

# K 频段新型相控阵双波束接收组件研究

高钟澜, 王鹏毅, 王新

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

**摘要:** 基于射频多层混压板设计了一款 K 频段新型相控阵双波束接收组件, 在三维结构下通过电容加载技术创新优化设计一分六十四 Wilkinson 功率合路网络, 在具备良好性能指标情况下, 相比传统合路网络布阵尺寸更小, 在此基础上利用延时补偿技术精准控制组件通道间相位一致性, 并在器件密集布局位置设置隔离金属柱排除腔体谐振干扰, 实现了组件的高频化、高密度可靠性设计, 能够很好地适应高频段下机载工作环境应用需要; 在 19.6~21.2 GHz 设计频段内, 一分六十四功率合成网络的输入端口回波损耗值大于 18 dB, 输出端口和输入端口间插入损耗值小于 19.8 dB, 具有良好的隔离度和相位一致性; 对相控阵组件中的垂直互联结构进行了仿真分析, 对传输不连续性结构处进行结构优化, 实现了低损耗传输; 经测试, 在 19.6~21.2 GHz 频段内, 双波束接收组件的驻波比小于 1.5, 组件单通道增益值大于 22 dB, 不同通道间相位差小于 20°。

**关键词:** 合路网络; 双波束; 电容加载技术; 功率分配器; 互联结构; 低损耗传输

## Research on New K-band Phased Array Dual Beam Receiving Component

GAO Zhonglan, WANG Pengyi, WANG Xin

(The 54<sup>th</sup> Research Institute of Chinese Electronics Technology Group Corporation,  
Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** A new K-band phased array dual-beam receiving component was designed based on the RF multi-layer hybrid board. A one-point-sixty-four Wilkinson power synthesis network was innovatively optimized and designed by using capacitor loading technology in a three-dimensional structure, which had better performance and was smaller in size compared to traditional grid layouts. On this basis, delay compensation technology was used to accurately control the phase consistency between component channels, and the isolation metal columns were set at the dense layout of the device to eliminate the resonance interference of the cavity, realizing the high-frequency and high-density reliability design of the component. The array size was reduced while having good performance indicators, which could adapt well to the application needs of the airborne working environment in the high frequency band. Within the designed frequency range of 19.6~21.2 GHz, the input port return loss value of the one-point-sixty-four power combining network was greater than 18 dB, and the insertion loss value of output port and input port was less than 19.8 dB, with good isolation and phase consistency; The vertical interconnection structure in the phased array component was simulated and analyzed, which optimized the structure of the transmission discontinuity structure to achieve low-loss transmission. After testing, it was found that within the frequency range of 19.6~21.2 GHz, the standing wave ratio of the dual-beam receiving component was less than 1.5, the single-channel gain value of the component was greater than 22 dB, and the phase difference between different channels was less than 20°.

**Keywords:** combining network; dual beam; capacitor loading theory; power divider; interconnection structure; low-loss transmission

## 0 引言

相控阵系统能够对每个天线单元信号的振幅和相位分布情况进行灵活干预和改变, 具有波束切换快、抗干扰能力强等特点, 可同时跟踪多个目标, 具备多功能、高可靠性能力, 广泛应用于机载、舰载及地面

雷达等领域<sup>[1-3]</sup>。典型的相控阵系统包括阵列天线、收发(T/R)组件、信号处理单元、电源及馈电网络等组成部分, 其中连接相控阵天线和中频处理单元的 T/R 组件同时具有信号放大、相位调整等功能, 是相控阵系统的核心部分<sup>[4-5]</sup>。有源相控阵系统中, 多波束同

收稿日期: 2025-01-20; 修回日期: 2025-02-13。

作者简介: 高钟澜(1999-), 男, 硕士研究生。

引用格式: 高钟澜, 王鹏毅, 王新. K 频段新型相控阵双波束接收组件研究[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(4): 200-208.

时快速扫描可以提高搜索和跟踪的速率,从而可以同时实现对多个微小目标的搜索和跟踪。有源相控阵系统还适用于航天测控系统中,以实现在全空域系统同时探测更多目标<sup>[6]</sup>。

相控阵 T/R 组件的指标参数直接决定了相控阵系统的关键性能,对于 T/R 组件的优化设计研究十分重要。当今日益发展变化的作战环境对于相控阵系统提出了更高的要求,研制小型化、高性能、低成本的相控阵前端收发系统成为主流的发展趋势<sup>[7-8]</sup>。高密度集成技术是一种实现电子元件多功能、集成化的重要技术,目前可通过两种方式提高 T/R 组件的集成度:1) 通过 MMIC 技术将实现不同功能的电路模块集成于同一芯片上,以此减少组件设计组装过程中所使用芯片的数量和体积<sup>[9]</sup>;2) 在设计组件时集成多个接收发射通道,减少有源相控阵系统整机的组件模块数量<sup>[10]</sup>。在三维高密度集成技术基础上发展起来的瓦片式 T/R 组件,采用三维立体分层结构,将不同功能的芯片或者电路集成于各个并行垒叠的基板上,而后通过垂直互连孔进行连接,从而构成整体的电路系统。相比于传统的砖块式相控阵 T/R 组件,在降低组件成本减小体积和减轻重量方面具有显著优势,更易于阵列集成<sup>[11]</sup>。SiP 技术在多芯片模块技术的基础上,使用多种组装方式,将具备不同功能的有源器件和无源器件以及处理器、微机电或光学器件等多种器件封装在单个标准封装件中,构成一个功能完整的系统,使得集成技术在封装层面又向前迈进一步。

毫米波电路的高频特性可以实现很大的信号带宽,从而有效提高通信速率和传输容量<sup>[12]</sup>。在毫米波电路的集成封装过程中,芯片和微波元器件焊接或粘接于多层板上,通过低损耗垂直互联设计,在垂直层面将实现不同功能的电路组件叠层互连,实现三维互连结构<sup>[13]</sup>。位于多层板不同层的传输线通过金属化孔进行互联,信号在经过时会产生额外的传输损耗,随着多芯片组件工作频率的不断增大,金属化孔的不连续性效应更为明显<sup>[14-16]</sup>。为解决该问题,对于垂直互联结构的散射参数进行仿真分析,通过调整结构尺寸优化传输特性,实现高频环境下信号的低损耗传输。

功率分配器是微波系统中的重要组成部分,具有将输入信号按比例分配至各路通道以及将各路通道输入信号合成转换为一路输出信号的功能,常用于多通道收发组件合路网络中<sup>[17]</sup>。常见的功分结构包含 T 型结功分结构,电阻型功分结构以及 Wilkinson 功分结构等<sup>[18]</sup>。Wilkinson 功分器是一种最典型的功分器结构,性能上具有输入/输出端口匹配、两路幅度和相位平衡度较好、输出端口相互隔离的优良特性,随着平面电路设计水平的提高,Wilkinson 功分器在芯片固态功率合成等领域

中具有很强的应用优势<sup>[19-21]</sup>。在 Wilkinson 功分器基础上级联而成的功率合成网络是相控阵组件中微波信号传输和合成的重要媒介,是相控阵组件的重要组成部分。合理的设计功率合成网络,使其具备低传输损耗,高端口隔离度以及输出端口幅度相位匹配一致的特性,是设计工作的关键。除此之外,较高频段环境下组件阵元间距较小,需要调节合路网络中传输线长度以及结构使其能够适应组件密集线路排布要求。

随着武器装配系统的不断发展,高频段相控阵系统正在逐步应用于机载、舰载等领域中,空天一体化背景下侦察机、无人机等机型的轻量化发展对搭载雷达、天线等装备系统提出更高集成度、更小尺寸的要求。相控阵组件中,基于传统 Wilkinson 结构设计的合路网络占据空间较大,不利于大规模布阵操作,通过创新优化有效减小相控阵组件尺寸十分必要。与此同时,相位一致性是衡量相控阵工作性能的重要指标。相位一致性是指组件某通道的相位与基准通道相位差的大小,降低组件通道间相位差,能够显著提升相控阵系统波束合成的精度。为解决与改善相关问题,利用电容加载技术优化设计 Wilkinson 功分结构,和传统的功分结构相比,在具备良好的信号传输性能的同时有效减小布阵尺寸;以介质基板垂直互连结构为研究对象对不连续性效应进行参数优化,基于低损耗垂直互连结构以及优化后的功分结构组成 K 频段一分六十四双波束三维合路网络,并利用延时补偿技术精准控制组件通道间相位一致性,在提升组件工作性能的同时降低组件尺寸,实现高密度可靠设计。在 19.6~21.2 GHz 工作频段内,测试结果显示驻波比小于 1.5,插入损耗小于 22 dB,通道相位差小于 20°,隔离度大于 20 dB,能够很好地适应工程应用需要。

## 1 总体方案设计

相控阵接收组件可实现 K 频段双波束接收功能,极化任意可选,设计工作频段为 19.6~21.2 GHz。K 频段相控阵接收前端原理如图 1 所示,包含天线单元、低噪声放大器、幅相多功能芯片、双波束合成网络等部分。相控阵前端一体化集成天线单元以及射频接收组件,天线单元与接收组件间通过射频插件连接。相控阵组件由 8×8 个单元组成,负责完成接收信号的低噪声放大、幅相控制工作,64 路通道的波束 1 以及 64 路通道的波束 2 分别从芯片通过垂直互连结构到达内层功率合成网络,双波束合成网络将全阵面的 2 个波束对应合成后输出。在每个链路中,经过如下环节实现对信号的协同接收处理:1) 来自天线单元的信号首先传输到低噪声放大器中,低噪声放大器能够放大天线接收到的微弱信号,提高输出信噪比;2) 低噪声放大器处理放

大后的信号经由微带传输线进入到每个单元布置的幅相多功能芯片中，幅相多功能芯片分布在组件表层，单片芯片集成 8 个接收通道，具备移相、衰减、低噪声放大功能，每个芯片共 8 个射频输入，两个射频输出，分别对应 4 个天线单元的左右旋两个射频接口，通过开关控制选通，可以实现组件接收端的波束分配，并可通过串口对数据进行高速读写；3) 幅相多功能芯片两个射频端口输出的射频信号借助微带传输线分别进入上层和下层功率合成网络中进行信号的双波束合成，形成射频输出波束。除此之外，组件还设置有控制电路模块以及电源模块等部分，为组件进行供电，通过转接接口传递控制指令完成通道选择。相比传统相控阵 T/R 组件，设计组件可在多种工作模式下实现对不同旋向极化波束的高效接收。

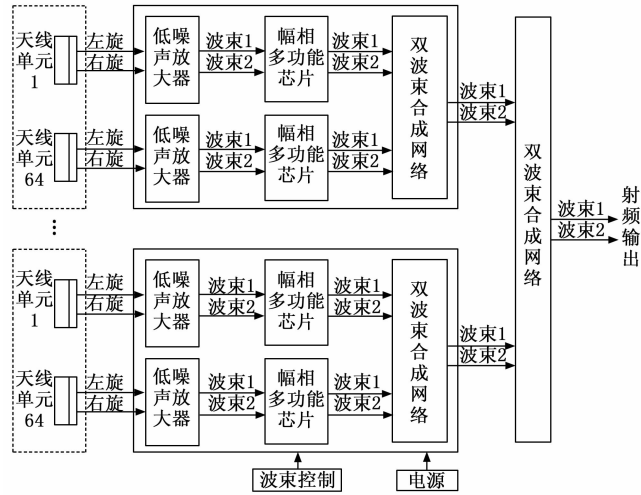


图 1 相控阵前端原理框图

组件叠层设计如图 2 所示。组件使用 TSM-DS3 板材，共包含 17 层多层板结构，其中 L1~L2 层为射频幅相多功能芯片及其接地层，L3~L8 层中设置有一分六十四功分网络，L9~L14 层为组件控制信号层用以实现时钟信号和输入输出信号的控制功能，在组件各部分之间设置有大面积接地层。L15~L17 层为 5 V 电源所在层。

K 频段接收组件的技术要求指标如下所示：

- 工作频段：19.6~21.2 GHz
- 噪声系数：1.5 dB (常温)；2.1 dB (全温)；
- 单通道增益： $\geq 22$  dB；
- 输入输出驻波： $\leq 1.5$ ；
- 通道相位一致性： $\leq 20^\circ$ 。

组件的单通道链路如图 3 所示。通过计算可得，单通道增益为 24 dB，全温下噪声系数为 2.0 dB。

## 2 类同轴垂直互联结构优化设计

相控阵 T/R 组件瓦片式结构通过多层基板的堆叠

K 波段双波束八通道芯片

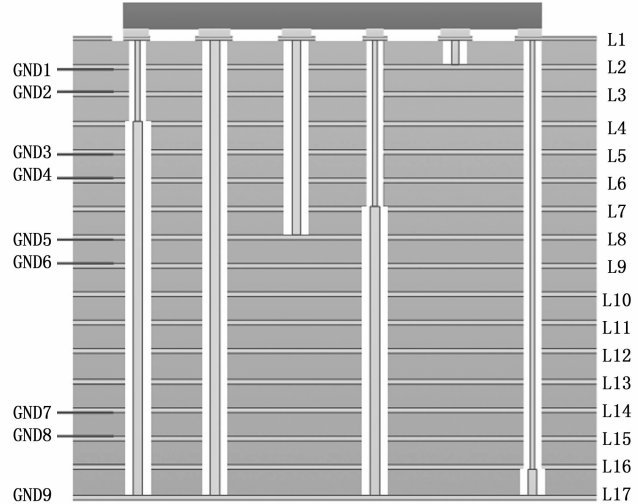


图 2 相控阵接收组件叠层结构设计图

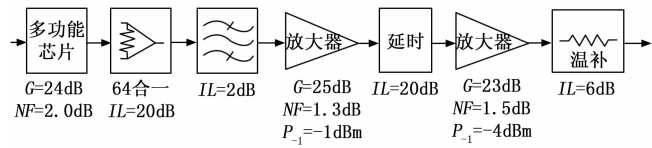
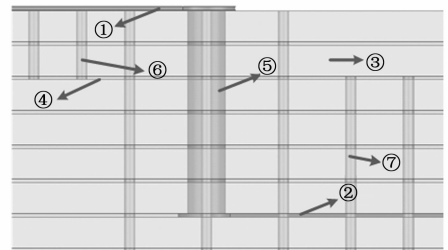


图 3 K 频段接收组件单通道链路图

可以实现三维立体化结构，大幅度提升组件的集成度。当传输线位于基板的的不同层时，需要借助垂直互连通孔进行连接，高频下垂直互连通孔与传输线之间不连续性增加，激发高次模，增大射频信号传输损耗，因此需要建立针对微带线一带状线的垂直互联传输模型，对该模型进行仿真分析。

微带线一带状线垂直互联结构如图 4 所示。本文所选用的板材为 TSM-DS3，该陶瓷材料的相对介电常数  $\epsilon_r$  与损耗角正切  $\tan\delta$  分别为 3.00 和 0.001 1，单层基板厚度为 0.127 mm。组件上层布置有微带线，特征阻抗为 50  $\Omega$  条件下计算可得微带线线宽为 0.326 mm；下层布置有带状线，特征阻抗为 50  $\Omega$  条件下计算得带状线线宽为 0.307 mm。微带线和带状线两侧均设置有接地孔，接地孔密集排布，形成相当于具有屏蔽功能的金



①微带线；②带状线；③多层印制板的基板；④大规模接地层；⑤射频信号传输类同轴垂直互联结构；⑥微带线两侧布置的接地孔；⑦带状线两侧布置的接地孔。

图 4 类同轴垂直互联结构图

属腔体结构, 能够有效减少电磁串扰。

垂直互联结构中, 中心部分垂直过孔连同金属焊盘和周围环状屏蔽接地孔共同构成类同轴垂直互连结构, 垂直过孔可视作内部导体, 周围环状屏蔽孔可视作外部导体, 中间为填充介质层。在高频环境下, 垂直互连结构的寄生效应不能被忽略。垂直互连结构的寄生效应主要包括几个方面, 垂直过孔结构自身具有寄生电感, 垂直互连过孔与周围接地孔间存在寄生电容, 金属焊盘会引入寄生电容。为保证阻抗匹配, 需要在过渡结构中引入补偿电容以平衡寄生电感, 从而使得平衡后特性阻抗因此需要优化互联模型, 调整半径参数, 以找到最优解来降低层间传输损耗。在互联模型中, 中心孔为垂直互联过孔, 将其半径定义为  $r_{via}$ , 垂直互联过孔外围是金属铜焊盘, 其半径定义为  $r_{pad}$ , 在介质基板和面积接地的交界处为导出电磁干扰信号还设置有反焊盘, 将其半径定义为  $r_{antipad}$ , 最外围屏蔽孔构成一个圆环, 其半径定义为  $r_{gnd}$ 。对几个参数进行仿真, 分析 S 参数曲线与几个半径参数的关系。

首先研究垂直过孔半径对于组件传输特性的影响。

控制其他变量值不变, 调整通孔半径参数值, 观察特性曲线变化情况。模型设置的微带线宽度为 0.326 mm, 厚度设置为 0.036 mm, 外围接地孔半径为 0.1 mm, 焊盘半径  $r_{pad}$  为 0.55 mm, 阻焊盘半径  $r_{antipad}$  为 0.65 mm, 接地孔构成圆环半径  $r_{gnd}$  为 1 mm, 将垂直过孔半径设为唯一变量进行参数扫描, 扫描范围设为 0.1~0.5 mm。仿真分析得到如图 5 (a) 所示的 S 参数特性曲线。通过对曲线分析可得, 在 K 频段工作频段内, 当垂直通孔半径值在 0.1 mm 附近时传输特性较好, 细化仿真后确定垂直过孔半径为 0.12 mm。

保持反焊盘半径以及接地孔圆环半径不变, 将垂直互联通孔的半径改为 0.12 mm, 以焊盘半径值  $r_{pad}$  为变量进行扫描分析, 扫描范围设置为 0.2 mm~0.6 mm, 扫描步进为 0.1 mm。仿真得到如图 5 (b) 所示的特性曲线。通过对特性曲线分析可得, 金属焊盘半径在 0.5 mm 附近传输性能较好。继续在 0.5 mm 附近范围内细分扫描刻度, 最终仿真分析可得金属焊盘半径为 0.49 mm。

同理, 将阻焊盘半径值和接地圆环半径值作为变量

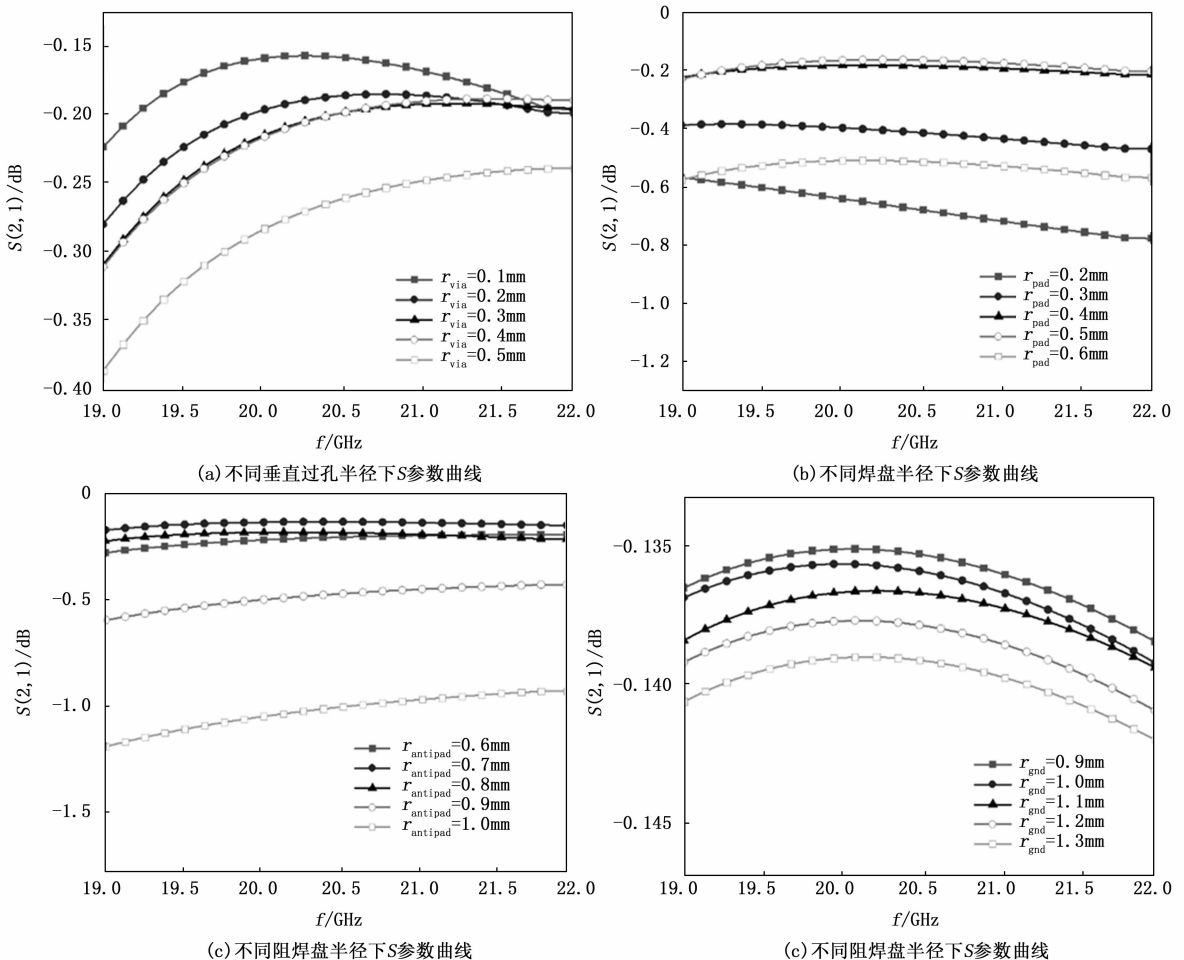


图 5 K 频段不同结构参数下 S 参数曲线

进行扫描分析作为变量进行扫描分析。仿真得到如图 5 (c) 和 5 (d) 所示的特性曲线。通过对特性曲线分析, 最终确定阻焊盘半径为 0.70 mm, 接地圆环半径为 0.91 mm。

随着过孔长度的增加, 仅靠优化结构参数平衡寄生电容与寄生电感的优化方法受限, 需对其添加补偿结构以此抵消过孔带来的寄生电感效应。在传统垂直互联结构基础上, 在过孔与地层交接处添加若干个小焊盘, 以此增加垂直互连的电容用以抵消较长过孔带入的寄生电感效应。结构优化后, 仿真分析得到插入损耗曲线结果, 并将该曲线与加载层间焊盘前的分析结果以及垂直带条过渡结构进行数据对比, 插入损耗对比图如图 6 所示。可以看出, 未优化前的传统结构在 19.0 GHz 处插入损耗为 -0.4 dB, 在 22.0 GHz 处插入损耗为 -0.53 dB, 优化结构参数后的插入损耗在工作频段上大于 -0.18 dB, 而加入小焊盘后优化后的插入损耗在工作频段上大于 -0.13 dB, 相比较传统的垂直带条过渡结构以及未优化前的垂直互联结构, 优化设计后的类同轴垂直互联结构具有更低的传输损耗和更低的传输特性, 性能较未优化前垂直互联结构提升大于 0.05 dB, 较垂直带条过渡结构提升大于 0.25 dB, 能够满足信号低损耗传输需要。

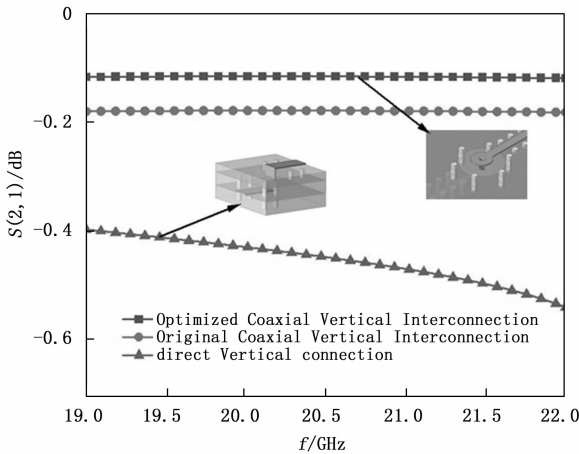


图 6 优化后垂直互联结构与其他互连结构曲线对比

### 3 一分六十四双波束合路网络设计

在相控阵系统中, 输入功率通过功分器分配给各输出端口。Wilkinson 功率分配器能够在输出端口都匹配时, 仍具有无耗特性, 而只耗散由输出端口反射的功率, 在相控阵收发组件中得到了广泛的应用。幅相一致性和隔离度是衡量功分网络工作性能的重要指标。一分二 Wilkinson 功分器电路结构如图 7 所示, 其中, 1 端口代表输入端口, 2、3 端口代表输出端口, 当微波信号从 Wilkinson 功分器的端口 1 输入时, 功率从端口

2 与端口 3 分两端输出, 通过对功分器结构的调整可以使端口 2 与 3 的输出功率按照等比例或不等比例进行分配, 两输出端口的电压值相同, 同时在 Wilkinson 功分器隔离电阻  $R$  作用下输出端口间没有电流流过。在功率等比例分配前提下各端口的特性阻抗均为  $Z_0$ 。输入和输出端口之间通过  $\lambda/4$  分支线相连, 其中  $\lambda$  是传输线的工作波长, 同时, 在两输出端口之间端接隔离电阻以保证端口间隔离度。

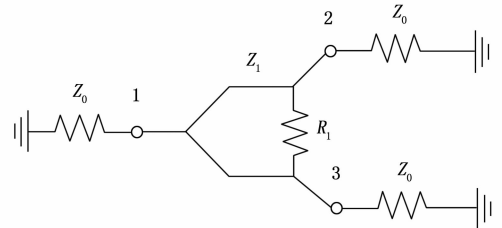


图 7 一分二 Wilkinson 功分器结构示意图

功分器输出 2、3 端口接匹配负载, 输入端口 1 无反射, 满足端口 1 的无反射条件为:

$$2 \frac{Z_0}{Z_1^2} = \frac{1}{Z_0} \quad (1)$$

计算可得:

$$Z_1 = \sqrt{2} Z_0 \quad (2)$$

跨接在 2、3 输出端口之间的电阻  $R$  提供隔离两端口的作用, 其中最常应用的是薄膜电阻。隔离电阻的阻值计算公式为:

$$R = \frac{Z_1^2}{Z_0} = 2Z_0 \quad (3)$$

相控阵收发组件设计时为达到高密度小型化目标, 需要尽可能减小组件体积, 降低布阵间距, 为了不占用电路板表层的芯片位置, 并且可以有效地屏蔽来自外界的干扰信号, 采用带状线功分器实现功率的分配更为合适, 带状线功分器埋置于内层, 并通过过孔与焊接在表层的射频集成芯片进行信号交互。设计中介质基板采用 TSM-DS3 材料, 相对介电常数为 3.00, 板厚定为 0.254 mm, 3 个端口所对应的的传输线特性阻抗均是 50  $\Omega$ , 通过 ADS 中的 linecalc 计算可得带状线的线宽为 0.307 mm。根据  $\lambda/4$  阻抗线变换原理, Wilkinson 功分器在输入和输出端口之间依靠  $\lambda/4$  线实现端口的阻抗匹配, 经过计算可得  $\lambda/4$  线的阻抗为 70.7  $\Omega$ , 经过仿真分析得出对应的线宽为 0.151 mm。接下来计算阻抗线的有效长度。组件的工作频段取到 K 频段的 19.6 ~ 21.2 GHz 频段, 计算得出在中心频率下对应的四分之一波长传输线长度为 2.123 mm。除此之外, 两条阻抗线之间设有隔离电阻, 电阻理论值为 100  $\Omega$ , 当然考虑实际端口损耗情况可小幅度调整以达到最佳性能。首先针对一分二带状线功分器进行仿真优化, 通过调整长

度、宽度、切角大小以及隔离电阻值这几个影响因素改善功分器的传输性能, 降低传输损耗。

由一分二功分器多级级联而成的功率合成网络工作频段为 K 频段高频环境, 布阵间距小, 电路元件和传输线排布密集, 要求合成网络具有高效的传输特性和高密度小型化布局, 传统 Wilkinson 功分器无法满足这些要求。因此, 在传统 Wilkinson 功分器基础上设计一款新型的基于电容加载技术的 Wilkinson 功分器, 进一步缩小了功分器尺寸, 并在此基础上五级级联为一分六十四功率合成网络, 一分六十四功率合成网络采用树状分布, 由 64 个组件单元向中心处汇聚, 在相控阵组件中幅相多功能芯片以及低噪声放大器等元器件焊接于多层板上, 可能与功率合成网络在空间上发生冲突, 因此在合路网络设计时对其排线分布进行合理调整, 使其能够很好地适应高频环境下的接收组件的密集布阵需求。

Wilkinson 功分器中, 四分之一波长传输线占据主要尺寸, 为减小功分器尺寸, 应用电容加载技术缩短功分器的  $\lambda/4$  传输线的长度, 实现相控阵组件合路网络小型化设计目标。短截线通过沿其长度方向的无线电波的驻波发挥作用。其电抗特性主要受到其物理长度与电磁波波长之间的关系影响。短截线通常由微带或带状线制得, 将短截线并联或串联在微波传输线距离负载某一确定位置处, 可以实现阻抗匹配, 因此短截线常用在波长非常短的微波电路中, 在高频环境下可以等效替代集总电容或电感, 相当于在微波馈线上加载一额外电容。在合路网络设计中, 提出将电容加载技术与 Wilkinson 功分器结构结合起来, 从而设计出新型功分器。图 8 为新型功分器的设计原理图, 从图中可以得出, 原本功分器结构中为一段  $\lambda/4$  传输线, 该段传输线的特征阻抗为  $Z_1 = \sqrt{2}Z_0$ , 并且由 Wilkinson 功分器特性可知其电长度  $\theta_1 = 90^\circ$ , 运用电容加载技术, 加载后原本一整段的馈线可以等效为两节并联于馈线之上端口开路的短截线, 其传输特性阻抗分别定义为  $Z_2$ 、 $Z_3$ , 电长度分别定义为  $\theta_2$ 、 $\theta_3$ 。无耗开路传输线的输入阻抗为:

$$Z = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad (4)$$

在特定频率下, 等效为电容  $C$  的开路短截线的长度为:

$$l = \frac{1}{\beta} \left[ n\pi + \operatorname{arccot} \left( \frac{1}{\omega CZ_0} \right) \right] \quad (5)$$

端口数量任意的微波网络的传输特性可以由传输矩阵表示。借助传输矩阵, 复杂的微波网络可以表示成两个或两个以上的二端口网络级联的形式, 表现在矩阵运算上为多个单级传输矩阵相乘的形式, 从而降低分析难度。根据电路结构, 特征阻抗为  $Z$ 、电长度为  $\theta$  横向传输线的传输矩阵为:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & jZ \sin\theta \\ \frac{j \sin\theta}{Z} & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (6)$$

传输馈线之上加载枝节线的微波传输矩阵为:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan\theta}{Z} & 1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

因此, 由分立的传输矩阵运算可得电容加载前后的传输矩阵关系为:

$$\begin{pmatrix} 0 & jZ_1 \\ \frac{j}{Z_1} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan\theta_3}{Z_3} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta_2 & jZ_2 \sin\theta_2 \\ \frac{j \sin\theta_2}{Z_2} & \cos\theta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan\theta_3}{Z_3} & 1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

对上式求解可得:

$$\begin{pmatrix} 0 & jZ_1 \\ \frac{j}{Z_1} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_2 - \frac{Z_2 \sin\theta_2 \tan\theta_3}{Z_3} & jZ_2 \sin\theta_2 \\ \frac{2j \tan\theta_3 \cos\theta_2}{Z_3} + \frac{j \sin\theta_2}{Z_2} - j \frac{Z_2 \sin\theta_2 \tan\theta_3}{Z_3} & -\frac{Z_2 \sin\theta_2 \tan\theta_3}{Z_3} + \cos\theta_2 \end{pmatrix} \quad (9)$$

最终经过计算化简可得:

$$Z_1 = Z_2 \sin\theta_2 \quad (10)$$

$$Z_3 = Z_2 \tan\theta_2 \tan\theta_3 \quad (11)$$

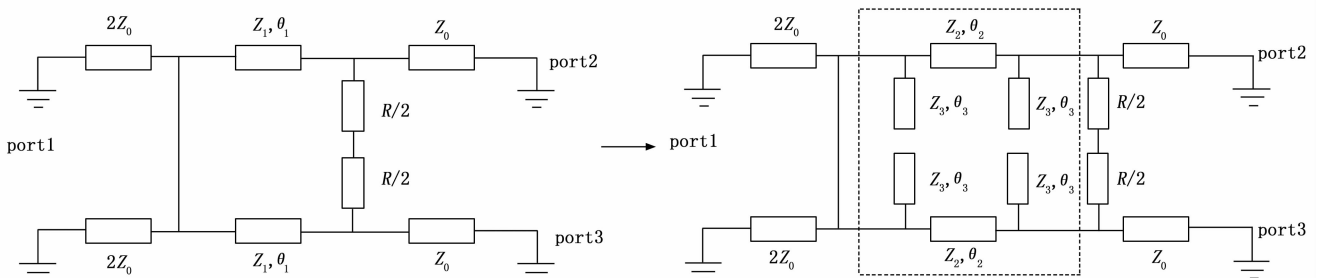


图 8 基于电容加载技术的 Wilkinson 功分器原理图

在求解分析时,首先确定传输线电长度  $\theta_2$  和并联开路短截线  $\theta_3$  的取值以保证改进后的功分器结构能够实现信号  $90^\circ$  相移功能,然后将  $\theta_2$ 、 $\theta_3$  值代入式 (10) 和式 (11) 中,得到阻抗参数  $Z_2$  和  $Z_3$ 。

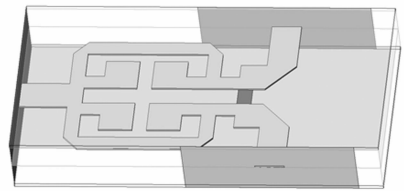
通过优化 Wilkinson 功分器的尺寸参数和电参数,得到如图 9 (a) 所示的一分二功分器结构图。优化后的 3 个端口对应的线宽为 0.307 mm,过渡段传输线对应的线宽为 0.142 mm,隔离电阻值为  $100 \Omega$ ,输入和输出端口特征阻抗均为  $50 \Omega$ ,尺寸仅为  $2.75 \text{ mm} \times 0.92 \text{ mm}$ ,较传统 Wilkinson 功分器尺寸明显减小。图 10 (a) 给出了工作频段下一分二功分器的 S 参数曲线。结果显示,在 19.6~21.2 GHz 的工作频段内,输入端口的回波损耗值大于 25 dB,在中心频点处的回波损耗大于 55 dB,输出端口 2、3 和输入端口间插入损耗值小于 3.1 dB,两输出端口之间的隔离度大于 21 dB,两个输出端口具有良好的幅度一致性。

为保证各通道间的幅相一致性,实现信号功率分配目的,采用树状形式的一分六十四功率合成网络。阵列天线在控制波束扫描时必须限制栅瓣的出现,对于平面矩形栅格阵来说,不出现栅瓣时的最大阵元间距与信号波长以及扫描角度有如下关系:

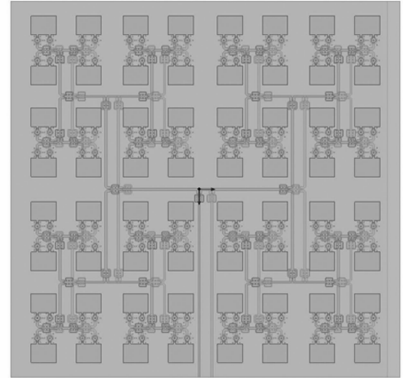
$$dx = dy = \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_m}$$

式中,  $dx$ 、 $dy$  分别为  $x$  和  $y$  轴方向上的阵元间距,  $\lambda$  为信号波长,  $\theta_m$  为扫描波束偏离阵元法线方向的角度。K 频段最高工作频率为 21.2 GHz,对应  $\lambda=14.15 \text{ mm}$ ,因此取  $dx=dy=7.5 \text{ mm}$ 。在一分二 Wilkinson 功分器以及尺寸计算的基础上,通过逐级级联的方式最终合成一分六十四网络。结构设计后对网络传输性能进行分析。在分析 S 参数时,重点关注几个指标:各输入端口和输出端口之间的插入损耗,端口隔离度及相位差,驻波比 VSWR,通过以上数据分析可以有效衡量合成网络的工作性能。由于网络中通道端口数量众多,在绘制 S 参数曲线时,随机选取网络中若干端口以代表全部端口。图 10 给出了相控阵组件工作频段下一分六十四功率合成网络的 S 参数曲线。从图中可以得出,在 19.6~21.2 GHz 频段内,输入端口的回波损耗值大于 18 dB,输出端口和输入端口间插入损耗值小于 19.8 dB,输出端口之间的隔离度大于 40 dB,体现出良好的带宽特征和低损耗的传输性能。在功率合成网络的基础上,与芯片接口端以及垂直互联结构结合。在结构排布时为适应小型化需求,结合芯片尺寸对布线长度以及端口位置精确设置,并将芯片端口与所连接微带线间进行阻抗匹配,最终得出双波束合路网络,双波束合路网络结构如图 9 (b) 所示。

相控阵波束接收过程中,如果整阵列只依靠数控移



(a) 基于电容加载技术的功分器结构



(b) 双波束合路网络图

图 9 功分器及双波束合路网络结构图

相器进行波束形成,波束偏斜会造成宽带跳频工作情况下,波束无法准确指向目标,造成天线增益降低,对于相控阵系统的正常工作产生影响。由于不同接收通道的相控阵延时线的延时量可以在一定范围内调节,因此组件不同单元间形成的延时差可以控制相控阵阵列波束的方向,从而达到在一定区域内精准扫描的预期目的。延时线在通带内具有平坦的幅频特性和相移特性,能够根据需要对电信号进行时间延迟。据此提出在  $8 \times 8$  子阵规模中添加延时线进行子阵间真延时合成。结合方向图中的方位角以及俯仰角对延时线进行仿真分析,并将其方向图与理想状态下方向图进行比较。如图 11 所示,图 11 (a) 为理想情况,图 11 (b) 为采用 7 位延时线情况下方向图,两者方向图分布已接近一致。因此通过分析得出,扫描俯仰角度为  $60^\circ$  时,增益损失 1 dB 以内,需要 7 位延时线,此时效果最佳。

相控阵组件设计完成后,对加工完成的组件进行预定参数的测量。通道测试时,使用矢量网络分析仪作为测量仪器,进行测试前首先对矢量网络分析仪作校准处理,并且设置仪器测试的起止频率、扫描点数,设置完成后通过同轴电缆将其与待测组件连接进行测试。使用上位机软件给 FPGA 传输指令,FPGA 接受相应指令后控制实现对通道的筛选。组件测试过程在散热良好、湿度适宜环境下进行,避免外界因素对测量结果的干扰。数据测量时,随机选取相控阵组件中若干端口代表全部端口,测量单通道增益及驻波比曲线,以此衡量组件的工作性能和匹配情况。图 12 为组件的增益和驻波比测

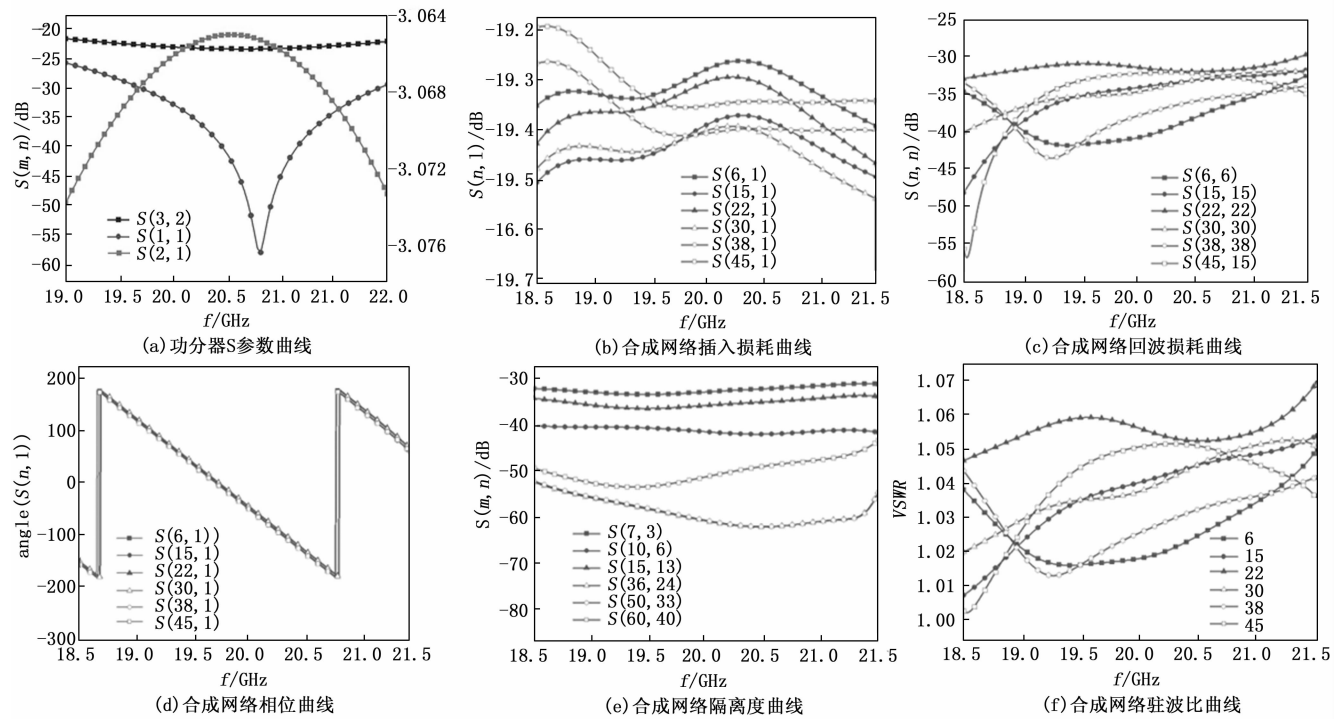


图 10 功分器和功率合成网络 S 参数曲线图

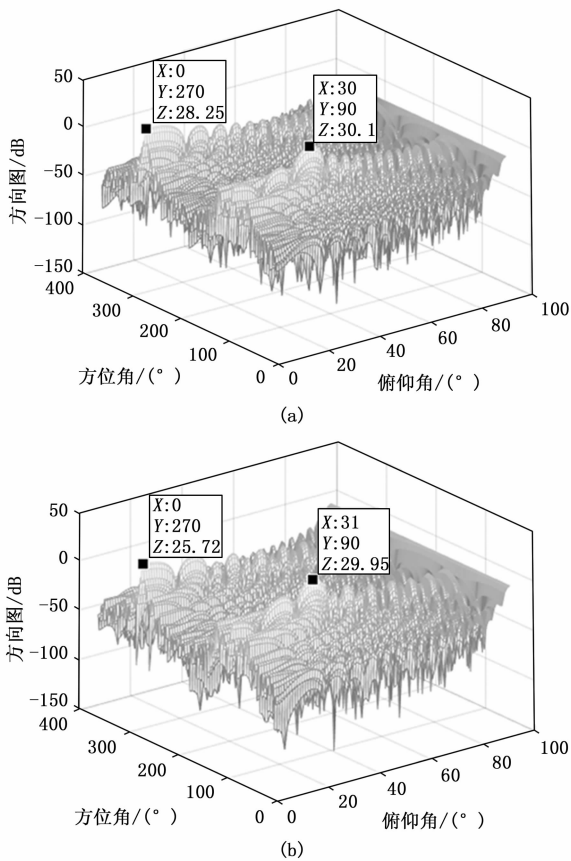


图 11 偏离法线 60°情况下理想与 7 bit 延时器方向图对比

试曲线图。经过数据分析可得,在工作频段内,相控阵接收组件通道的测量驻波比小于 1.5,满足方案设计时驻波比小于 1.5 的目标需求,反映了组件内各通道良好的匹配特性和传输性能,能够适应高频环境下信号的传输任务;组件单通道增益值最低值为 22.9 dB,最高值

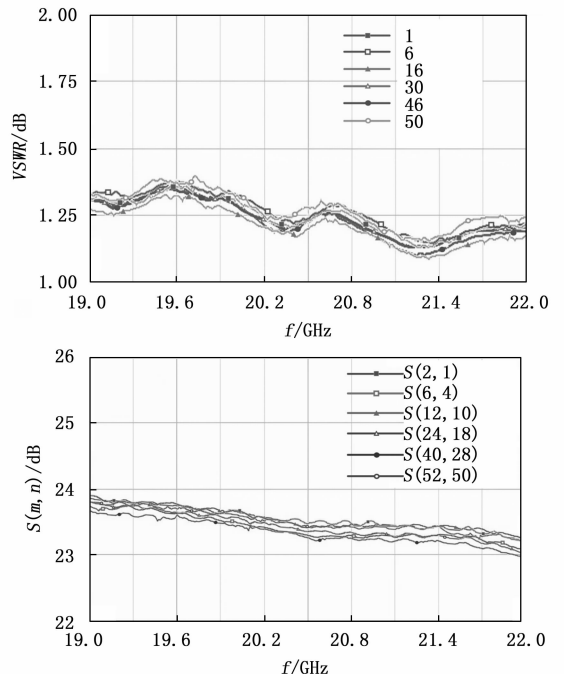


图 12 组件增益及驻波比测试结果



为 23.9 dB, 均大于单通道增益预期目标的 22 dB, 具有对信号的有效放大能力。接下来对组件的相位特性进行测试。选取 20、20.5、21 GHz 作为参考频点, 记录各通道在几个频点下的相位值, 得出表 1 所示相位测试表。在 20、20.5、21 GHz 几个频点下, 通道间相位最大值和最小值之差均小于  $20^\circ$ , 符合设计要求, 具有良好的相位一致性。组件在具备良好带内传输特性的情况下减小了布阵尺寸, 各项指标满足设计要求, 能够很好地适应工程应用需要。

表 1 相位特性测试表 ( $^\circ$ )

频率/GHz 通道	20.0	20.5	21.0
1	-45	-123	159
6	-56	-132	146
16	-42	-119	163
30	-49	-128	150
46	-56	-135	148
50	-52	-130	151

#### 4 结束语

介绍了一种新型 K 频段相控阵接收组件设计, 对具有不连续性的垂直互联结构进行了仿真分析, 得出不同结构参数变化对于传输特性的影响, 基于电容加载技术优化设计了一分六十四功率合成网络, 可实现信号功率的 64 路合成功能, 在此基础上设计的三维交叉树状合路网络能够进行双波束合并输出。在 19.6~21.2 GHz 工作频段上, 驻波比小于 1.5, 组件单通道增益值大于 22 dB, 通道间相位差小于  $20^\circ$ , 能够很好适应小型化、高性能应用需要。未来随着技术的持续进步和应用需求的提高, 新型半导体材料制备的多功能集成芯片是需要进一步研究的领域, 同时优化整机系统的接口设计, 提升产品装配工艺, 也是需要努力的方向。当然, 设计的新型相控阵接收组件也存在不足, 例如在长时间开机状态下组件的温度性能还有改进空间。

#### 参考文献:

- [1] 窦兴师. 相控阵雷达研究现状与发展趋势 [J]. 电子测试, 2018 (15): 94-100.
- [2] LI Z, SUN H, WU H, et al. An ultra-wideband compact TR module based on 3-D packaging [J]. Electronics, 2021, 10 (12): 1435.
- [3] PAN Y, CHENG Y, DONG Y. Dual-polarized directive ultrawideband antenna integrated with horn and vivaldi array [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20 (1): 48-52.
- [4] 胡明春, 周志鹏. 相控阵雷达收发组件技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2010.
- [5] 林 昊, 姚常飞. 一种 Ka 波段多通道收发组件设计 [J]. 微波学报, 2023, 39 (4): 62-65.
- [6] 谭 承, 喻忠军, 朱志强, 等. 基于 LTCC 技术的 Ku 波段四通道 T/R 组件研制 [J]. 电子元件与材料, 2020, 39 (4): 62-67.
- [7] 宋俊欣. 适用于数字 T/R 组件的小型化三维 SiP 收发变频模块设计 [J]. 电子与封装, 2023, 23 (11): 72-77.
- [8] 罗 磊. Ku 波段硅基相控阵收发组件关键技术研究及芯片设计 [D]. 南京: 东南大学, 2021.
- [9] GRYGLEWSKI D, ROSOTOWSKI D, WOJTASIAK W, et al. A 10W GaN based X-band T/R module for AESA [C] //2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON). IEEE, 2016: 1-4.
- [10] RATHOD S, SREENIVASULU K, BEENAMOLE K S, et al. Evolutionary trends in transmit/receive module for active phased array radars [J]. Defence Science Journal, 2018, 68 (6): 553-559.
- [11] 余 雷, 吴昌勇, 揭 海. 宽带瓦片式 T/R 组件的设计与实现 [J]. 电子信息对抗技术, 2020, 35 (1): 68-71.
- [12] 王 磊. 微波毫米波集成电路的技术演变 [C] //2020 年全国微波毫米波会议, 2020.
- [13] 王亦何, 汪黎星, 钱嵩松. 应用于毫米波段的垂直互联结构设计 [J]. 微波学报, 2019, 35 (7): 185-188.
- [14] 康 颖, 雷国忠, 崔 敏, 等. 某瓦片式数字收发组件的多层互联结构设计 [J]. 火控雷达术, 2021, 50 (3): 80-84.
- [15] 张先荣. 一种低损耗毫米波垂直互联设计 [J]. 电讯技术, 2017, 57 (7): 825-829.
- [16] 滕 鲁, 喻忠军. 一种基于毛纽扣的垂直互联结构 [J]. 电子设计工程, 2019, 27 (21): 156-159.
- [17] 黄 文, 李 靓, 李 露. 基于共面波导缺陷地慢波传输线的 Wilkinson 功分器 [J]. 电子元件与材料, 2021, 40 (9): 917-922.
- [18] MONDAL P, PARUI S K. Wideband coupled resonator based ultra-wideband 3dB power divider [C] //Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Aurangabad, IEEE, 2017: 1-2.
- [19] ZHANG C, WAN Y, LI X. A design of C-band miniaturized T/R module based on HTCC multilayer technology [C] // 2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). IEEE, 2022: 1-3.
- [20] 冯 磊, 魏立云, 余承伟, 等. 一种 Ka 频段瓦片式下变频组件的设计 [J]. 现代信息科技, 2023, 7 (9): 45-50.
- [21] 唐嘉浩. 相控阵宽带发射组件和多波束接收组件设计 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.