

A Compact Microwave Power-Combining System with Excellent Performance^{*}

CUI Fuyi¹, LIU Fuhai¹, FANG Bo²

(1. Special Equipment College, Hangzhou Vocational & Technical College, Hangzhou Zhejiang 310018, China;
2. College of Metrology & Measurement Engineering, China Jiliang University, Hangzhou Zhejiang 310018, China)

Abstract: In order to meet the needs of high power microwave system, this paper presents a design method of composite power-combining system. Based on this method, a 16 ways power power-combining system is designed by using cst2019 software in Ku band. The size of the power-combining system is 48 mm×214 mm×18 mm. The test results show that the passive combining efficiency can be more than 90% in the range of 14.5 GHz to 17.5 GHz. The combining system is composed of rectangular waveguide combining systems and waveguide coaxial combining systems. It has a double-layer branches, so it is a compact structure. Its quasi plane structure is very conducive to the installation of the heat sink.

Key words: microwave; millimeter wave; power amplifier; power synthesis; waveguide

EEACC: 1350; 1290

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2021.01.005

一种结构紧凑性能优良的微波功率合成系统^{*}

崔富义¹, 刘富海¹, 方 波²

(1. 杭州职业技术学院特种设备学院, 浙江 杭州 310018; 2. 中国计量大学计量测试工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘 要: 为了满足大功率微波系统的需求, 本文提出了一种复合式功率合成系统的设计方法。基于此方法, 利用 CST2019 软件设计了一款 16 路 Ku 波段功率合成系统。该合成系统的尺寸为 48 mm×214 mm×18 mm。测试结果显示从 14.5 GHz 到 17.5 GHz 范围内, 其无源合成效率可达 90% 以上。该合成系统由矩形波导合成系统和波导同轴型合成系统构成, 具有双层支路, 结构紧凑, 呈准平面, 非常有利于散热装置的安装。

关键词: 微波; 毫米波; 功率放大器; 功率合成; 波导

中图分类号: TN626

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2021)01-0024-06

随着无线通信应用对数据传输速率和信号带宽的要求与日俱增, 无论是军用系统还是民用系统, 宽频带和大功率将是现代通信技术的发展趋势。宽频带则要求通信频率向高频段方向扩展, 如微波、毫米波频段; 大功率则要求系统输出功率能力要强。众所周知固态功率器件具有体积小、重量轻、工作频段高、寿命长、直流功耗低、可靠性高、易集成等优点^[1-3]。然而, 一般固态器件随着体积的减小、工作频率的增高, 输出功率却会大大降低。为满足现代通信系统小型化、宽频带、大功率发展趋势要求, 固态功率合成技术成为目前解决这一技术瓶颈的有效途径^[4-7]。

合成效率的高低是衡量一个合成器性能是否优良的重要指标。为充分利用固态功率器件在微波毫米波频段产生的宝贵功率, 要求合成系统的合成效

率一定要高。实践证明损耗越低, 幅相一致性越高, 合成效率就会越高^[4-7]。

散热性能是衡量功放和发射机系统工作可靠性的重要指标^[8-10]。良好的散热性能可以及时地将热量散发出去, 以保护较为昂贵的半导体功率器件。因此合成系统的结构一定要便于散热装置的安装。

结构尺寸的大小也是系统应该考虑的重要因素, 体积小重量轻更受市场青睐。

本文主要是针对合成系统的这三个指标要求, 提出了一种复合式功率合成系统的设计方法。

1 原理

在高合成效率、良好散热性能和结构紧凑性要求之间, 经折中考虑, 提出了以下微波功率合成系统

项目来源: 浙江省教育厅一般科研项目(Y202045250, Y201840508); 国家重大科学仪器开发专项项目(2016YFF0100505)

收稿日期: 2020-03-20

修改日期: 2020-08-06

的设计方法。为了更好地阐述其工作原理,下面结合它在构成合成固态放大器中的应用加以说明。这种功率合成系统的原理图如图1所示。第1级和第2级是由一分二的二进制矩形波导功分器构成;第3级是由4个一分四的功分器组成(其结构是在矩形波导功分器每个分支壁上耦合出2条同轴支路构成的);第4级是由16个被合成元件构成的(合成元件可以为微波集成放大器芯片MMIC,也可以是其他功率元件)。此结构是互易结构,它用在前端即为功率分配器,用在后端即为功率合成器。整个合成固态功率放大器系统的工作过程分为:微弱的微波信号从左端进入,经左边功率分配器,信号被等分为16条支路分别进入到第4级上的每个放大器芯片进行放大,放大后进入到右边功率合成器的对应支路,经合成器合成后从右端波导口输出。

低损耗和幅相一致性是提高合成效率的关键。因此,本设计的合成系统全部采用低损耗的金属波导和同轴线,而且保证结构高度对称。金属波导和同轴线具有较大的功率容量,非常适合大功率系统。

为了使结构紧凑,又不妨碍散热性能,合成终端被设计成了上下两层结构。这种结构充分利用了纵向空间,在相同合成元素个数下,重量和横向尺寸缩减了一半多。这种准平面结构非常方便散热器在其上下表面上安装。

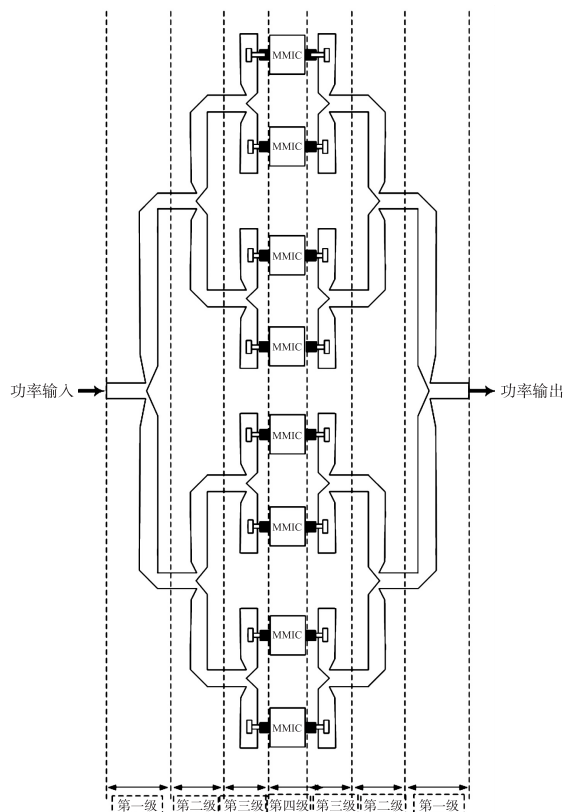


图1 合成固态放大器示意图

2 设计与仿真

因这种合成系统中的功分器和合成器是互易结构^[12],所以,这里只以功分器形式为例来介绍设计方法。任何电磁场仿真软件在仿真电路时,仿真物体的电尺寸越大,误差和仿真难度也会越大,仿真速度也会越慢。为了快速而精确地设计出满足要求的合成系统,将整个系统划分成如图1所示的3部分,即第一级、第二级和第三级。第一级和第二级的结构为二进制形式的矩形波导功分器,其设计原理相同。它的结构参数标注图和CST环境下的电磁建模图如图2所示。

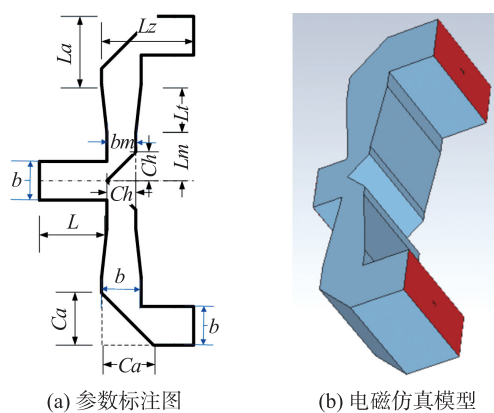


图2 矩形波导功分器(单位:mm)

因针对的工作频段是Ku波段,所以矩形波导选用BJ140(WR62)型标准波导(宽边 a 长15.799 mm,窄边 b 长7.899 mm)。分别对第1级和第2级功分器进行独立仿真。首先根据被合成元件布局后的整体宽度,倒推出各级支路端口最小长度($L_m+L_i+L_a$)。 b_m 和 L_m 是支路波导的起始宽度和长度。 b_m 初始值取主波导宽度 b 的一半, L_m 初始值要大于 b_m 。 L_i 为过渡段的长度,其宽度由 b_m 过渡到 b 。为了获得较低的插入损耗和反射损耗,需要良好的阻抗匹配,因此除了调节过渡波导尺寸外,各拐弯处也需要采取合理的倒角尺寸,如图2中 C_h 和 C_a ,初值要小于相应波导的宽度。主波导长度 L 和 L_z 可根据产品水平方向尺寸要求来定。其值过小会有高次模产生,过长会增加水平方向尺寸。在初始值的基础上对变量 L_m 、 L_i 、 L_a 、 C_h 和 C_a 进行优化可得到第1级和第2级功分器的最终尺寸。仿真的最终结果见图3所示。图3(a)和(b)是15 GHz下初始相位为 0° 的微波信号激励下产生的电场和磁场矢量分布图。从图中可以直观地观察到波导中的电磁场模式,以及电磁能量被等分的情况。可以看出各波导端口电磁场模式符合主模 TE_{10} 模式^[11]的分布。第1级和第2级功分器的幅频特性和

相频特性,见图 3(c)和(d)。可以看出,在整个 BJ140 型波导带宽内(12 GHz~18 GHz),2 路功分器的分配损耗是-3.01 dB,图中各支路 S_{N1} ($N=2,3$) 值与分配损耗的差值 $S_{N1} - (-3.01) \geq -0.1$ dB,即为各支路插

损,反射损耗几乎在所有频点上都优于 20 dB,即 $S_{11} \leq -20$ dB。由于结构的高度对称,所以其幅相一致性也很好,这点从两支路的 S 参数重合度可以看出, S_{32} 为两支路之间的隔离度,约有 6 dB。

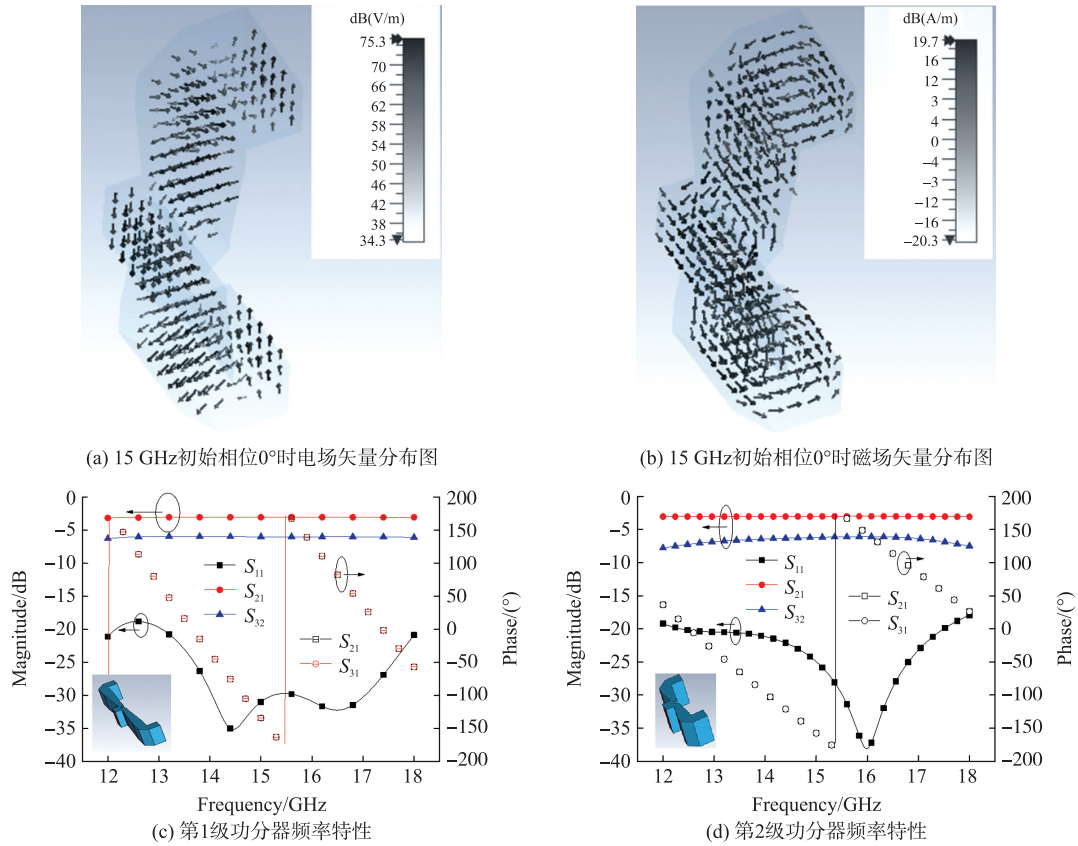
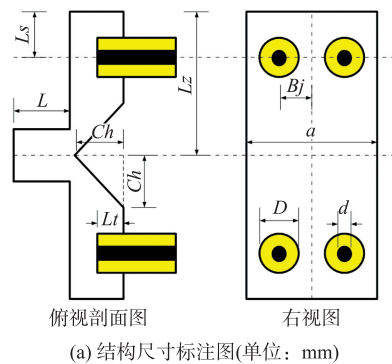


图 3 第 1 级和第 2 级功分器仿真结果

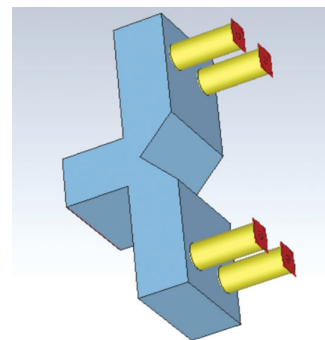
第 3 级是在第 1 级和第 2 级的基础上改造的一分四路波导-同轴型 4 等分功分器。其结构参数标注图和 CST 环境下的电磁建模见图 4 所示。为方便与被合成元素集成,同轴特性阻抗选 50 Ω 。同轴的介质材料选聚四氟乙烯,其相对介电常数 ϵ_r 为 2.08,外导体内直径 D 取 4.1 mm,内导体直径 d 取 1.27 mm。这个四等分功分器的性能与图中的倒角 C_h 、探针深度 L_t 、探针距短路面距离 L_s 、同轴探针间距 B_j 有重要关系。 C_h 初值取 $b/2 < C_h < b$, L_t 初值取 $b/2$, L_s 初值取约四分之一波导波长, B_j 初值取 $a/4$ 。支路波导臂长度 L_z 由工作波长和被合成元件尺寸决定,即, L_z 的长度既要满足被合成元件的装配要求也要保证其微波特性。固定下 L_z 后,对变量 L_t 、 L_s 、 C_h 和 B_j 进行优化仿真,可得到各结构参数的最佳尺寸。

优化仿真后的结果见图 5 所示。由图 5(a)和 5(b)15 GHz 下的电磁场矢量分布图,可以看出结构内部的电磁场模式以及能量分布情况。电磁场模式由矩形波导端的 TE_{10} 模式逐渐过渡到 4 个同轴端口的 TEM 模式。这符合矩形波导和同轴传输线理论,



俯视图 右视图

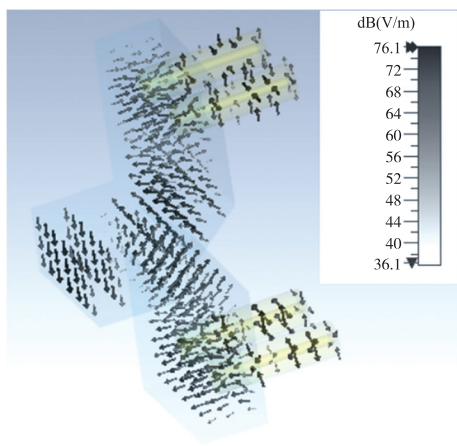
(a) 结构尺寸标注图(单位: mm)



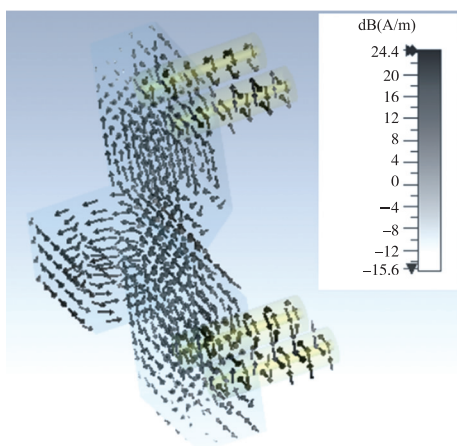
(b) CST 软件下的电磁仿真模型

图 4 波导-同轴型 4 等分功分器

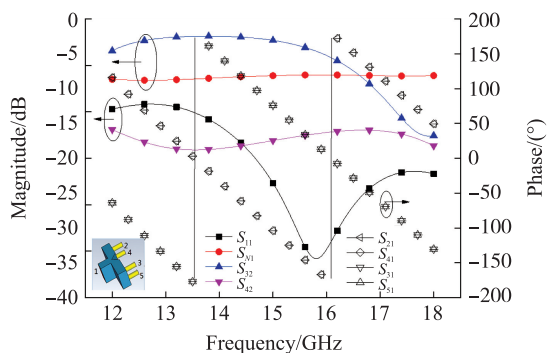
可以断定仿真结果是可信的,并且可以观察到能量确实被等分了。其他各频段的 S 参数仿真结果见图 5(c) 所示。由于结构的对称性,各支路的幅频特性是一致的,即 S_{21} 、 S_{31} 、 S_{41} 和 S_{51} 会重合在一起,图中用 S_{N1} 表示;然而这种结构的相位却不同于前两级的情况,从图 5(c) 的相位曲线可以看出。处于不同波导壁中的两个同轴支路相位相差 180° ,处于同一波导中的两个同轴支路相位一致。从图 5(a) 和 5(b) 的电磁场矢量分布图中的电磁场振动方向也可以发现这一点。另外,从图 5(c) 还可以观察到,反射损耗 S_{11} 只有在 $12\text{ GHz} \sim 14.5\text{ GHz}$ 时表现略差,约为



(a) 15 GHz 初相位 0° 时电场矢量分布图



(b) 15 GHz 初相位 0° 时磁场矢量分布图

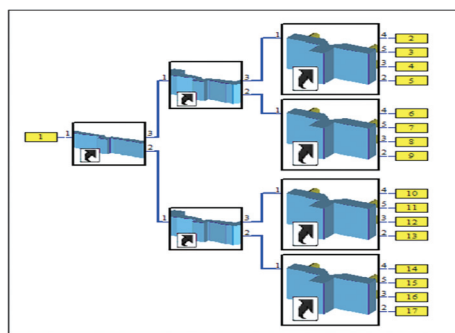


(c) 频率特性

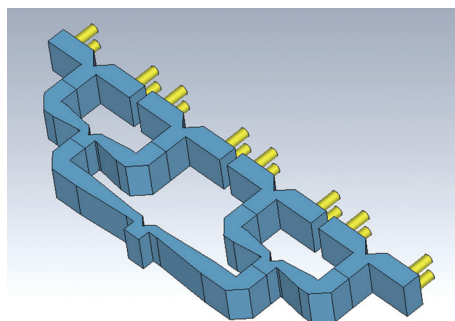
图 5 第 3 级 4 等分器仿真结果

10 dB 左右,但也满足一般工程要求,在 $14.5\text{ GHz} \sim 17.5\text{ GHz}$ 时, $S_{11} \leq -15\text{ dB}$,表现较优。4 路功分器的分配损耗是 -6.02 dB ,图中各支路 S_{N1} ($N=2,3,\dots,5$) 值与分配损耗的差值 $S_{N1} - (-6.02)$,即为各支路插损,从图中可以看到从 $12\text{ GHz} \sim 18\text{ GHz}$ 范围,插损都优于 0.2 dB ,特别是在 $15\text{ GHz} \sim 17\text{ GHz}$ 范围内时,更是优于 0.1 dB 。另外从图中还可以观察到,第 3 级比第 1 级和第 2 级频带宽度有所降低。原因有两种:一是为了控制产品横向尺寸和整体重量而严格限制了波导臂的长度,在中间未加入过渡波导导致使阻抗失配比前两级的大;二是为了装配简单,同轴探针没有采用端部加粗的方法进行带宽拓展。如果对产品尺寸和装配成本要求不高的话,利用上述技术,在整个波导带宽内,同样也能做到优良的性能。

为了考察上述三级结构构成的 16 路功分器整体性能如何,将三级子电路放在 CST 设计工作室环境中进行级联仿真,原理图见图 6(a),其对应的三维结构如图 6(b) 所示。此 16 路功分器的 S 参数仿真结果见图 7 所示。由图 7(a) 的幅频特性可以看出,因结构对称,各支路插损相同,且损耗很低。16 路功分器的分配损耗是 -12.041 dB ,图中各支路 S_{N1} ($N=2,3,\dots,17$) 值与分配损耗的差值,即为各支路插损,从 15 GHz 到 17 GHz ,各支路插损 $S_{N1} - (-12.041) \geq -0.23\text{ dB}$,反射损耗 $S_{11} \leq -14\text{ dB}$;在 $16.6\text{ GHz} \sim 17.3\text{ GHz}$ 范围内,各支路插损 $S_{N1} \geq -0.1\text{ dB}$,反射损耗 $S_{11} \leq -20\text{ dB}$ 。因 $S_{N1} = -0.23\text{ dB} =$



(a) 联合仿真原理图



(b) 三维电磁模型图

图 6 CST 环境下三级功分器的联合仿真图

0.948, $S_{11} = -14 \text{ dB} = 0.04$ 代入式(1)^[10]可计算出整个合成系统的无源合成效率 η ,

$$\eta = \sqrt{\frac{\text{插损}^2}{1 - \text{反射损耗}^2}} = \sqrt{\frac{0.948^2}{1 - 0.04^2}} \approx 94.8\% \quad (1)$$

由图 7(b) 的相频特性可知与第 3 级功分器情况类似。

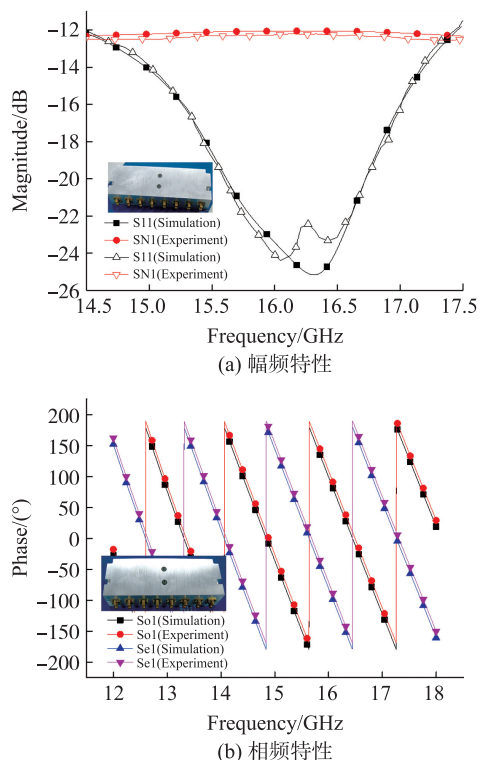


图 7 1 分 16 路功分器仿真与测试结果比较图

3 实现过程

利用上述仿真优化得到最佳结构尺寸,采用高精度数控机床,将第 1 级至第 3 级结构做到一块金属上就构成了这个 16 路功分器的整体结构,如图 8 所示。该功分器系统尺寸为 $48 \text{ mm} \times 214 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$ 。

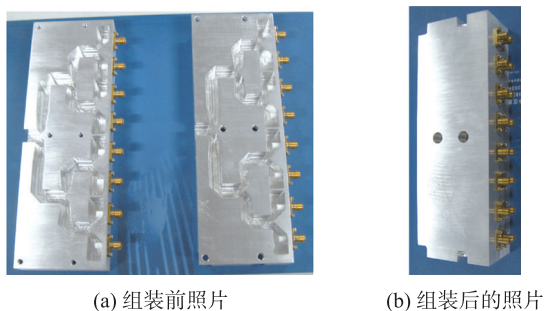


图 8 16 路功分器照片

4 测试

功分器 S 参数测试平台如图 9 所示。矢量网络分析仪左端口经同轴波导转换器与功分器的波导端

口 1 相连接,矢网右端口与功分器的其中一个支路相连,其他支路接匹配负载。按此方法依次测试剩下的各支路 S 参数。整个 S 参数的测试结果,见图 7 仿真与测试结果比较图。从 14.5 GHz 到 17.5 GHz 范围内各支路插损小于 0.4 dB,即能量通过率约大于 0.91。反射损耗 S_{11} 小于 -12.5 dB ,即能量反射率小于 0.056。在 15.5 GHz 到 16.5 GHz 这段频段内各支路插损小于 0.3 dB,即能量通过率约大于 0.93。反射损耗 S_{11} 小于 -16 dB ,即能量反射率小于 0.025。代入式(1)可得

$$\eta = \sqrt{\frac{\text{插损}^2}{1 - \text{反射损耗}^2}} = \sqrt{\frac{0.91^2}{1 - 0.025^2}} \approx 91\%$$

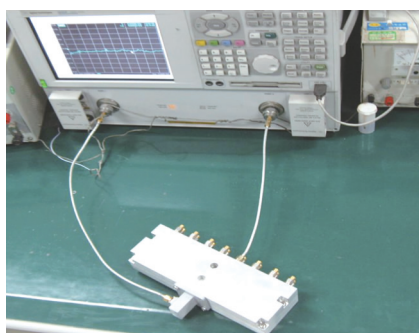


图 9 16 路功分器的测试平台

5 结论

从合成效率,结构尺寸和工作可靠性出发,提出了一种复合式功率合成系统的设计方法。该合成系统第 1 级和第 2 级由二进制的矩形波导功分器构成;第 3 级由矩形波导同轴探针型四等分功分器构成;此合成系统结构紧凑,合成效率高,热沉装配方便。测试发现从 14.5 GHz 到 17.5 GHz 范围内,其无源合成效率可达 90% 以上。

参考文献:

- [1] Wang Guangnian, Tao Hong-Qi. An X-Band High-Efficiency GaN Load Modulated Balanced Amplifier MMIC [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2020, 62(6): 2195-2201.
- [2] Howard Hausman. Microwave Power Amplifier Design with MMIC Modules [J]. Microwave Journal, 2020, 63(4): 118.
- [3] 赵正平. GaN 微电子学的新进展 [J]. 半导体技术, 2020, 45(1): 1-16, 36.
- [4] 沈项东, 樊锡元. 一种高功率发射组件的设计与实现 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2018, 13(1): 87-90.
- [5] 刘亚威, 宋大为, 王雁翔, 等. 6 GHz~18 GHz 大功率高效率功率合成模块设计 [J]. 遥测遥控, 2017, 38(6): 67-71, 76.
- [6] 徐沈健. 微波宽带固态功率合成技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
- [7] 王哲. 毫米波固态收发组件及功率合成的研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2019.

- [8] 陈伟伟, 王程, 杨章, 等. 星用 C 频段 50 W 固态功率放大器设计[J]. 空间电子技术, 2020, 17(1): 18-22.
- [9] 徐浩然. 高电子迁移率晶体管功率放大器的设计[J]. 电子技术与软件工程, 2019(21): 95-96.
- [10] 蒋廷勇. 固态器件合成高功率微波技术研究[D]. 北京: 清华大学, 2016.
- [11] 骆新江, 官伯然, 陈宏江, 等. 32 路 X 波段径向波导空间功率合成系统研制[J]. 微波学报, 2011, 27(1): 56-58, 63.
- [12] 梁昌洪, 谢拥军, 官伯然. 简明微波[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006: 94-239.



崔富义(1981—), 男, 汉族, 浙江杭州人, 工程硕士, 高工。研究方向为自动化, 智能控制, 微波通信, 获杭州市“优秀青年科技工作者”; 第一作者横向到款 60 万; 获发明专利 1 项, 实用新型专利 10 余项; 发表论文 10 余篇, cfy918@163.com;



刘富海(1987—), 男, 汉族, 浙江杭州人, 工学硕士, 讲师。研究方向为物联网应用, 智能控制, 微波通信, 获杭州市十佳“技术创新能手”; 第一作者横向到款 90 万; 获发明专利 2 项(其中 1 项已授权, 1 项已公布), 实用新型专利 18 项; 完成项目 5 项目; 发表论文 10 余篇, 发表专著 1 本, 807107813@qq.com;



方波(1981—), 男, 汉族, 浙江杭州人, 光学工程博士, 中国计量大学计量测试工程学院高级实验师、实验中心主任, 主要研究方向太赫兹计量技术、测试计量技术及仪器、太赫兹超材料, 获中国计量测试学会科学技术进步奖二等奖等 3 项; 担任国家重大科学仪器课题负责人、完成科研项目 20 余项; 获发明专利 7 项; 发表论文 30 余篇, Fangbo@cjl.edu.cn。