

基片集成波导梳状交替相位功分器

刘 冰, 洪 伟, 郝张成, 陈继新

(东南大学, 江苏南京 210096)

摘 要: 利用基片集成波导技术在单层印制电路板上设计了微波功分器, 通过调节感性金属柱的位置, 实现了相邻端口的输出相位相差 180 度的特性, 实验测试结果与仿真结果吻合良好。

关键词: 基片集成波导; 功率分配器; 交替相位

中图分类号: TN821 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 06-1061-04

Alternate Phase Substrate Integrated Waveguide (SIW) Power Divider

LIU Bing, HONG Wei, HAO Zhang-cheng, CHEN Ji-xin

(Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: Using the technology of substrate integrated waveguide, we designed two multi-way microwave power dividers with alternating output phases. Adjustments of the inductive metallic vias resulted in the 180-degree phase difference between adjacent output ports. Good agreements between the experimental results and simulated data prove that the proposed power dividers are of high performance.

Key words: substrate integrated waveguide, power divide, alternating phase

1 引言

在现代通信系统中,功率分配器作为天线阵列的馈电结构已经被广泛使用了很长时间^[1,2].作为其中的主要类别,矩形波导功率分配器在与平面电路的集成时需要复杂的转接段设计,相关的机械加工难度很大,同时也非常昂贵,尤其工作在微波频段时.近来,对于一种新兴技术——基片集成波导的研究日渐兴起.由于基片集成波导具有损耗小、易集成、成本低、加工容易等优点,所以已经开始被用于毫米波与微波器件的设计了: Germain 提出了相关的 T 形与 Y 形三分贝功率分配器^[3], Hao 随后在阵列天线的设计中提出了十六路树状功率分配器^[4].不足的是,上述功率分配器结构均是并联馈电结构,用在阵列天线的设计中时会带来结构尺寸偏大的弱点,这种不足,可以通过换用同相串联馈电结构来部分消除^[5].作为功率分配器的另一个类别,微带功率分配器具有结构紧凑的优点,然而微带结构本身所固有的能量泄露会在高频工作条件下带来更多的损耗.本文将介绍一种新颖的基片集成波导功率分配器,它采用了 Sakakibara 与 Kimura 曾经提出的交替相位结构^[6],实现

了紧凑的馈电结构.本文接下来会对双路和四路功率分配器的设计进行介绍,并给出了器件的实验结构及相应的测试结果.

2 工作原理

由于基片集成波导是由上、下两层金属与中间的介质以及两侧由金属化通孔排成的侧壁组成,它可以支持 TE_{m0} 模式的电磁波,同时在其内部传输的能量基本不会从上述金属化通孔之间的缝隙中泄露,因此在这种情况下基片集成波导可以看成是一种填充介质的矩形金属波导^[7].

作为一种波导结构,基片集成波导必须满足一定的宽度要求以传播相应频率的电磁波,这种限制在设计传统形式的波导功率分配器时会引起结构尺寸不紧凑的问题.通过采用交替相位的概念,可以很好地将之解决.图 1 所示为采用交替相位结构、串联馈电结构与并联馈电结构设计的工作在同频率下的功率分配器的同比例结构示意图.

在图 1 中,结构 (a) 采用交替相位;结构 (b) 和 (c) 分别为传统的同相串联与并联功率分配器.在设计一个

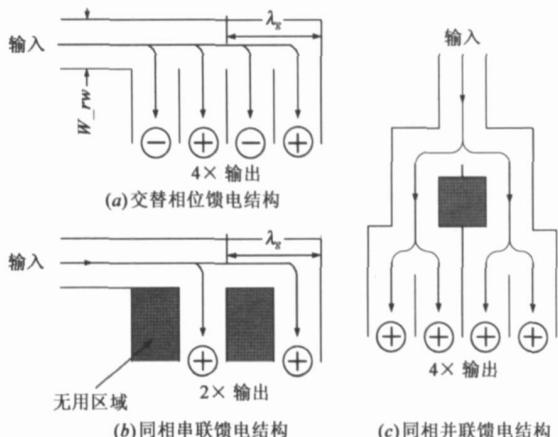


图 1 交替相位功分器与传统功分器在结构上的差异

四路功分器时, 交替相位功分器可以提供最紧凑的结构, 在同样尺寸下, 传统串联形式的功分器仅提供两路同相输出, 而传统并联形式的所占用的尺寸则更大.

要设计这类交替相位功率分配器, 首先要满足式(1)所规定的尺寸要求,

$$2 \times W_{.nw} = g \quad (1)$$

其中, $W_{.nw}$ 是基片集成波导的等效宽度, 而 g 则是相波长.

由基片集成波导的宽度 ($W_{.siw}$) 与其等效宽度 ($W_{.nw}$) 的关系^[8], 可以最终得出特定工作频率下的基片集成波导的宽度:

$$W_{.siw} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{(d_{.via})^2}{0.95 \times L_{.vsp}} \quad (2)$$

其中 λ 是对应的工作波长.

由式(2)及图 1 中的结构 (a) 就可以设计出相应的基片集成波导交替相位功率分配器, 而其中基片集成波导与微带结构的转接段设计可以参考文献[9].

3 设计过程

本节主要介绍了两路与四路交替相位基片集成波导功率分配器的设计情况, 相应的结构参数会依次给

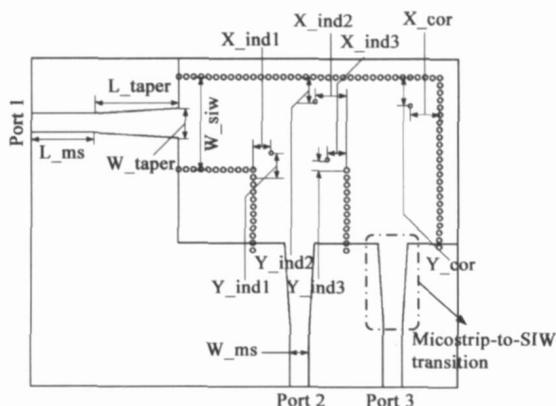


图 2 交替相位两路功率分配器的结构示意图

出.

图 2 所示为两路功率分配器的结构, 所有的端口均接有微带与基片集成波导的转接段 (图中虚线框所围区域).

图 3 给出了该功率分配器内部的电场分布图. 能量从端口 1 进入, 然后从端口 2、3 输出. 图中几个单独的金属化通孔: 通孔 1、通孔 2 与通孔 3 以及通孔 cor 是用来控制电磁能量在两个输出端口之间均匀分配的, 同时也对输出端的相位起到了一定的调整作用. 相应的参数列于表 1, 其中上述四个调节用的金属化通孔的半径均为 $R_{.cor}$.

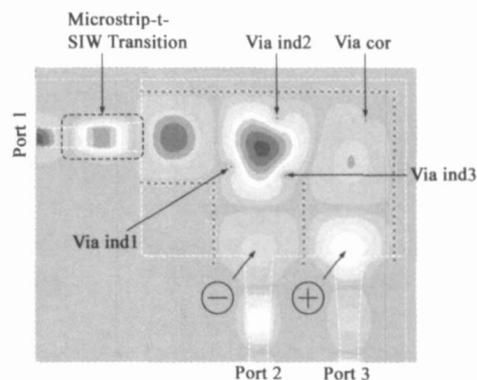


图 3 双路交替相位功分器的内部电场分布图

表 1 两路功分器的结构参数

$W_{.siw}$	$L_{.vsp}$	$R_{.via}$	$L_{.taper}$	$W_{.taper}$	$W_{.ms}$
7.5mm	0.6mm	0.2mm	6.8mm	2.4mm	0.54mm
$L_{.ms}$	$R_{.ind}$	$X_{.ind1}$	$Y_{.ind1}$	$X_{.ind2}$	$Y_{.ind2}$
5.0mm	0.15mm	1.45mm	1.35mm	2.55mm	2.0mm
$X_{.ind3}$	$Y_{.ind3}$	$X_{.cor}$	$Y_{.cor}$	$R_{.cor}$	
1.55mm	0.85mm	2.4mm	2.3mm	0.15mm	

上面双路交替相位功率分配器的设计可以推广到四路的情况 (如图 4 所示). 图中端口 1 是输入端而其余端口均为输出端, 对应的结构参数列于表 2 之中, 其中调节用的金属化通孔: 通孔 i ($i = 1, 2, \dots, 6$) 的半径均为 $R_{.ind}$ 而通孔 cor 的半径为 $R_{.cor}$.

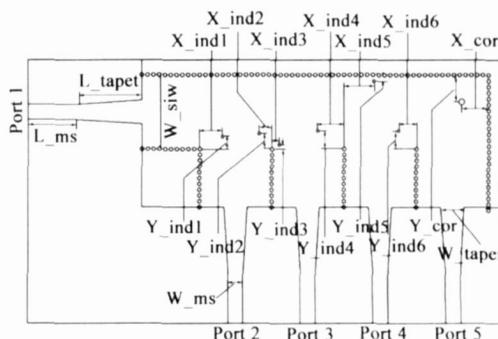


图 4 四路交替相位功率分配器结构示意图

表 2 两路功分器的结构参数

W. siw	L. vsp	R. via	L. taper	W. taper	W. ms
7.5mm	0.6mm	0.2mm	6.8mm	2.4mm	0.54mm
L. ms	R. ind	X. ind1	Y. ind1	X. ind2	Y. ind2
5.0mm	0.15mm	2.35mm	1.25mm	1.35mm	1.5mm
X. ind3	Y. ind3	X. ind4	Y. ind4	X. ind5	Y. ind5
1.75mm	0.7mm	2.75mm	1.85mm	3.1mm	0.65mm
X. ind6	Y. ind6	R. cor	X. cor	Y. cor	
1.85mm	1.85mm	0.3mm	2.8mm	2.7mm	

4 测试与仿真结果

本文中提出的功分器结构设计的工作频率为 20GHz, 采用标准的印制电路板工艺来进行加工. 实验所用的印制电路板是 Rogers5880, 介质基片的相对介电常数为 2.2, 介质损耗正切为 0.0009.

测试中采用 Agilent 的矢量网络分析仪 (E8363B), 除当前测试端口与分析仪的两根电缆相连接之外, 其余端口均接以相应的匹配负载. 由于网络分析仪的电缆直径为 27mm, 超过了上述交替相位功率分配器相邻端口之间的距离, 所以需要微带线做适当的引出以便于测试.

图 5 是双路功分器实物照片, 图 6 与图 7 分别为相应的功率平衡度、输出端相位差的测试结果. 从图 7 中可以看出, 该双路功分器的输出功率平衡度 3.4dB ± 0.3dB, 相应的插入损耗为 0.4dB. 测试结果略

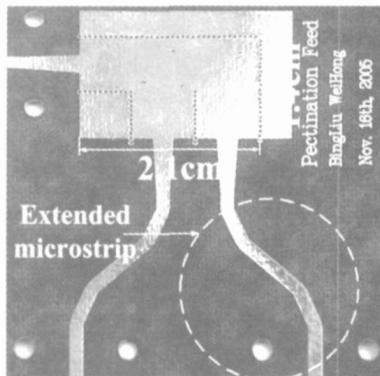


图 5 双路交替功率分配器实物照片

好于仿真结果, 这可能是由下列因素造成的:

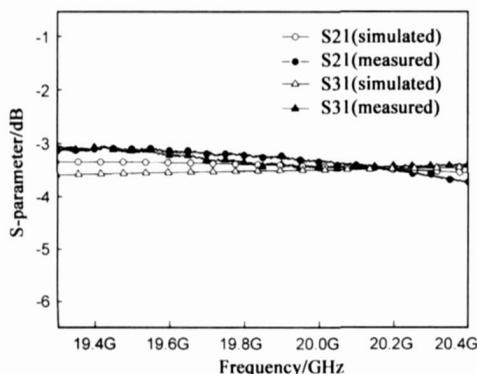


图 6 双路功分器的功率平衡度的测试与仿真结果

- (1) 仿真过程中的介质基片及相应的金属敷层的损耗参数设置与实验中所用材质的实际情况略有出入;
- (2) 为了实现交替相位的输出, 上述结构中的各调

节用的金属化通孔的位置需要精细的设置, 而实验中的印制电路板工艺可能在精度上有所欠缺, 从而造成了在功率平衡度上的偏差.

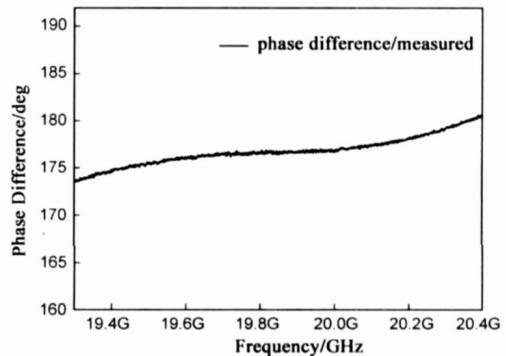


图 7 双路功分器的输出相位差的测试结果

从图 7 中可以看出, 在 19.34GHz ~ 20.38GHz 的频率范围内, 输出相位差的测量值为 177° ± 3°, 显示出较好的相位稳定性.

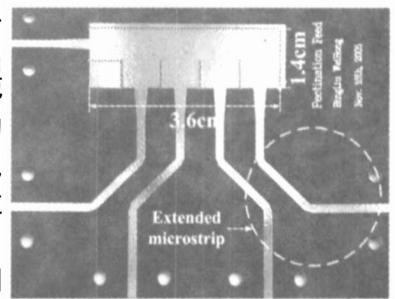


图 8 四路交替功率分配器实物照片

图 8 所示为四路交替功率分配器的实物, 对应的测试结果分别在图 9 与图 10 中列出.

图 9 所示为该四路功率分配器的功率平衡度的测试与仿真结果. 在 19.37GHz ~ 20.05GHz 的频率范围内, S_{i1} (i = 2, 3, 4, 5) 之间的最大波动为 0.6dB, 测试中所用的接头的性能上的差异也会引起这类波动.

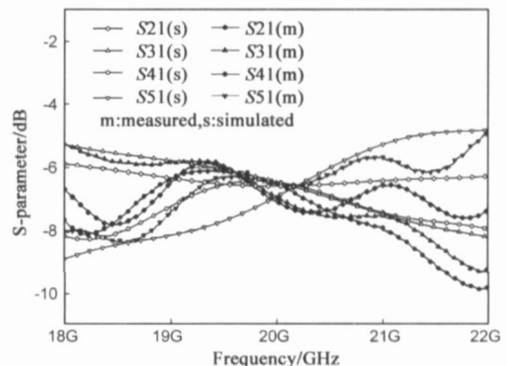


图 9 四路功分器的功率平衡度的测试与仿真结果

图 10 所示为该四路功率分配器相邻端口间的输出相位差的测试结果. 从图中可以看出端口 2、3 之间的相位差 (P2P3) 与端口 4、5 之间的相位差 (P4P5) 分别在 19.12GHz ~ 19.76GHz 与 19.26GHz ~ 19.90GHz 的频率范围内为 170° ± 5°. 设计的相位差在 20GHz 处应为 180°, 测试结果与设计值存在着一点偏差, 这可能是由实验器

件上各微带引出脚由于加工误差导致长短不一以及印制电路工艺本身的精度所造成的。

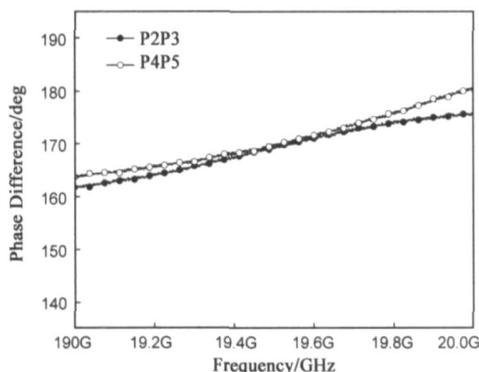


图 10 四路功分器的输出相位差的测试结果

5 结论

本文利用传统的矩形波导方法,采用新颖的基片集成波导技术在单层 PCB 板材上实现了结构紧凑的双路与四路交替相位功率分配器并进行了相关的测试,测试结果与仿真数据的良好吻合说明这种新型器件的设计在结构上是可行的,在性能上是实用的,同时为从改进馈电网络的角度来提高天线阵列的辐射效率的方面提供了一种有效的方法。

参考文献:

- [1] J Joubert, SR Rengarajan. Design of unequal H-plane waveguide-power dividers for array applications[A]. IEEE 1996, APS [C]. IEEE, 1996. 1636 - 1639.
- [2] VD Ryabchy. Design of multiport waveguide power divider for antenna array[J]. Antenna Theory and Tech. 2005, (2) :478 - 479.
- [3] S Germain, D Deslandes and K Wu, Development of substrate integrated waveguide power dividers [A]. IEEE 2003, CCECE (3) [C]. IEEE, 2003. 1921 - 1924.
- [4] Z C Hao, W Hong, J X Chen, X P Chen, K Wu. A novel feeding technique for antipodal linearly tapered slot antenna array [J]. IEEE 2005, MTT-S (1) :1641 - 1643.
- [5] A Lopez. Monopulse networks for series feeding an array antenna [J]. IEEE Trans, 1968, AP (16) :436 - 440.
- [6] Sakakibara, Y Kimura, A Akiyama, J Hirokawa, M Ando, et al. Alternating phase-fed waveguide slot arrays with a single-layer multiple-way power divider[J]. IEE Proc 1997, Microw Antennas and Propagat (144) :425 - 430.
- [7] F Xu, K Wu. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide[J]. IEEE Trans. 2005, MTT (53) : 66 - 73.
- [8] Y Cassivi, L Perregrini, P Arcioni, M Bressan, K Wu, et al. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide[J]. IEEE 2002, MWCL (12) :333 - 335.
- [9] D Deslandes, K Wu. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form[J]. IEEE 2001, MWCL-11 (2) :68 - 70.

作者简介:



刘冰男, 1976年出生于江苏南京, 东南大学无线电工程系毫米波国家重点实验室博士研究生。研究方向包括射频与微波电路、天线与毫米波电路系统。E-mail: bingliu@enfield.org



洪伟男, 1962年生, 教授, 博士生导师。教育部长江学者特聘教授; 全国有突出贡献的中青年专家; 国家杰出青年基金获得者; 全国政协委员; 东南大学信息科学与工程学院副院长; 毫米波国家重点实验室主任。



郝张成男, 1975年生, 东南大学无线电工程系博士研究生, 研究方向包括微波与毫米波器件设计与射频与微波集成电路设计。



陈继新男, 1976年生, 东南大学无线电工程系教师。研究方向包括微波与毫米波电路设计以及微波集成电路设计。