损耗 < 1 dB,电压驻波比 < 1.3 。因此,选择矩形缺陷地数目 $n=2$ 和 $n=4$ 进行相位调节仿真。

为研究缺陷地结构对等长度带状传输线相位变化的影响,分别对 2 条、4 条 DGS 结构的宽度 W 和长度 L 进行扫描,保持缺陷地间隔 dl 不变,观察端口反射系数、群延时以及带内插损的变化。当 DGS 宽度 W 由 0.26 mm 变化到 0.2 mm 时,端口反射系数在 $30\sim 34$ GHz 范围内越来越小且达到 $S_{11} < -20$ dB。插入损耗随着 W 增大而增大,在 0.2 mm 处最小,整体带内插损 $S_{21} < 0.5$ dB。随着 L 的增大,传输线相位变化越大。对宽度和长度的 S_{21} (deg) 仿真结果如图 7、8 所示。

仿真结果显示 DGS 长 L 从 $0.7\sim 2.6$ mm 过程中,对于 $n=2$, S_{21} 相位变化为 $118.10^\circ\sim 87.92^\circ$,相差约为 30° ;对于 $n=4$, S_{21} 相位变化为 $117.13^\circ\sim 46.58^\circ$,相差约为 70° 。 W 从 $0.14\sim 0.30$ mm 过程中,对于 $n=2$, S_{21} 相位变化为 $106.68^\circ\sim 100.99^\circ$ 相差约为 5.7° ;对于 $n=4$, S_{21} 相位变化为 $93.60^\circ\sim 82.56^\circ$ 相差约为 11° 。由此可见,加载 4 条 DGS 结构的带状线,相位变化约为加载 2 条 DGS 结构传输线的 2 倍。同时,损耗和驻波也相对增加,特性有所变差,但是调相范围增大。

根据以上实验结果,可知 DGS 结构可以对带状传输线

图7 $n=4$ 时, S_{21} (deg) 仿真曲线(扫描 W)图8 $n=4$ 时, S_{21} (deg) 仿真曲线(扫描 L)

的相位进行调节,且数目越多,调相范围越大,考虑到端口驻波和插入损耗等指标,一般应控制在数目 $n \leq 4$ 。在相位调节过程中,缺陷地结构的长度 L 的改变在相位调节中占主导地位。

4 实例验证

对于毫米波带状线馈线网络,在加工制作过程中会因为加工精度等原因使各端口输出相位不同,利用预刻蚀的缺陷地结构可以对相位进行灵活的调节。下面用一仿真实例进行验证。

现设置两段传输线,一条为原始值长 20 mm,另一条模拟由加工精度、粗糙程度、介质厚度不一致造成的电长度不同的结果,长 20.22 mm。带状线线宽 0.68 mm,铜箔厚度 0.018 mm,缺陷地结构缝隙宽度 0.2 mm,长度 2 mm,间隔 1.37 mm, DGS 调相实例如图 9 所示。

采用 Ansoft HFSS 仿真软件,在 $30\sim 34$ GHz 频段内,端口相位分别为 119.4° ($L=20$ mm) 和 104.9° ($L=20.22$ mm),有 14.5° 的相位差。另外为使两条带状线输出端口相位一致,增设一条 20 mm 长的加载两条 DGS 结构的带状线,设计指标如前所述默认值。仿真结果如图 10 所示。根据仿真结果,加载 DGS 结构的传输线损耗小于 0.3 dB。回波损

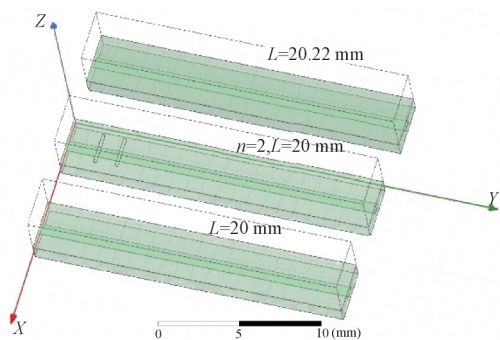
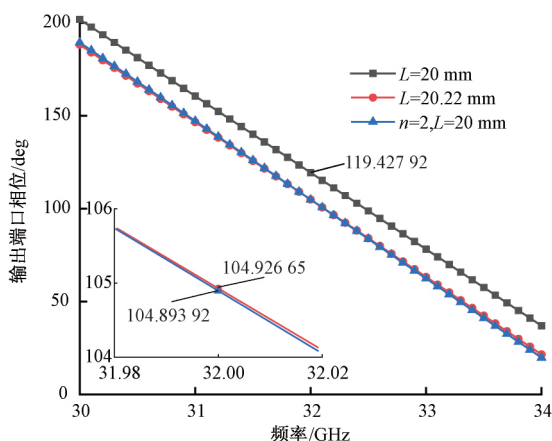


图 9 DGS 调相实例示意图

耗低于 -20 dB。各端口电压驻波比小于 1.25。两条传输线在 32 GHz 中心频点处原本为 119.43° 和 104.93° 相差了 14.5° ，经过加载两条矩形 DGS 结构进行调节，相位变化为 104.89° 和 104.93° ，将相位精确调节控制在了 1° 以内。

图 10 调相前后 S_{21} (deg) 仿真曲线

根据实例，缺陷地结构可以有效调节带状传输线的相位。并且易于加工和集成，对比前后级相位补偿和引入耦合导体保证同相的方法，成本和工艺要求低，便于加工制作，且设计方式灵活多样，也便于根据实际加工情况对缺陷地结构进行刻蚀和填补从而精确调节相位。便于工程实践应用。

5 结 论

针对毫米波带线网络易受加工精度、铜箔粗糙程度、板材厚度不一致性影响的相位敏感问题，在 30~34 GHz 内仿真分析了不同矩形 DGS 结构对带状线传输相位的影响，提出了一种简易有效的解决方法，加载 DGS 结构的传输线在带内回波损耗低于 -20 dB，插入损耗低于 0.5 dB，电压驻波比小于 1.25。该方法可以根据需求预设不同数目的 DGS 结构，在馈线网络加工后根据需要对相位进行调整。降低成本，满足工程应用需求。同时，缺陷地结构的设计相对灵活，可以进一步探究不同形状对相位的影响情况和驻波损耗等性能的影响。

参考文献

- [1] PARK J I, KIM C S, KIM J, et al. Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design [C]. IEEE Conference of Asia Pacific Microwave Conference, 1999, 2: 331-334.
- [2] PONCHAK G E. Dual of defected ground structure for coplanar stripline [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(2): 105-107.
- [3] KANG M, PARK S, KIM K, et al. A new extraction method for the characteristic impedance and effective dielectric constant of transmission line with DGS [C]. IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, 2009: 265-268.
- [4] 王辉, 杨戈, 张华林, 等. X 波段宽带慢波延迟线设计 [J]. 现代雷达, 2015, 37(10): 56-59, 76.
- [5] 李树良, 凌天庆, 张德斌. 一种新型宽带不等分环形电桥 [J]. 微波学报, 2010, 26(1): 54-57, 80.
- [6] 陈家明, 凌天庆, 杨国鹏. 一种毫米波宽带魔 T 的设计 [J]. 电子测量技术, 2019, 42(16): 177-180.
- [7] 畅彦祥, 刘祖深, 赵润年. 基于 CSRR-DGS 结构的宽阻带低通滤波器设计 [J]. 电子测量技术, 2018, 41(15): 1-4.
- [8] 王燕燕, 姜弢, 李迎松. 基于缺陷微带线结构的三阻带滤波器研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(4): 645-652.
- [9] 黄鹏, 黄永茂, 李良荣, 等. 基于缺陷地结构的微带低通滤波器设计 [J]. 强激光与粒子束, 2018, 30(12): 53-57.
- [10] 王辉, 李树良, 王琦. 一种 C 波段可调均衡器设计 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2019, 17(5): 914-918.
- [11] RAO Y, QIAN H J, YANG B, et al. Dual-band bandpass filter and filtering power divider with ultra-wide upper stopband using hybrid microstrip/DGS dual-resonance cells [J]. IEEE Access, 2020, 8: 23624-23637.
- [12] 包建群. 基于 U 型双平面电磁带隙结构的小型化低通滤波器 [J]. 微波学报, 2018, 34(3): 84-87.
- [13] 李婵娟, 傅世强, 邵特. 用于智能天线测试的低成本可调功分移相电路设计 [J]. 电子测量技术, 2016, 39(4): 101-104.
- [14] 靳向阳, 刘芸. 射频光传输相位稳定性研究 [J]. 电子测量技术, 2020, 43(10): 148-152.
- [15] 何宇红, 马哲旺, 杨雪霞. 基于微带三模谐振器的超宽带带通滤波器设计 [J]. 电子测量技术, 2017, 40(5): 148-153.

作者简介

石城毓, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达馈线系统设计。

E-mail: huben2908@outlook.com

凌天庆, 研究员级高级工程师, 主要研究方向为雷达综合网络系统设计。

E-mail: lingtianqing@sina.com

卢威, 工程师, 主要研究方向为雷达综合网络系统设计。

E-mail: bitluwei@163.com