

文章编号:1001-893X(2012)07-1151-04

新型 C 频段 TE_{21} 模圆极化合成网络设计^{*}

周录军¹, 马行军²

(1. 中国卫星海上测控部, 江苏 江阴 214431; 2. 中国电子科技集团公司第三十九研究所, 西安 710065)

摘 要:指出了波导结构及微带形式的 TE_{21} 模圆极化合成网络的不足, 介绍了 3 dB 分支定向耦合器的基本原理, 设计了新型 C 频段空气带状线形式的圆极化合成网络, 并对该结构进行仿真和测试, 结果满足性能要求。此种合成网络可与耦合器设计为一体, 既可以增加结构强度, 还缩短了传输路径, 降低了损耗, 目前已经成功应用在多种型号天线系统上。

关键词:雷达跟踪系统; C 频段; 圆极化; 合成网络; 空气带线; 定向耦合器

中图分类号: TN73 **文献标志码:** A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2012.07.021

A Novel Design of C-band TE_{21} Mode Circular Polarization Combiner

ZHOU Lu-jun¹, MA Xing-jun²

(1. China Satellite Maritime Tracking and Control Department, Jiangyin 214431, China;
2. The 39th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Xi'an 710065, China)

Abstract: The shortcomings of waveguide and microstrip of the TE_{21} mode circular polarization synthesis networks are pointed out. The theory of equal branch waveguide coupler is described. A new circular polarization synthesis network is designed by air stripline and it is simulated and tested. This synthetic network can strengthen the structure, shorten the transmission path and reduce the loss by being designed as a whole with coupler. This kind of combination of network has been used in a variety of antenna systems.

Key words: radar tracking system; C-band; circular polarization; synthesis network; air stripline; directional coupler

1 引 言

在圆波导 TE_{11} 、 TE_{21} 模自跟踪体制中实现雷达的自跟踪特性时, 用于提取差模 TE_{21} 模的跟踪器是其中关键部件, 而 TE_{21} 模组合网络又是跟踪器中形成圆极化的核心部件。传统的 C 频段宽带跟踪器中, 组合网络是采用弯头、魔 T 等组成的波导式结构^[1], 这种组合网络虽然损耗小但缺点是横向和纵向尺寸大, 加工困难, 如果用微带电路来实现则会导致损耗过大。鉴于以上问题, 迫切需要新型组合网络, 使得结构紧凑损耗小, 可靠性高。

本文基于 3 dB 分支定向耦合器基本原理, 设计了一种空气带线形式差模合成网络, 它比微带结构

形式损耗低, 比波导形式体积小, 是由 10 个 3 dB 分支定向耦合器连接组成一个八卦形的功分网络, 各端口输入相位满足一定关系后, 可实现较好的圆极化输出。

2 TE_{21} 模圆极化合成网络的工作原理

2.1 差模合成网络的要求

图 1 中差模合成网络由 7 个魔 T 和一个 90° 移相器组成^[2], 以实现圆波导 TE_{21} 模的正交圆极化。对合成网络而言, 采用空气带线结构的 3 dB 电桥时, 组成应具有相同的相位特性。但是图 1 结构存在连线的交叉无法实现平面结构, 而采用图 2 结构就可

^{*} 收稿日期: 2012-01-20; 修回日期: 2012-03-13

实现平面结构。

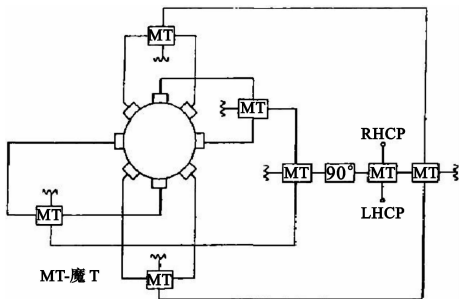


图 1 传统跟踪组合网络

Fig.1 Traditional tracking combinations of network

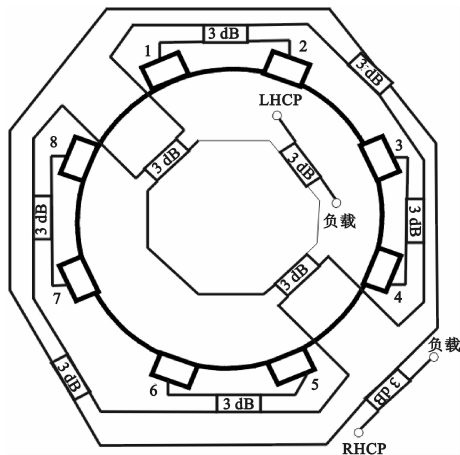


图 2 空气带线跟踪组合网络

Fig.2 Air stripline combinations of network

2.2 3 dB 电桥原理

3 dB 分支定向耦合器如图 3 所示,当电磁波由端口 1 输入时,在端口 3 上由两个分支线耦合过来的波,同相相加;而在端口 2 上由两个分支线耦合过来的波,反相相消,故端口 3 和端口 4 有耦合输出,端口 2 没有输出。因此这种定向耦合器是个同向定向耦合器,两个输出端口相位相差 90°。

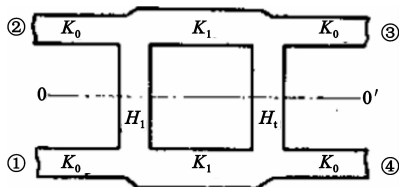


图 3 分支定向耦合器结构示意图

Fig.3 Schematic diagram of the equal branch waveguide coupler

用偶模奇模法来分析,对于偶模激励的等效电路,其 $[A]$ 矩阵是

$$[A]_e = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jH_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jK_1 \\ j/K_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jH_1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_1/K_1 & j/K_1 \\ j(K_1 - H_1^2/K_1) & -H_1/K_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, K_0 、 K_1 是主支导线抗, H_1 是分支线导抗。由此求得偶模反射系数和传输系数为

$$\begin{cases} \Gamma_{0e} = \frac{a_{11} + a_{12} - a_{21} - a_{22}}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} = \frac{j(1 - K_1^2 + H_1^2)}{-2H_1 + j(1 + K_1^2 - H_1^2)} \\ T_{0e} = \frac{2}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} = \frac{2K_1}{-2H_1 + j(1 + K_1^2 - H_1^2)} \end{cases} \quad (2)$$

对于奇模激励的等效电路,它与偶模电路结构相同,只是导纳 jH_1 变换为 $-jH_1$,故将式(2)的 $-H_1$ 代换,即可得到奇模反射系数和传输系数为

$$\begin{cases} \Gamma_{0o} = \frac{j(1 - K_1^2 + H_1^2)}{2H_1 + j(1 + K_1^2 - H_1^2)} \\ T_{0o} = \frac{2K_1}{2H_1 + j(1 + K_1^2 - H_1^2)} \end{cases} \quad (3)$$

因此,在端口 1 用 1 V 电压入射波的激励下,各端口的输出电压反射波为

$$b_1 = s_{11} = -\frac{1}{2}(\Gamma_{0e} + \Gamma_{0o}) \quad (4)$$

$$b_2 = s_{21} = -\frac{1}{2}(\Gamma_{0e} - \Gamma_{0o}) \quad (5)$$

$$b_3 = s_{31} = -\frac{1}{2}(T_{0e} - T_{0o}) \quad (6)$$

$$b_4 = s_{41} = -\frac{1}{2}(T_{0e} + T_{0o}) \quad (7)$$

耦合器为完全匹配和完全隔离,必须 $s_{11} = s_{21} = 0$,因此得出

$$1 - K_1^2 + H_1^2 = 0 \quad (8)$$

这就是单节支线定向耦合器在中心频率上的完全匹配和隔离的条件。在此条件下,端口 3 和端口 4 的输出为

$$\begin{cases} b_3 = s_{31} = -H_1/K_1 \\ b_4 = s_{41} = -j/K_1 \end{cases} \quad (9)$$

由此可见,端口 3 和端口 4 输出相位相差 90°,端口 4 落后于端口 3,是为 90°定向耦合器。

如果此定向耦合器为 3 dB 定向耦合器,必须 $|s_{31}| = |s_{41}|$,于是得出

$$\begin{cases} H_1 = 1 \\ K_1 = \sqrt{2} \end{cases} \quad (10)$$

在50 Ω系统中,主支线的特性阻抗为 $50/\sqrt{2} = 35.4\ \Omega$,分支线的特性阻抗为50 Ω。

2.3 3 dB 电桥 HFSS 仿真

根据前面的分析和设计公式,可以结合结构要求设计一个3 dB分支线定向耦合器,其仿真模型^[3]如图 5 所示。因篇幅所限,仿真结果略。

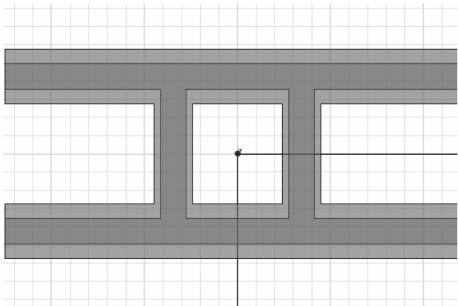


图 5 3 dB 耦合器仿真模型

Fig.5 The simulation model of equal branch waveguide coupler

3 差模组合网络设计

TE₂₁模耦合器其工作原理如图 6 所示,图中实线代表一种极化的 TE₂₁模,点划线代表另一种极化的 TE₂₁模。要使 8 根耦合臂的输出叠加并形成圆极化信号,要求 8 根耦合臂的输出信号幅度相等而且相差满足一定的关系^[4]。

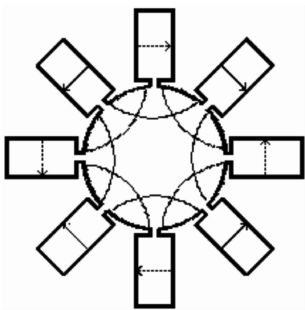


图 6 两个正交的 TE₂₁模

Fig.6 Orthogonal TE₂₁ mode

根据 TE₂₁模耦合器结构特点,网络采用单层结构,便于加工,主要由带线电桥、带线-同轴转换组成。带线由外壳和内导体构成,带线的外壳见图 7,带线内导体的结构示意图如图 8 所示,它是由 10 个两分支电桥连接而成;其中,1~8 是输入口,在连接时要注意输入的相位关系。

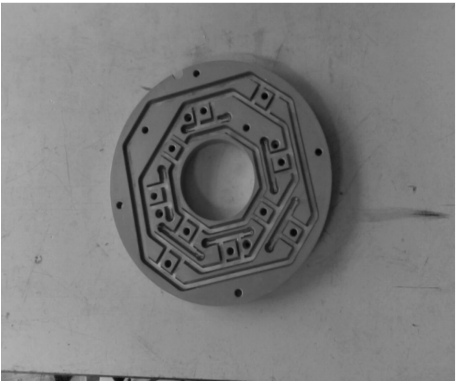


图 7 差模合成网络外导体结构示意图

Fig.7 Outer structure of the synthesis network

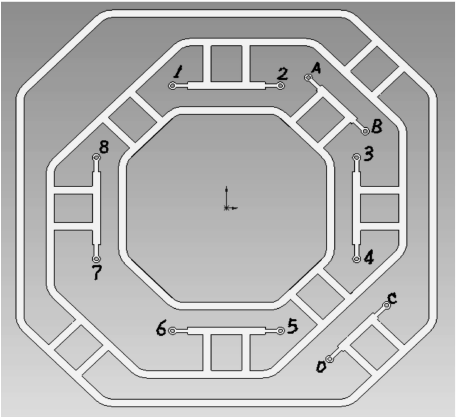


图 8 差模合成网络内导体结构示意图

Fig.8 Inner structure of the synthesis network

当满足 TE₂₁模合成相位关系后,可使 A、D 口为差路左、右旋圆极化输出口,B、C 口为隔离口,需要接负载。

4 合成网络仿真与测试

合成网络仿真模型如图 9 所示。由驻波仿真结果知,各端口驻波在 -25 ~ -35 dB 间,驻波特性好。

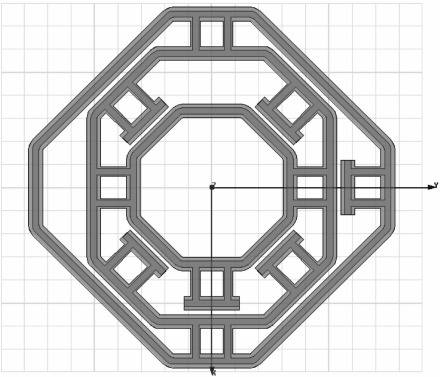


图 9 合成网络仿真模型

Fig.9 Simulation model of synthesis network

合成网络性能测试结果:驻波比小于 1.5,隔离度大于 20 dB,幅度不平衡小于等于 0.5 dB,相位不平衡小于等于 2°,损耗小于 0.5 dB,性能参数良好。

5 结 论

本文采用空气带线形式创新地设计了 C 频段差模合成网络,仿真测试结果表明其性能优良。此组合网络可与跟踪器设计为一体,弥补了用魔 T 实现合成网络时体积重量大及用微带形式时的大损耗缺点,通过调整八卦结构尺寸还可用作 S、Ka 等毫米波的圆极化合成网络,具有很强的实用价值,前景广阔。

参考文献:

- [1] 柯树人.圆波多模自跟踪系统的工作原理[J].通信与测控,1992(2):1-11.
KE Shu-ren. Circular wave multimode tracking system[M]. Communication and Monitoring and Control, 1992(2):1-11. (in Chinese)
- [2] 赵波,李家胤,周翼鸿. 8mm 波导魔 T 的仿真分析[J]. 火控雷达技术,2008,37(3):62-64.
ZHAO Bo, LI Jia-yin, ZHOU Yi-hong. 8mm waveguide magic T's simulation analysis[J]. Fire Control Radar Tech-

nology, 2008, 37(3):62-64. (in Chinese)

- [3] 谢拥军,刘莹,李磊,等. HFSS 原理与工程应用[M]. 北京:科学技术出版社,2009.
XIE Yong-jun, LIU Ying, LI Lei, et al. The HFSS Principles and engineering applications[M]. Beijing: Science and Technology Press, 2009. (in Chinese)
- [4] An Dawei, LI Xiang, Mou Jinchao, et al. A New Type of Ka-band Waveguide-based Power Combining Structure[C]//Proceedings of 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. Nanjing: IEEE, 2008:347-350.

作者简介:

周录军(1986—),男,四川西昌人,2010 年于南京航空航天大学获学士学位,现为助理工程师,主要从事卫星测控工作;

ZHOU Lu-jun was born in Xichang, Sichuan Province, in 1986. He received the B.S. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2010. He is now an assistant engineer. His research concerns satellite TT&C.

Email: zhoulujun168@163.com

马行军(1980—),男,山东梁山人,2007 年于西安电子科技大学获硕士学位,现为工程师,主要从事馈源研究工作。

MA Xing-jun was born in Liangshan, Shandong Province, in 1980. He received the M.S. degree from Xidian University in 2007. He is now an engineer. His research concerns feeder.