

波导宽壁耦合器的幅相分析与实验

曲晓云¹,王典成¹,杨志群²

(1. 南京电子技术研究所,江苏南京 210013;2. 南京理工大学电子工程研究中心,江苏南京 210094)

摘 要: 本文提出一种新型的宽壁耦合器,它不需任何附加的阻抗匹配装置,运用本征值法和奇偶模分析法对其幅相特性进行推导证明,得到耦合系数与耦合区尺寸的关系和输出端口的相位关系,将两种方法进行了比较.实验结果表明其良好的性能.

关键词: 奇偶模分析法;本征值法;宽壁耦合器

中图分类号: TN61 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 03-0468-03

Analysis and Experiment of the Amplitude and Phase for Wave-Guide of Wide Wall Coupler

QU Xiao-yun¹,WANG Dian-cheng¹,YANG Zhi-qun²

(1. Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing, Jiangsu 210013, China;

2. Electronic Engineering Research Center of Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

Abstract: A new type of broad-wall directional coupler is developed. By eigenvalue approach and odd- and even-mode approach the relationship of the coupling value and the dimension of the coupling section and the phase relationship of the output ports are presented. Mode-matching theory is applied and any additional tuning elements are not needed. The experimental data demonstrate the good performance.

Key words: odd-even mode analytical method; eigenvalue method; wide wall coupler

1 引言

波导定向耦合器主要有小孔耦合器、分支电桥耦合器、窄壁耦合器、宽壁耦合器等,它们都可看作有两个对称面的对称四端口网络^[1].紧耦合的耦合器主要包括窄壁耦合器和宽壁耦合器两种,窄壁耦合器的设计方法在许多文献中已有介绍^[2,4,5],但是与某些宽壁耦合器相似,它们的结构不够紧凑,为了减少反射而安装的调配螺钉更降低了结构的可靠性.文献[7]给出了几种调配方式的3dB宽壁电桥的一些有用的结果,但是当耦合度弱于3dB时误差便随之增加.本文提出了一种新型的宽壁耦合器,在不附加任何调配装置的情况下通过改变耦合区的尺寸实现阻抗匹配的目的,它的耦合度可达到3dB至10dB.

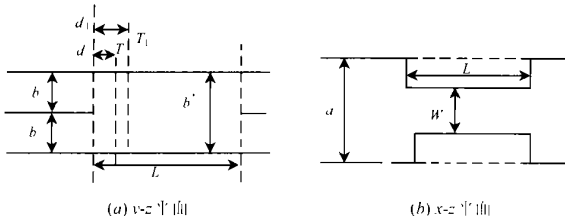


图1 宽壁耦合电桥的平面示意图

2 理论分析

矩形波导宽壁耦合器耦合区的形式可以是多样的,本文分析的宽壁耦合器其耦合区为矩形板线形式,它由两个波导按宽壁叠加在一起组成.图1为其y-z, x-z平面的剖面图.为了抑制高次模的产生,耦合区的高度b需相应小于两个波导叠在一起的总高度,w, L分别为矩形板线的宽和长,板线的厚为t.波导尺寸选择的基本原则是使在波导1,2,3,4中传输TE₁₀模,在波导耦合区传输TE₁₀模和TEM模.

2.1 本征值分析法

设[S]为n阶方阵,其元素可为复数,[a_i]为[S]的本征矢,则有:

$$[S][a_i] = S_i[a_i] \quad (1)$$

式(1)中,S_i对应于本征矢[a_i]的第i个本征值,设S_i = exp(jX_i), i = 1, 2, 3, 4. 矩阵[S]的本征值与矩阵[S]的关系为:

$$\begin{aligned} S_{11} &= (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)/4 & S_{12} &= (S_1 + S_2 - S_3 - S_4)/4 \\ S_{13} &= (S_1 - S_2 + S_3 - S_4)/4 & S_{14} &= (S_1 - S_2 - S_3 + S_4)/4 \end{aligned} \quad (2)$$

由式(2)及[S]矩阵与阻抗,导纳矩阵的关系可得对称四端口网络的平衡条件是:

$$S_1 = -S_3, S_2 = -S_4$$

$$\text{即 } X_1 - X_3 = (2 \times K + 1), X_2 - X_4 = (2 \times K + 1)$$

K 为整数,则耦合器的耦合度为: $C = \sin^2(X_1/2 - X_2/2)$. 设:

$$\theta_0 = \alpha(L - 2 \times d_1) / \lambda_0, \theta_{10} = \alpha(L - 2 \times d) / \lambda_{10}$$

上式中, λ_0, λ_{10} 分别为 TEM 模和 TE_{10} 模的导波长, d_1, d 分别为 TEM, TE_{10} 模特性参考面 T_1, T 离端面 A 的距离^[3],如图 1 所示. 设 TE_{10}, TEM 模对应的特性阻抗为 Z_{10}, Z_0 ,由转移矩阵可导出导纳本征值,由 $[S]$ 矩阵与导纳矩阵本征值的关系为可得:

$$c = \sin^2[\alpha(L - 2 \times d) / \lambda_{10} - \arctg(2tg(\alpha(L - 2 \times d_1) / \lambda_0) / k)] \quad (3)$$

式(3)中, $k = 2 \times \lambda_{10} / \lambda_0$ 由式(2)得:

$$\arg S_{13} = - \arctg((\sin X_1 - \sin X_2 + \sin X_3 - \sin X_4) / (\cos X_1 - \cos X_2 + \cos X_3 - \cos X_4))$$

$$\arg S_{14} = - \arctg((\sin X_1 - \sin X_2 - \sin X_3 + \sin X_4) / (\cos X_1 - \cos X_2 - \cos X_3 + \cos X_4))$$

由于相邻臂之间是隔离的,因此由理想对称四口网络的平衡条件及三角函数的关系可得: $\tan(\arg S_{13}) * \tan(\arg S_{14}) = 1$,即两输出端口之间的相位相差 90° .

2.2 奇偶模分析法

如图 1 所示的宽壁耦合器,1 端为输入口,电场幅度为 E_0 ,3 端为直通口,4 端为耦合口,用奇偶模分析法可将问题分解为对 1、2 端口进行等幅同相激励和等幅反相激励两种情况的迭加. 设耦合区的长度为 l_0 . 下面的分析中假定:耦合区隔板的厚度趋向于零.

偶激励时,耦合区内仅存在 TE_{10} 模,对称面 y_0 等效为理想磁壁,对称面上下两部分的电场幅度均为 $E_0/2$,相位相同;奇激励时,耦合区内仅存在 TEM 模,除中间导体外,对称面 y_0 等效为理想电壁,对称面上下两部分的电场幅度为 $E_0/2$,相位相反. 在耦合区末端将两种模式的电场进行迭加,设

$$2 \cos(\theta_0 - \theta_{10}) = 2 \cos(\alpha l_0) > 0,$$

由三角函数的关系式可得:

$$E_3 = E_0 \cos(\alpha l_0 / 2) e^{-j \alpha l_0 / 2} \\ E_4 = E_0 \sin(\alpha l_0 / 2) e^{-j \alpha l_0 / 2} \quad (4)$$

$$\arg(E_3) = - \alpha l_0 / 2, \arg(E_4) = - \alpha l_0 / 2 + \pi / 2 \quad (5)$$

由式(5)可看出,耦合端口与直通端口相位差 $\pi/2$,与 2.1 节的结果相同,且耦合端口超前直通端口. 由式(4)可得到耦合器的耦合度为:

$$c = 20 * \log \frac{|E_4|}{E_0} = 20 * \log(\sin(\alpha l_0) / 2 \cos(\alpha l_0 / 2)) \quad (6)$$

由式(6)不难看出,耦合端和直通端输出能量的大小取决于耦合区末端两种模式的场的迭加情况,若两种模式的场在波峰处迭加,则输出能量最大,若在波谷处迭加,则输出能量最小,以此类推可以得到任意耦合度的耦合器. 图 2 中的两条曲线为 X 波段宽壁耦合器耦合度与耦合区的长度关系的曲线,其中直线表示由奇偶模分析法得到的,虚线表示由本征值法得到的. 可以看出:两种方法的周期性结果比较相近,但在耦合度较弱时,耦合度对耦合区的尺寸变化很敏感. 尽管我们在选择耦合区尺寸时尽量抑制高次模的产生,但在弱耦合时,耦合区的长度短,高次模在耦合区内还未完全衰减掉,而

前面两种分析方法都是建立在高次模在耦合区内已衰减掉的基础上的,本征值法推导的过程中 d_1, d 的选取忽略高次模项的影响,奇偶模分析法只考虑耦合区内的两种主要模式 TE_{10} 和 TEM 模. 因此,为了不额外增加尺寸,在弱耦合时工程上一般用其他形式的耦合器代替宽边耦合器或窄边耦合器.

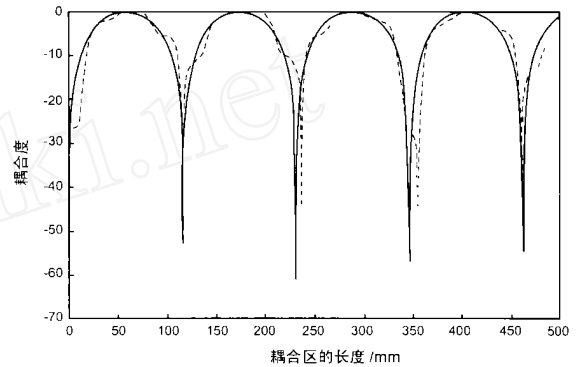


图 2 宽壁耦合器耦合度与耦合区的长度关系的曲线

2.3 阻抗匹配

好的耦合特性需建立在好的阻抗匹配前提之下的,而如何实现耦合区两种模式的阻抗与非耦合区的 TE_{10} 模阻抗的匹配问题的关键. 而本文所研究的这种类型的宽边耦合器是通过调节耦合区高度,板线宽度及厚度的调节,来解决宽频带内的阻抗匹配问题.

现在我们从匹配的角度出发,分析耦合区的尺寸. 假定耦合区 TE_{10} 模的导纳为 Y_{10} , TEM 模的导纳为 Y_0 ,如果相邻端口完全隔离,选取 $Y_{10} = 4 Y_0$ ^[6],不论从图 1 大波导方向看入还是从任一小波导方向看入都是匹配的. 耦合区板线特性阻抗的公式

$$Z_{TEM} = 59.59 \ln((1 + a/b) / (w/t + t/b)) = 1 / Y_0$$

式中, b 为矩形板线的高, w, t 分别为矩形内导体的宽和厚. 耦合区波导特性阻抗公式:

$$Z_{TE_{10}} = (b / 2a) \sqrt{1 - (f / f_c)^2} = 1 / Y_{10}$$

于是,我们可以得到耦合区的尺寸关系如下:

$$\ln((b + a) / (w + t)) = (b / 4a) \sqrt{1 - (f / f_c)^2} \quad (7)$$

对某一中心频率 f ,只要 w, b, t 满足式(7)所述的关系,就可以满足阻抗匹配关系. 通过计算可知,这三个值的组合不是唯一的,本文的设计思想是,通过选择耦合区的长度基本决定耦合器的耦合度,由于 w, b, t 对耦合度也有一些影响(w 减少耦合度增加,等),故可以选择 w, b, t 的一个较满意的组合,满足以 f 为中心的较宽频带的匹配,得到最佳的驻波和定向特性,而不需加其它的调配元件.

3 宽壁耦合器的测试结果分析

对宽边耦合器研究的过程中,对不同耦合度的耦合器用 HFSS 软件进行了仿真计算,对理论尺寸进行了修正,并投产了若干个实验件. 其工作频段为 X 波段,所用的测试仪表为 Hp-8720. 表 1 为几种不同耦合度的耦合器的仿真计算结果与理论尺寸之间的比较,可以看出强耦合时两种方法比较接近,耦合度弱时,本征值法与仿真结果更吻合.

表 1 几种不同耦合度的宽边耦合器其近似计算与 CAD 仿真的耦合区长度的比较

耦合度/dB	- 3	- 4	- 6.5	- 8	- 8.5
近似计算值(奇偶模法)/mm	20.8	19.6	19	18.1	17.8
近似计算值(本征值法)/mm	21.8	20	17.8	17.2	16.9
CAD 仿真值/mm	22.2	20.9	18.6	17.6	17.2

图 3 绘出的是 8.5dB 耦合器的驻波、隔离及耦合度曲线。对于驻波曲线 1 和隔离曲线 3, 图中每格为 10dB, 对于耦合度曲线 2, 图中每格为 2dB, 可以看出在驻波和隔离都小于 - 20dB 时, 可以达到 10% 的带宽。在 10% 的带宽内, 两输出端口的幅度不平衡度小于 0.6dB。

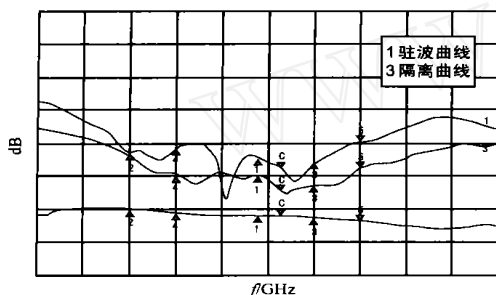


图 3 8.5dB 耦合器的驻波、隔离及耦合度曲线

表 2 为将宽壁耦合器用于功分网络的一个例子, 一分四的功分网络由一个魔 T 和两个相同耦合度的耦合器组成, 为了满足要求的相位关系(表 2 中所示), 将耦合器的耦合端和魔 T 的一个输出端分加长了四分之一波长和二分之一波长。不加任何调配元件的情况下, 在 5% 的带宽内, 输入驻波 - 23dB, 隔离 - 25dB, 总损耗 - 0.13dB, 完全满足指标要求。

表 2 一分四的功分网络测试结果

	输出一端	输出二端	输出三端	输出四端
理论相位值/度	0	0	180	180
实测相位值/度	1.5	0	0.8	1
理论幅度值/dB	- 10.586	- 3.831	- 3.831	- 10.586
实测幅度值/dB	- 10.653	- 3.944	- 4.011	- 10.767

图 4 为 8.5dB 耦合器两输出端口的相位特性(耦合臂加长了 1/4 波长)横坐标为频率, 纵坐标为相位, 图中每格为 90 度。虽然实际的工程中并不能做到理论分析中完全匹配的理

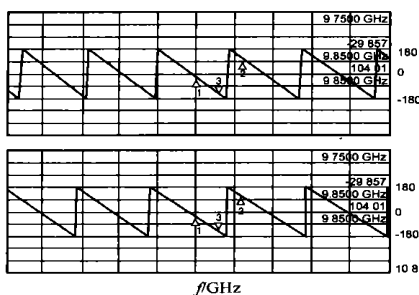


图 4 8.5dB 耦合器两端输出端口的相位特性

想状态, 但经计算可知在很大的耦合度范围内, 两输出出口的相位差波动很小, 因此可认为两输出出口的相位相差为 90°。从测试结果也可看出在 20% 的带宽内, 两输出端口的相位不平衡度小于 2°。

从上面的结果可看出此种新型宽边耦合器的良好性能, 均能满足所需的精度要求。同时值得一提的是, 在理论分析的过程中我们认为耦合区带线的厚度为 0, 而在实践中并非如此, 减少耦合区带线的厚度可以降低 TEM 模侧面电场的密度, 可以改善器件的驻波和隔离。通过分析可知合理的带线的厚度至少要小于 1/10 耦合区的高度, 1/5 带线的宽度。

4 结论

随着超低幅瓣技术及天线小型化的发展, 对馈电系统的要求越来越高, 对于机载雷达来说, 结构的紧凑和简单是很重要的, 本文研究的这种形式的耦合器与其它形式的耦合器相比, 不仅使雷达的面积有了很大程度的压缩, 而且不需附加任何的阻抗调配装置, 结构简单, 加工的报废率低, 由计算机仿真和实际的测试结果可以看出它同时具有很好的电性能, 已在实际工程中得到应用且性能良好。

参考文献:

- [1] 林守远. 微波线性无源网络 [M]. 北京: 科学出版社, 1987.
- [2] Louis W Hendrick, Ralph Lovy. Design of waveguide narrow-wall short-slot couplers [J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(10): 1771 - 1774.
- [3] N Marcuvit. Waveguide Handbook [M]. New York: McGraw-Hill Book Company, 1951.
- [4] H Schmeidel, F Arndt. Field theory design of rectangular waveguide multiple slot narrow-wall couplers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1986, MTT-34: 791 - 798.
- [5] H J Riblet. The short-slot hybrid junction [J]. Proceedings of the IRE, 1952, 40: 180 - 184.
- [6] 王典成. 波导模耦合器的本征值统一表示法 [A]. 第五届科学技术报告会论文集 [C]. 南京: 信息产业部第十四研究所, 1999.
- [7] Alex D Lapidus. Dual Mode Broadband Hybrids: Theory And Experiment [J]. Microwave Journal, 2001, 118 - 128.

作者简介:



曲晓云 女, 1974 年生于烟台, 1999 年毕业于南京电子工程研究中心, 获硕士学位, 现主要从事雷达馈线系统的生产研究工作。

王典成 男, 1935 年生于湖北, 教授, 长期从事雷达天馈线系统的生产研究工作, 已发表著作、论文数十篇。