

# 一种实现宽频带功分器的新方法

刘 涓<sup>1,2</sup>, 吕善伟<sup>1</sup>

(1. 北京航空航天大学电子工程系, 北京 100083; 2. 中国航空集团 25 所, 北京 100854)

**摘 要:** 通过运用连续渐变线代替多节阻抗变换器, 实现了一种改进的宽频带功分器的设计与实现的形式和方法; 功分器的设计利用平行耦合带状线, 结合渐变线耦合形式, 给出了宽频带等功率分配器的设计电路, 同时通过有限元仿真计算了散射矩阵的参数, 并进行了实测, 结果显示设计的功分器在 9 个倍频的宽频带范围内性能良好. 采用该方法对于宽频带不等幅功分器的电路进行了设计, 并给出了有限元仿真计算的散射矩阵参数的结果 (包括幅度和相位), 在超宽频带范围内较好地解决了功分器在幅度不等分的情况下的相位差大问题.

**关键词:** 耦合带状线; 功分器; 宽频带; 渐变线

**中图分类号:** TN454; TN814.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1527-03

## A New Method to Design the Wide Band Splitter

LIU Juan, Lü Shan-wei

(1. Dept. of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Institute No. 25 of the 2nd Academy, CASIC, Beijing 100854, China)

**Abstract:** A new method to design and analyse a wideband splitter is presented. Two ways are put forward: one is using continuously tapered line instead of an excessive impedance convertor, the other is using parallel coupled strip line to design the wide band splitter. At the same time the scatter matrix of the wide band splitter is simulated by the finite element method and tested. The experimental results show that the performances of the frequency range from 2GHz to 18GHz of this wide band splitter are satisfactory. The splitters with asymmetrical magnitude are designed using this method and their scatter matrixes are simulated by the finite element method. The results show that this method realizes the wide band splitters of the superior coherence in equiphase with the magnitude of asymmetrical power division.

**Key words:** coupled strip line; splitter; wide band; tapered line

## 1 引言

功分器是将输入信号功率分成相等或不相等的几路功率输出的一种多端口微波网络. 从理论上讲, 无论是输出端间没有隔离的简单功分器还是有隔离的混合型功分器; 也无论是功率等分的还是不等分的功分器, 均可作成任意路数输出. 但是, 在平面型微波集成电路中, 直接分成多路输出的只有简单功分器才能实现. 混合型功分器, 由于平面电路上要对称地安置几个隔离电阻在结构上有困难, 一般只能作成两路的功分器. 因此设计实用的新型功分器有实际价值<sup>[1]</sup>.

大量的不同种类的功分器在天线阵和各种系统中得到应用. 功分器可构成魔 T、N 路功分器、混合环定向耦合器等<sup>[2]</sup>. 在微波分布式网络的设计时, 一个功分器提供两个等幅不等幅输出, 文献[5]中显示的是一种输出功率比约 1.5dB, 频带宽度为 1.5 倍频, 两个输出端口的相位差变化在 1.15 倍频保持  $\pm 4^\circ$ . 另一种实现两输出隔离, 幅度不相同而相位相等的功分器是由 N 路功分器组合形成: 将 N 路输出端口的 n

路合成, 将剩余  $N-n$  路合成<sup>[3]</sup>, 经过 Dolph-chebyshev 渐变线转换到所需阻抗, 在 2~18GHz 进行了测试,  $S_{11}$  在 4~18GHz 范围小于 -10dB, 在端口间加有隔离电阻, 但文中未提及两个端口相位差的问题, 仅说明在等幅度的情况下能够保证同相位. 文献[4]提出了一种 N 通道混合功分器, 包括同轴和平面两种, 其工作带宽 2 倍频, 文中也未提及两个端口相位差的问题.

## 2 实现宽频带功分器的基本公式

为了拓宽功分器的频带常常采用的方法是多节阶梯变换节, 也可用渐变线变换节. 用渐变线变换节的优点是: 当工作带宽一定时, 长度一般比用多节阶梯变换器要短.

本文提出了一种实现宽频带功分器的新方法, 通过采用连续的渐变线的变换而设计宽频带功分器. 援引文献[5]的思路, 在入射端口的反射系数与沿渐变线特性阻抗的对数之间建立傅里叶变换, 入射口的反射系数为:

$$\rho = \frac{\cos((l) - A^2 l^{1/2})}{\cosh A} e^{-j l} \quad (1)$$

此处  $\Gamma_{0p}$  为频率为 0 时的反射系数,  $l$  为转换电长度; 参数  $A$  决定了在通带的最大反射系数;  $ap/\cosh A$  为在带宽范围内反射系数的最大幅度, 通常出现在  $l > A$  的情况下.

功分器采用带状线形式时, 两个支路的设计采用常用的平行耦合带状线的分析方法<sup>[6,7]</sup>. 平行耦合带状线被广泛用于定向耦合器, 巴伦, 混合接头, 移相器和滤波器等<sup>[8~11]</sup>. 其横截面结构形式如图 1 示.

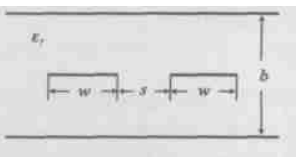


图 1 平行耦合带状线的结构形式

耦合带状线在偶模状态下一条带线对地的特性阻抗为:

$$Z_{0e} = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k_e)}{K(k_e)} \quad (2)$$

其中  $K$  是第一类完全椭圆积分,  $\epsilon_r$  是两个地板之间填充介质的相对介电常数,  $w$ ,  $b$  和  $s$  是在图 1 中定义的结构尺寸. 此处:

$$k_e = \tanh\left(\frac{w}{2} \cdot \frac{w}{b}\right) \tanh\left(\frac{w+s}{2} \cdot \frac{w}{b}\right) \quad (3)$$

$$k_e = \sqrt{1 - k_o^2} \quad (4)$$

对于在奇模状态下一条带线对地的特性阻抗为:

$$Z_{0o} = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k_o)}{K(k_o)} \quad (5)$$

此处:

$$k_o = \tanh\left(\frac{w}{2} \cdot \frac{w}{b}\right) \cosh\left(\frac{w+s}{2} \cdot \frac{w}{b}\right) \quad (6)$$

$$k_o = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (7)$$

当  $s$  成为无穷大时,  $Z_{0e}$  和  $Z_{0o}$  均降为在两地板之间的一条独立带线的特性阻抗. 图 2 显示的是  $Z_{0e}$  和  $Z_{0o}$  与  $s/b$  及  $w/b$  之间的关系.

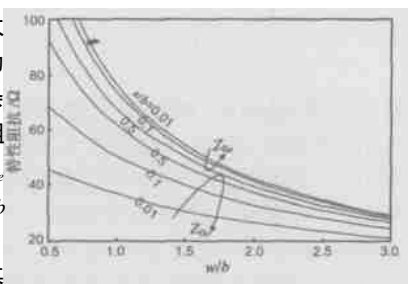


图 2  $Z_{0e}$  和  $Z_{0o}$  与  $s/b$  及  $w/b$  之间的关系图

我们利用这些基本公式结合定向耦合带状线的渐变形式可设计特性优良的功率分配器.

### 3 宽频带功分器的设计与实验结果

#### 3.1 等功分比功分器

利用前节公式设计两路等功分器, 令输入的特性阻抗为  $Z_0$ , 支路的终端阻抗为  $\sqrt{2} Z_0$ .

将特性阻抗作为沿渐变耦合线的距离  $x$  为函数的解为<sup>[5]</sup>:

$$\ln \frac{Z_{0e}(x)}{Z_0 k^{1/2}} = \frac{-\alpha_e}{\cosh A} \left[ A^2 \left( \frac{2x}{l}, A \right) + U\left(x - \frac{l}{2}\right) - U\left(-x - \frac{l}{2}\right) \right] \quad (8)$$

$$\ln \frac{Z_{0o}(x)}{Z_0 k^{1/2}} = \frac{-\alpha_e}{\cosh A} \left[ A^2 \left( \frac{2x}{l}, A \right) + U\left(x - \frac{l}{2}\right) - U\left(-x - \frac{l}{2}\right) \right] \quad (9)$$

其中:  $k$  为耦合线的耦合系数;

$$(z, A) = -(-z, A) = \int_0^z \frac{I_1(A \sqrt{1-y^2})}{A \sqrt{1-y^2}} dy, \quad |z| \leq 1 \quad (10)$$

式中  $I_1$  是一阶第一类修正贝塞尔函数;  $U$  为单位阶跃函数:

$$U(z) = 0, \quad z < 0 \\ U(z) = 1, \quad z \geq 0 \quad (11)$$

且有:

$$Z_{0e}(x) Z_{0o}(x) = Z_0^2 \quad (12)$$

具体设计了等功分器, 并进行实验测试. 在式 (8)、(9) 中的  $k$  取 0.1717,  $\epsilon_r$  为 2.2,  $b$  为 0.508mm, 利用公式 (1) ~ (12) 计算得到的耦合带尺寸形式绘于图 3(a), 其中端口 1 为功分器的输入和口, 端口 2、3 为功分器的两个支口.

采用有限元法分析该电路的特性, 在没有考虑隔离电阻的情况下计算和实测的散射参数  $|S_{11}|$ 、 $|S_{12}|$  结果绘于图 3(b),  $|S_{12}|$  的计算与实测结果相吻合,  $|S_{11}|$  变化趋势相同, 但实测结果出现很大的波动, 最大可能的原因是电路与接头连接处的不连续所引起.

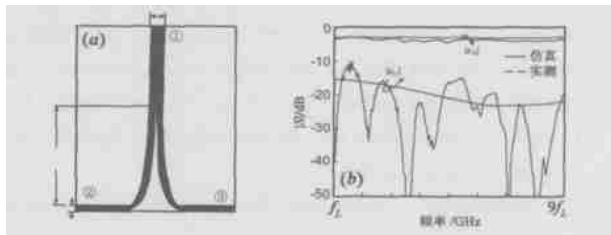


图 3 功分器的结构形式及仿真和实测的  $S$  参数

#### 3.2 不等功分比功分器

在此基础上, 我们进一步进行了不等功分器的设计, 分别计算了两输出支路的功率比为 1.2 (0.79dB) 和 2 (3dB), 式 (1)、(2) 中的  $\epsilon_r$  为 2.2, 介质基片的厚度为 0.508mm; 仿真分析时不考虑隔离电阻.

两输出支路的功率比为 1.2 时, 在式 (8)、(9) 中的  $k$  分别取 0.1946, 0.1504, 利用式 (1) ~ (12) 计算得到的功分器的电路尺寸形式见图 4(a). 采用有限元法分析散射参数  $|S_{11}|$ 、 $|S_{12}|$ 、 $|S_{13}|$  的结果绘于图 4(b). 从图中看到: 频带在 1GHz ~ 25GHz 范围内, 两输出端口之间的相位差在  $-0.6^\circ \sim 1.6^\circ$  以内.

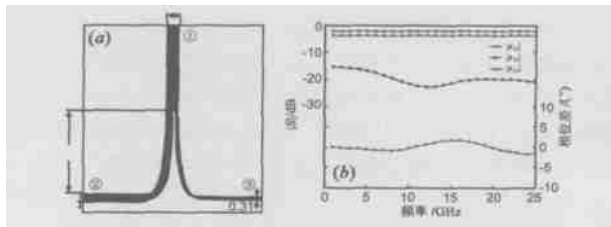


图 4 功分比为 1.2 的功分器及  $S$  参数计算结果

当两输出支路的功率比为 2 时,在式(8)、(9)中的  $k$  则分别取 0.2679, 0.101, 利用公式(1)~(12) 计算得到的功分器的电路尺寸形式见图 5(a). 采用有限元法分析散射参数  $|S_{11}|$ 、 $|S_{12}|$ 、 $|S_{13}|$  的结果给予图 5(b). 从图看到:频带在 1GHz~22GHz 范围内,两输出端口之间的相位差在  $\pm 2.5^\circ$  以内;在 1GHz~25GHz 范围内,两输出端口之间的相位差在  $-4^\circ \sim 2.5^\circ$  以内.

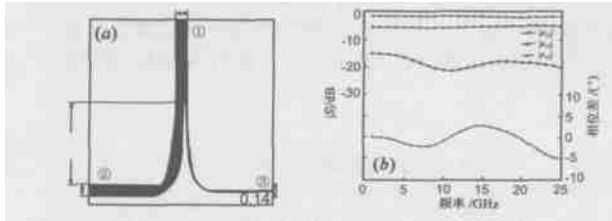


图 5 功分比为 2 的功分器及  $s$  参数计算结果

#### 4 结论

文中给出的宽频带功分器的设计方法和仿真计算的结果,对等功分的功分器进行了实际生产和测试,结果显示在宽频带范围内性能良好. 本文提出的设计方法对于不等幅功分器的设计和分析,从计算结果看到:该设计方法在宽频带范围内能够较好地解决功分器在幅度不等分的情况下的相位一致的问题.

鉴于在功分器的两个输出口之间未加隔离电阻,输出口之间的隔离较小. 但相比传统的多节阻抗变换器而言,采用连续的渐变线的变换与平行耦合带状线相结合实现宽频带功分器的结构尺寸小、输入口的匹配特性得到明显提高.

#### 参考文献:

- [ 1 ] 顾其铮,项家桢,袁孝康. 微波集成电路设计[M]. 北京:人民邮电出版社,1978. 5.  
[ 2 ] L I Parad, R L Moynihan. Split-tee power divider[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1965, MTT-13(1): 91 - 95.

- [ 3 ] W Yan, J M Schelleenber. An N-way broadband planar power combiner/divider[J]. Microwave Journal, Nov. 1986, 29(1): 31 - 34.  
[ 4 ] N Nagai, E Maekawa, K Ono. New n-way hybrid power dividers[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1977, MTT-25(12): 1008 - 1012.  
[ 5 ] Klopfenstein R W. Transmission line taper of improved design[J]. Proceedings of the IRE, 1956, 44(1): 31 - 35.  
[ 6 ] Cohn S B. Shield coupled-strip transmission line [J]. IRE Trans. On Microwave Theory and Techniques, 1955, MTT-3(10): 29 - 38.  
[ 7 ] James D H. Coupled strip transmission lines with rectangular inner conductors[J]. IRE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1957, MTT-5(4): 92 - 99.  
[ 8 ] Evans E D. An analysis of coupled-ring rotary[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1992, MTT-40(3): 575 - 576.  
[ 9 ] Budka T P, Flynt R A. Alignment tolerant stripline directional couplers [J]. IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest, 1997, MTT-47(2): 773 - 776.  
[ 10 ] Kaplan S L, Cuneo A A, Garver R V. Microwave induced arcing in filters[J]. IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest, 1988, MTT-38(2): 811 - 814.  
[ 11 ] Samir F, Philip P, Eric B. Analysis and design of two types of microwave baluns [A]. The 12<sup>th</sup> International Conference on Microelectronics[C]. Tehran: ICM, 2000. 303 - 306.

#### 作者简介:



刘 涓 女, 1968 年出生于陕西西安, 1986~1993 年于东南大学学习并获学士和电磁场与微波技术专业硕士学位, 毕业后在航天机电集团二院二十五所负责天馈系统方面课题, 现为高级工程师, 从事射频超宽频带系统的设计研究等, 1999 年 9 月于北京航空航天大学攻读博士学位, 2004 年 4 月获博士学位.

吕善伟 男, 1937 年生于辽宁大连, 北京航空航天大学教授、博士生导师, 天线专业委员会委员, 北京航空航天大学电子专业副主任等, 主要从事射频、微波天线与系统方面的教学与科学研究工作.