

一种毫米波功分器的设计与分析

Design and Analysis of a Millimeter Wave Power Divider

谢晓帆

Xiaofan Xie

中航西安飞机工业集团股份有限公司 中国·陕西 西安 710089

AVIC Xi'an Aircraft Industry Group Company Ltd., Xi'an, Shaanxi, 710089, China

摘要: 在微波毫米波电路中, 功分器是一种极其重要的器件, 它是将一路功率按照比例分成两路或多路分支的器件, 对整个微波电路的性能起着关键性的作用, 随着人们对于功分器的研究不断深入, 毫米波功分器设计理论有了长足的发展, 但同时也存在一些问题, 如功率分配不均, 隔离度不好, 带宽受限等, 论文首先总结了毫米波功分器的设计基础理论, 进而设计了两种毫米波功率分配器。一种是基于E面T结构的功率分配器, 其关键技术是为了改善功率分配器的端口隔离而引入了放置在T型接头内部H平面上的薄膜电阻设计。该功率分配器具有隔离度高, 频带宽, 重复性好等优点。通过HFSS软件对功率分配器在Ka波段进行模拟与仿真, 其结果表明: 在33~40 GHz频率下, 该功率分配器插入损耗小于3.25 dB且两端口振幅频率特性具有一致性, 回波损耗优于15.0 dB, 隔离度优于26.0 dB, 具有良好的回波和隔离特性。

Abstract: In microwave and millimeter wave circuits, power divider is an extremely important device. It is a device that divides one power into two or more branches in proportion. It plays a key role in the performance of the entire microwave circuit. With the continuous deepening of research on power divider, the design theory of millimeter wave power divider has made great progress, but there are also some problems, such as uneven power distribution, poor isolation, bandwidth limitation, etc, this paper first summarizes the basic design theory of millimeter wave power divider, and then designs two kinds of millimeter wave power divider. One is a power divider based on E-plane T-structure. Its key technology is to introduce a thin film resistor placed on the H-plane inside the T-joint to improve the port isolation of the power divider. The power divider has the advantages of high isolation, wide frequency band and good repeatability. The power divider is simulated in Ka band by HFSS software. The results show that the insertion loss of the power divider is less than 3.25 dB at 33~40 GHz, and the amplitude frequency characteristics of the two ports are consistent. The return loss is better than 15.0 dB, and the isolation is better than 26.0 dB. The power divider has good return and isolation characteristics.

关键词: 功率分配器; T型波导; 隔离度; 回波损耗

Keywords: power splitter; T-shaped waveguide; Isolation; return loss

DOI: 10.12346/etr.v4i9.7066

1 引言

随着微波通信技术的不断发展, 射频技术、多信道传输技术也得到了广泛的应用, 为了解决分支后的信号传输, 功率分等问题, 功分器的研究获得了越来越多地予以关注。功分器在微波/射频系统中有着十分广泛的应用, 比如在天线馈电系统、相控阵雷达系统和多路中继通信机中我们经常可以看到功率分配器的应用, 功分器是相控阵雷达、发射、

接收、收发组件的重要组成部分。随着功分器研究的不断深入, 毫米波功分器设计理论有了长足的发展, 但同时也存在一些问题, 如功率分配不均, 隔离度不好, 带宽受限等。基于此问题论文尝试性地完成一种毫米波功分器的设计与分析。

2 毫米波功分器综述

1940年代, 麻省理工学院辐射实验室发明并形成了多

【作者简介】谢晓帆(1995-), 男, 中国陕西渭南人, 本科, 助理工程师, 从事电磁场与微波技术方向、飞行器隐身技术研究。

个波导功率分配器，主要由 E 面和 H 面 T 结波导组成。1960 年，欧内斯特·J·威尔金森 (Ernest J. Wilkinson) 发表了一篇题为《n 路混合功率分配器》的论文，并介绍了一种具有匹配、低损耗、高隔离和所有端口的 n 端口功率分配器。H、Riblet 在 1952 年提出了一种短间隙耦合结构理论，以解决功率分配器和耦合器之间的匹配问题，并大大扩展了设备的带宽。2003 年，意大利 alasanandri 设计了一种新的 K 波段六端口功率分配器，可用于射频接收机和雷达等设备。国内学者姚勇提出了一种宽带脊波导 T 结功率分配器。端口 1 用作输入端口，用于匹配从输入端口延伸的部分。端口 2 和端口 3 用作输出端口。它们被设计成具有不同高度的阶梯结构，并添加了脊形波导以更好地扩展带宽^[1-6]。前人的这些研究都为后来人对功分器的深入研究与发展都打下了坚实的基础，并提供了很好的研究思路，因此使毫米波功分器有了长足的发展。

3 理论基础

3.1 三端口网络基本特性

最简单的功率分配器是一个三端口网络，而三端口网络的 S 矩阵形式如下：

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (1)$$

三端口网络具有互易性的特征，因此对于任何无耗互易三端口器件都不能做到三端口同时匹配，即 $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ 不成立，结论可以通过反证法来求证。

由互易性：

$$S_{12} = S_{21} \quad S_{23} = S_{32} \quad S_{13} = S_{31} \quad (2)$$

可得：

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由无耗型有：

$$[S]^* T [S] = [I] \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* & S_{13}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* & S_{23}^* \\ S_{31}^* & S_{32}^* & S_{33}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

展开可得：

$$\begin{cases} |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 = 1 \\ S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22} + S_{13}^* S_{23} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

假设三个端口能够同时匹配，即有 $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ ，则上面的式子可以化简为：

$$\begin{cases} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ S_{13}^* S_{23} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

由上式可得：

$$S_{13} = 0 \text{ 或者 } S_{23} = 0$$

若 $S_{13} = 0$ ，则由上式可得 $S_{23} = 0$ ，而 $S_{13} = S_{23} = 0$ 这个结果与上式矛盾，因此我们可以得出无耗互易的三端口器件不能做到完全匹配。当三端口设备添加有损耗材料时，可以消耗从端口返回的电磁波，从而实现全端口匹配。

3.2 功分器的主要技术指标

功分器技术指标主要包括工作带宽、端口隔离度、插入损耗、端口回波损耗等。

4 基于 T 型结波导功分器的设计与仿真

4.1 初步设计与仿真

根据前述理论，利用 HFSS 电磁仿真软件对功分器进行三维建模，首先根据 Ka 波段频率 26.5~40 GHz，相对应的波长为 7.5~11.3 mm，根据 $\lambda < 2a$ ，确定使用 BJ-320 矩形波导 (7.112 mm × 3.556 mm)，模型如图 1 所示。

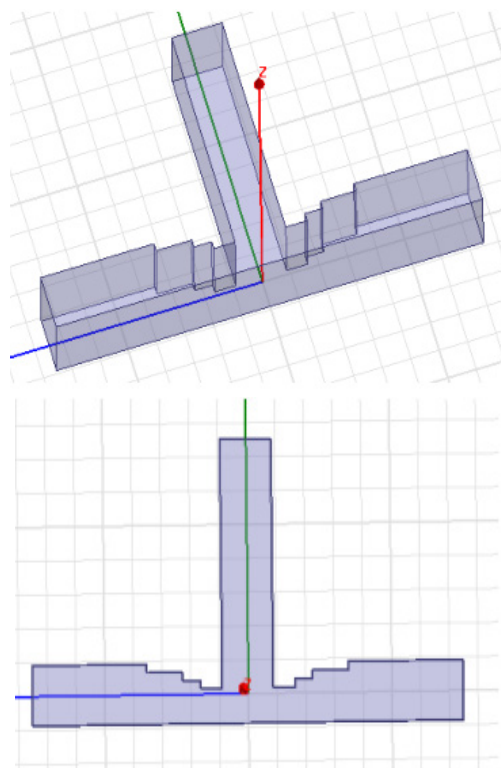


图 1 功分器模型图

在工作频率 26~40 GHz 频率范围内，仿真结果如图 2~图 4 所示。

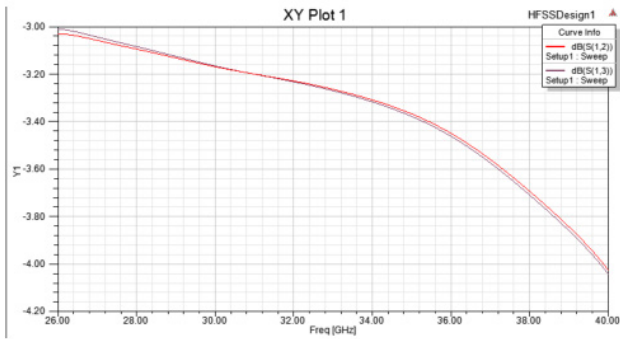


图 2 S12、S13 (功分器插入损耗)

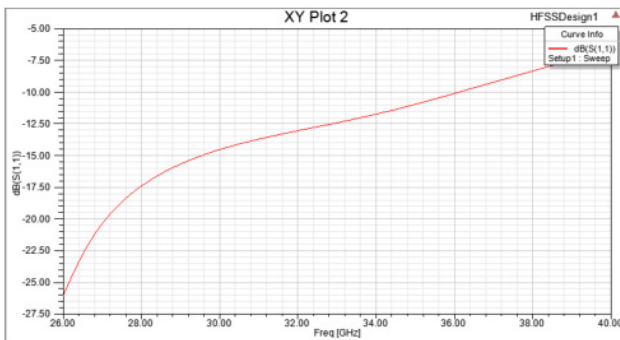


图 3 S11 (功分器回波损耗)

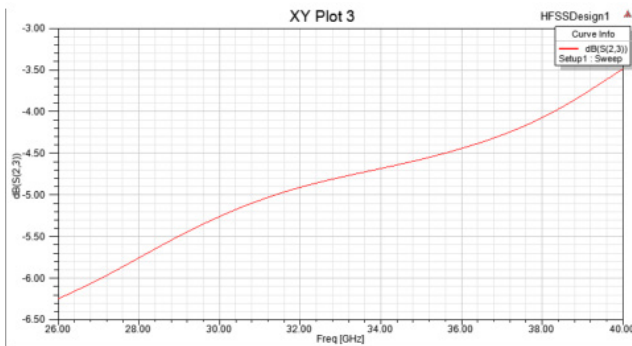


图 4 S23 (功分器端口隔离度)

从以上仿真结果图可看出：在 30~40 GHz 时，插入损耗 S21 和 S31 优于 -4.1 dB；

回波损耗 S11 优于 -5.5 dB；端口隔离度 S23 大于 -6 dB，指数都不好。

4.2 改进与分析

由上述结果分析可见，T 形波导功率合成网络存在三端口网络的共同缺点：端口隔离度只有 -6 dB 左右，在生产大功率放大器时，这种隔离对 T 型波导功率合成器虽然结构简单，但是它的实现方式不是唯一的。一般是在 T 型波导结处加入新的不连续性结构来改变其固有的不连续性，从而使整个结构达到最小的回波损耗和最小的插入损耗。新添加的不连续性结构是设计的关键一步，已有的不连续性结构在波导结处加入一个导体障碍物，或是在波导结处引入鳍线结构等。通过比较，考虑到功率传输中的回波和插损^[7]，所以

设计了一种新型的 E 面 T 型结波导组合器。该结构通过在 T 形结波导分支处插入薄膜电阻隔膜，解决了 T 波导低隔离问题。在结构中采用阶梯式阻抗变换器和匹配角转换器来实现输入端口和输出端口之间的阻抗匹配。

常见的 T 形结波导有两种基本形式：E 面和 H 面 T 形结波导。论文主要研究 E 面 T 型结波导。首先，基于串联阻抗理论可以得到满足阻抗匹配和电抗反作用的匹配转折点。接下来，可以根据阻抗匹配理论获得阶梯阻抗变压器。该结构的阶梯式阻抗变压器采用单边形式，可有效降低加工误差^[6]。

网络理论表明无损互惠三端口网络同时不能实现三端口的匹配^[8]。通过在端口反射和端口隔离之间做出折中并使 S₁₁ 最小化，可以获得 3 端口网络的理想 S 参数。

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 & S_{22} & S_{23} \\ \sqrt{2}/2 & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (8)$$

能量守恒：

$$|S_{22}|^2 + |S_{33}|^2 + 0.5 = 1 \quad (9)$$

$$|S_{22}| = |S_{33}| = |S_{32}| = |S_{23}| = -6dB \quad (10)$$

以上分析表明，不匹配端口的典型回波损耗为 -6dB，隔离度为 -6 dB。如果分支的 MMIC 在功率合成器中损坏，则输出功率将严重恶化，并且每个分支信号的相互影响很大。所以，该设备的稳定性不好。因此，论文将电阻卡作为有损耗材料放置在功率合成器的中间 H 平面上，以提高匹配特性和端口之间的隔离度。

基于上述理论，在 T 型结处加入一块薄膜电阻片，电阻卡的材料是氧化铝陶瓷，它的厚度是 0.127 mm，将电阻设为 100 Ω。建立在三维仿真软件 HFSS 中的模型如图 5 所示。

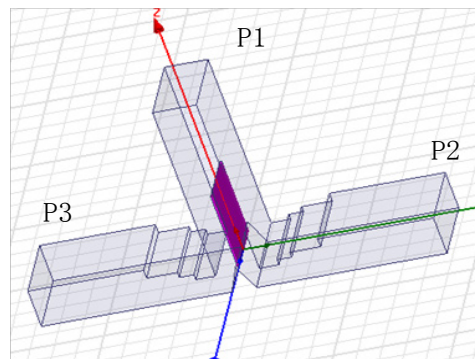


图 5 功分器改进模型图

模型中间紫色的薄片为氧化铝衬底上的薄膜电阻隔膜，由于薄膜电阻较薄，几乎不影响双向传输信号，所以主波导的特征阻抗就是分支波导的特征阻抗之和。理论上薄膜电阻器没有能量消耗，所以薄膜电阻器不会影响 T 结波导管的

插入损耗。这里薄膜电阻器是磁性墙。由高阶模式引入的电容值非常小，因此大部分能量都会在薄膜电阻上损失。通过这种方式，可以实现端口匹配，并且在插入损耗非常小的情况下可以提高端口隔离度^[9]。

根据阶梯阻抗匹配原理可知，阶梯阻抗的匹配影响着端口 P1 和端口 P3、端口 P1 和端口 P2 之间的插入损耗，也影响着端口 P1 的回波损耗，因此经过计算，可得 P1 到 P2 之间的阶梯阻抗尺寸如表 1 所示。

表 1 阶梯阻抗部分尺寸

P1P2/P3	第一阶梯	第二阶梯	第三阶梯
	1.5 mm	1.25 mm	2.5 mm

在工作频率 26~40 GHz 频率范围内，仿真结果如图 6~图 8 所示。

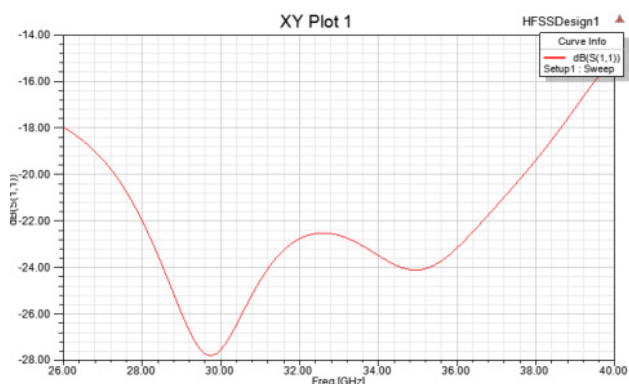


图 6 S12、S13 (功分器插入损耗)

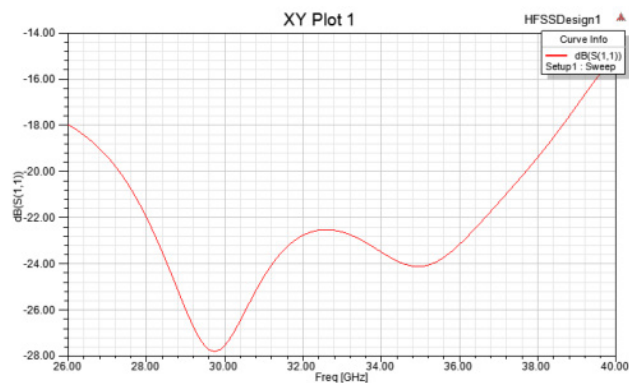


图 7 S11 (功分器回波损耗)

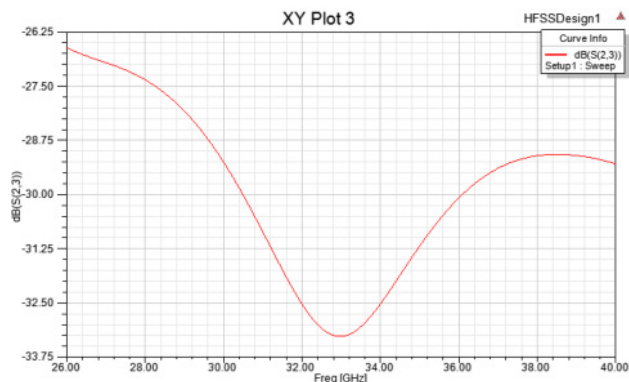


图 8 S23 (功分器端口隔离度)

从上述仿真结果图可知：在 30~40 GHz 时，改进后功分器插入损耗 S21 和 S31 优于 -3.18 dB；双向不平衡小于 0.01 dB，回波损耗 S11 优于 -15.0 dB，端口隔离度 S23 优于 -26.5 dB，该指数非常好。

当增加薄膜电阻片的长度时，模型如图 9 所示。

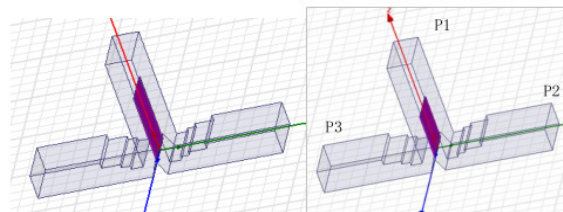


图 9 功分器模型对比图

经过仿真结果分析，功分器的插入损耗 (S12、S13)、回波损耗 (S11) 都很好，与上述结果基本一致，只有端口隔离度变化比较明显，仿真结果如图 10 所示。

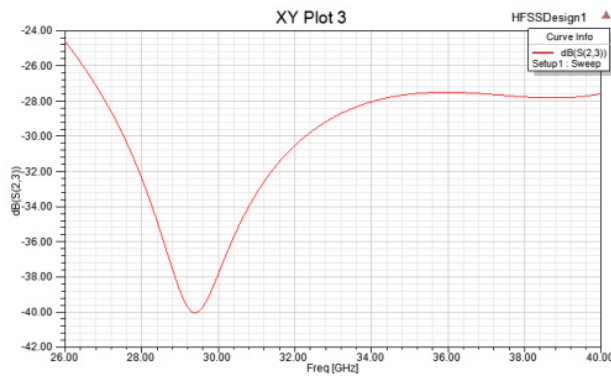


图 10 S23 (功分器端口隔离度)

从图 8 和图 10 的对比中我们可以看出，功分器的中心频率变小，端口隔离度也变小。说明薄膜电阻片变长，端口隔离度变小。

5 结论

通过对 T 型结波导功分器的建模仿真与分析，发现其功分器插入损耗 S21 和 S31、回波损耗 S11、端口隔离度 S23 指数都不好。由三端口网络的 S 参数模型分析得出无源三端口网络是无法满足各个端口都匹配且输出端口隔离度高，除非在中间增加一些损耗器件，因此提出在 T 型结波导功分器的基础上加入一块薄膜电阻片来提高端口隔离的设计方案，经过仿真与结果分析，各项指标都满足要求。同时对薄膜电阻片进行了研究，得出薄膜电阻片变长，端口隔离度变小的结论。

参考文献

- [1] 王昕. 全带宽波导功分器的研究与设计[D]. 四川: 电子科技大学, 2015.
- [2] 陈凯. 一种宽频带 3 dB 微带功分器的设计[J]. 科技资

- 讯,2009(12):20-21.
- [3] David M. Pozar. 微波工程第三版[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [4] E. WilKinson. An N-Way Hybrid Power Divider[J]. IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1960(8):116-118.
- [5] J. Reed, G. J. Wheeler. An Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks[J]. IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1956(4):246-252.
- [6] H. W. Yao, A. E. Abdelmonem, J. F. liang. Wide-band Waveguide and Ridge Waveguide T junctions for Diplexer Applications[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1993(41):2166-2173.
- [7] 江肖力, 王斌. Ka频段T型波导功率合成器的改进设计[J]. 无线电工程, 2009, 39(3):41-43.
- [8] A. E. Abdelmonem, H. W. Yao, K. A. Zaki. Slit coupled E-plane rectangular T-junctions using single port mode matching technique[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1994(3):903-907.
- [9] Tao Ye, Jun Xu. China Design of a Novel Millimeter-wave Power Combiner[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2011.