面向空间探测应用的高效率径向功率合成三维堆叠电路设计与研究

丁江乔[1]，王家睿[1]，严小龙[1]，聂荣怀[1]，杨昊*[2]，蒋均[2]

1（南京信息工程大学 电子与信息工程学院，南京 210044）；2（中国工程物理研究院 微系统与太赫兹研究中心，成都 610200）

联系方式：丁江乔，jqding@nuist.edu.cn

通信作者：杨昊 yangh_caep@163.com

摘 要 W 波段作为大气窗口频段，在空间遥感探测、星载气象雷达等领域应用广泛。针对 W 波段空间云雷达对大功率输出与载荷小型化的核心需求，本文提出一种基于圆波导 TM_{01} 模式的三维集成四路径向功率合成/分配电路，其结构包含 TE_{10}-TM_{01} 模式转换电路、四通道径向功率合成/分配电路以及可拆卸多功能模组。该电路设计基于三维堆叠背靠背（Back-to-Back, BTB）结构，由高精密机械加工工艺制备，大小仅为 41.5 mm×43.2 mm×26 mm，该电路结构支持 8/16 路高阶拓扑重构，可直接集成于大功率固态器件及系统中。实测结果表明，在 88~100 GHz 频段（相对带宽 12.8%）内，BTB 样件总体插入损耗（Insertion loss, IL）低至 0.56 dB（单边损耗 0.28 dB），功率合成效率达到 94%。

关键词：空间探测，毫米波，径向功率合成，大功率，高效率，三维堆叠。

中图分类号：TN73

Design and Research of High-Efficiency Radial Power Combining 3-D Stacked Circuit for Space Detection Applications

Ding Jiangqiao[1], Wang Jiarui[1], Yan Xiaolong[1], Nie Ronghuai[1], Yang Hao*[2], Jiang Jun[2]

1 (*School of Electronic and Information Engineering*, *Nanjing University of Information Science & Technology* ,*Nanjing* 210044, *China*;)

2(*Microsystem and Terahertz Research Center*, *China Academy of Engineering Physics*, *Chengdu* 610200, *China*;)

Abstract As an atmospheric window frequency band, the W-band is widely used in space atmospheric detection, space-borne meteorological radar, and other fields. To address the core requirements of high-power output and payload miniaturization for W-band space cloud radars, this paper proposes a 3-D integrated four-way radial

基金项目：国家自然科学基金项目（12673107）

最新录用

power combining/dividing circuit based on the circular waveguide TM_{01} mode. The circuit architecture comprises a TE_{10}-to-TM_{01} mode transition, a four-channel radial power combiner/divider, and detachable multifunctional modules.The cutoff characteristics of circular waveguide modes are analyzed to determine the main dimensions of the mode-conversion section. Two equal-amplitude and in-phase TE_{10} signals are used to excite the TM_{01} mode in the circular waveguide. Metal matching posts are introduced to improve impedance matching in the mode converter and radial combining/dividing network. Four output waveguides are symmetrically arranged around the cavity, while longitudinal metal posts are placed between adjacent channels to improve port isolation. The relative orientation between the mode converter and the radial network is optimized to reduce output-amplitude imbalance caused by higher-order modes. Electromagnetic simulations are used to verify the conversion and power distribution characteristics.Designed with a three-dimensional (3D) stacked back-to-back (BTB) structure and fabricated using high-precision CNC techniques, the compact circuit measures 41.5 mm × 43.2 mm × 26 mm. This circuit is extendable to 8-channel, 16-channel, or higher configurations and can be directly applied to high-power solid-state devices and systems.The S-parameters of the fabricated BTB prototype are measured using a vector network analyzer with W-band extenders after thru-reflect-line calibration. Experimental results of the BTB prototype demonstrate an overall insertion loss (IL) as low as 0.56 dB across the 88~100 GHz band (fractional bandwidth, FBW = 12.8%), with power combining efficiency reaching 94%. The corresponding insertion loss of a single module is approximately 0.28 dB. These results confirm the circuit's low-loss performance and potential for W-band high-power systems.

Key words Space Detection, Millimeter-Wave, Radial power combiner, High Power, High Efficiency, 3-D stacking.

录用稿件

0 引　言

W 波段（75~110GHz）作为毫米波、太赫兹频段的关键窗口频率，凭借短波长、大带宽及大气传输衰减低的天然优势，在空间遥感探测、星载气象雷达、空天/星地通信等前沿领域展现出不可替代的关键应用价值。其中，W 波段空间云雷达作为一种重要的气象探测装备，能精准捕捉雾滴、初生冰晶等小粒径云粒子的散射信号，通过精细化观测云层垂直结构、水汽分布与粒子相态演变，为卫星遥感提供高时空分辨率的云系三维结构数据，成为气象观测与空间探测的关键支撑[1-2]。随着探测需求向高精度、远距离延伸，新一代W波段空间云雷达对大功率输出、载荷小型化的性能要求日益严苛。然而，受限于半导体工艺和材料特性，单一芯片器件的输出功率已难以满足高性能固态系统的发展需求，多路功率合成/分配技术成为突破功率上限的核心途径。此外，载荷“小型化、集成化、高功率化”的发展趋势[3-4]，进一步对电路的结构紧凑性、集成度及低损耗特性提出了更高要求。因此，面向 W 波段空间云雷达的低损耗（高效率）、高集成、层叠型多路功率合成电路研究，已成为契合应用发展趋势的核心焦点。

在毫米波中，传统矩形波导凭借其完全闭合的金属结构、低传输损耗、高功率容量、易固态装配等优势，成为该频段（含 W 波段）器件与系统电路实现的首选传输线方案[5]。目前，基于波导结构的功率合成器/分配器主要可分为三大类：1）基于二进制分频原理的功分器[6,7]；2）采用波导链式结构的功分器[8]；3）基于径向功率分配原理的结构。其中，二进制功分电路结构存在传输损耗高、功率合成/分配效率低、体积结构大等问题，尤其是在通道数超过 4 路的情况。典型的如，文献[7]中报道的 220GHz 频段 8 路功率合成器，其效率仅在 76%左右，插入损耗超过 2 dB，同时 E 面魔 T 功分结构在通道数增加时，其体积会显著增大，制约了其在集成系统中的应用。在链式功分电路方面，各级通常通过波导 T 型结或耦合单元逐级实现功率分配，并需兼顾阻抗匹配及端口间隔离特性，如双脊波导耦合结构[8]、采用 H 面波导 T 型结及宽带匹配结构的太赫兹功分单元[9]等。随着工作频率向毫米波及太赫兹频段提升，结构尺寸进一步减小，对加工及装配精度提出了更高要求。

近年来，径向功率合成器/分配电路因其高集成结构、通道数易扩展、传输路径长度/损耗固定等优点，得到快速发展及应用[10-15]。前期，电子科技大学相关团队在该径向功率合成器/分配电路领域做出多项出色工作，在文献[10]中，采用过渡波导和金属匹配圆柱实现阻抗匹配，进而获得了 82~107GHz 频率范围内的 4 路功率分配，其效率达 89%；文献[11]中，采用两级 H 面 T 型结构将矩形波导 TE_{10} 模式转换为圆波导 TM_{01} 模式，再针对圆波导进行 4 路径向功率分配，同时采用两级金属匹配圆柱实现阻抗匹配，获得 140~167GHz 频段内，其效率约为 76%；文献[12]中，则采用更复杂的多级结构将矩形波导 TE_{10} 模式转换为圆波导 TE_{11} 模式，同时基于金属锥形匹配结构进行 4 路功率分配，在 88~100GHz 频率范围内，背靠背（Back-to-Back，BTB）损耗为 1.2 dB（效率约 75.9%）。此外，最新的文献[14]则在当前工艺极限下，验证了 50 路全波导 W 波段径向合成器结构，为径向功率合成技术的进步提供了前景方案。

上述径向功率合成/分配电路在实现方案和通道扩展方面已逐渐成熟，但在结构复杂度、集成度及损耗/效率等方面仍存在不足，限制了其在小型化高功率系统中的进一步应用。此外，传统径向功率合成架构通常要求总输出功率与可用合成路径数严格对应，组合路径灵活性和模块可重构性仍有待提升。针对上述问题，本文面向空间探测载荷对大功率输出、高效率和小型化集成的需求，提出一种基于圆波导 TM_{01} 模式的四路径向功率合成/分配三维堆叠电路。该结构通过模式转换、径向合成/分配和可拆卸模组的一体化设计，实现了低损耗、高效率和模块化集成，并具备由 2 路扩展至 N 路的拓扑重构能力。本文以 4 路结构为例，对其进行设计、加工和测试验证。

1 径向功率分配拓扑理论

图 1 中示出了代表性的径向功率分配模型。理论上，来自输入端（Port1）的任意信号可以通过径向功率分配器分离并分配到输出端（Port2 至 N+1）。输出信号的幅度和相位之间的关系取决于输入信号的电磁场分布。对相等振幅的期望意味着并非所有电磁波都适合于径向功率分配。TM_{01} 模是圆波导结构中最低阶的旋转对称模式，具有独特的电磁场分布特性，电场矢量沿径向呈辐射状均匀分布，而磁场则形成环绕波导轴的闭合涡旋场。这种电磁场分布特性不仅能够为具有空间对称多路输出端口提供模式分配、电路耦合基础，还

能有效抑制传统功率分配结构中常见的幅度、相位失衡等问题。

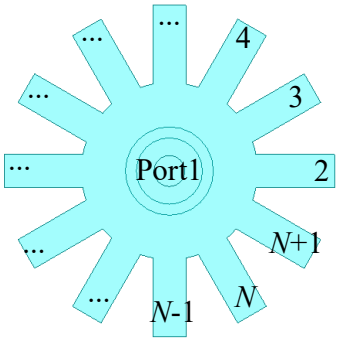


图 1 *N* 路径向功率分配模型

Fig.1 *N*-way radial power division model

本文选择 4 路径向功率合成/分配电路来进行验证拓扑结构的可行性如图 2（a）所示,模块化架构方面主要包括两部分组成：矩形波导 TE_{10} 模式至圆波导 TM_{01} 模式的转换器电路和基于圆波导 TM_{01} 模的 4 路径向功率分配器电路。该 W 波段径向功率合成/分配电路主要基于圆波导 TM_{01} 模式展开，而 TE_{11}、TE_{01} 和 TM_{01} 是最为常用的三种模式，结合上述指标要求，需要精确控制圆波导的几何尺寸，使其能够有效传输 TM_{01} 模式电磁波，同时抑制 TE_{11} 与 TE_{01} 等其他模式的传播。根据公式（1）和（2），分别可以获得圆波导 TE_{nm}/TM_{nm} 模式的截止频率。

$$f_{c_{\mathrm{TE}_{nm}}}=\frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}=\frac{p'_{nm}}{2\pi r_0\sqrt{\mu\varepsilon}}=\frac{p'_{nm}c}{2\pi r_0} \tag{1}$$

$$f_{c_{\mathrm{TM}_{nm}}}=\frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}=\frac{p_{nm}}{2\pi r_0\sqrt{\mu\varepsilon}}=\frac{p_{nm}c}{2\pi r_0} \tag{2}$$

其中 k_c 表示模式的截止波数，p'_{nm} 表示第一类贝塞尔函数的极值，p_{nm} 表示第一类贝塞尔函数的零点（查表可获得），r_0 表示圆波导的内径。图 2（b）给出了圆波导前六个模式的归一化截止频率（相对于 TM_{01} 模式），与 TM_{01} 模相邻的模式为 TE_{21} 模，因此能够获得如下条件：

$$f_{c_{\mathrm{TM}_{01}}}<f_0<f_{c_{\mathrm{TE}_{21}}} \tag{3}$$

将式（1）和式（2）代入到式（3）中，可以计算出圆波导半径 r_0 所在的范围：

$$\frac{p_{01}c}{2\pi f_0}<r_0<\frac{p'_{21}c}{2\pi f_0} \tag{4}$$

结合查表，可以确定圆波导半径 r_0 的范围为：1.22mm<r_0<1.55mm。综上，本设计中圆波导半径 r_0 取相对中间的值，即 1.4 mm。

最新录用

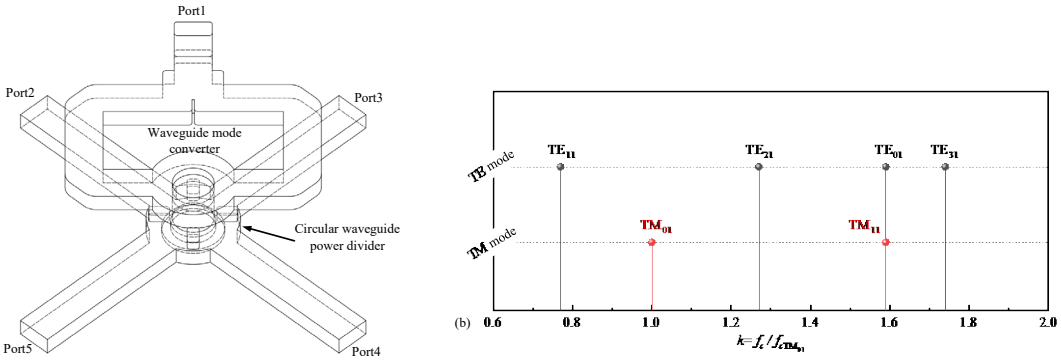


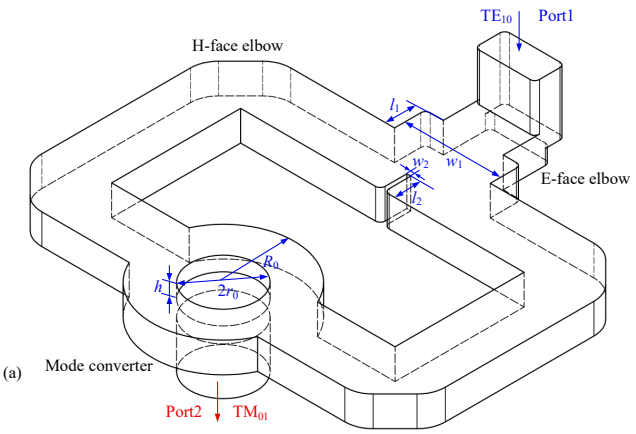
图 2（a）波导型径向功率合成/分配电路总体拓扑结构（b）圆波导头部模式的归一化截止频率（相对于 TM_{01} 模式）

Fig.2 (a) General topology of the waveguide radial power combining/dividing circuit (b) Normalized cutoff frequencies of circular waveguide modes (relative to the TM_{01} mode)

1.1 波导 TE_{10}-TM_{01} 模式转换器

在 TE_{10}-TM_{01} 模式转换器方面，拓扑结构如图 3 所示的，主要是通过级联 H 面 T 型结功分结构和 TE_{10}-TM_{01} 模式转换核心部分组成。输入端口为 Port1，采用标准矩形波导 WR-10（a=2.54mm，b=1.27mm）；输出端口为 Port2，采用圆波导结构（r_0=1.4mm）。

在 H 面 T 型结功分结构（下面简称 H-T）方面，采用了经典形式，如图 3（a）所示，H-T 网络可以将信号等分为两路相同幅度、相同相位的信号，以便于后期圆波导中 TM_{01} 模式的激发。结构中两阶调谐结构（w_1，l_1 和 w_2，l_2）能够用于实现 H-T 网络的良好阻抗匹配，同时需注意膜片厚度 w_2 的设计必须满足数字控制机床（CNC）工艺的要求。在 TE_{10}-TM_{01} 模式转换核心结构方面，采用两路对称同幅、同相 TE_{10} 信号激励，有效降低多路功分而引入的额外损耗。圆波导 TM_{01} 模的磁场分布呈现周向旋转闭合特性，与传统 TE_{10} 模存在显著的相似性，通过引入多路相位同步、幅值一致的 TE_{10} 信号进行协同激励，能够有效激发产生 TM_{01} 模式，从而实现高效的模式转换。方案结构如图 3（a）所示，在圆柱腔上方引入同直径金属柱（$2r_0 \times h$），实现良好的阻抗匹配；同时对圆柱腔的半径 R_0 进行优化，提升模式转换效率。上述结构中的关键尺寸均已列入表 2 中。



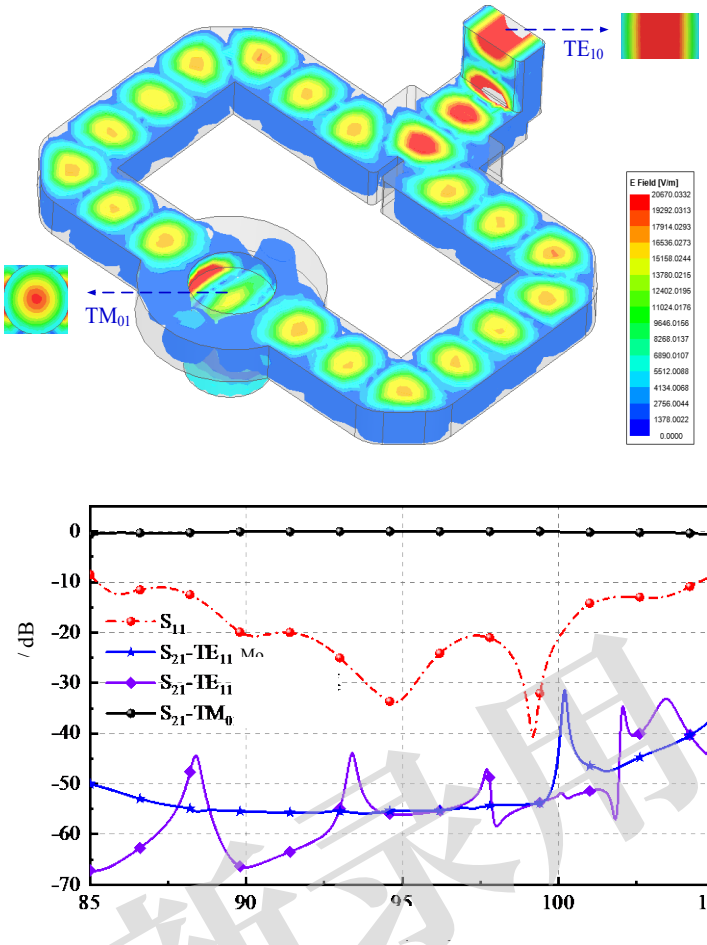


图 3 （a）TE_{10}-TM_{01} 模式转换器结构（b）94 GHz 处三维电场分布（c）其整体响应特性

Fig.3 (a) Structure of the TE_{10}-TM_{01} mode converter; (b) 3-D electric-field distribution at 94 GHz; (c) Its overall response characteristics

在上述讨论的基础上，级联各模块获得 TE_{10}-TM_{01} 模式转换器，并采用三维电磁仿真软件进行整体仿真。图 3（b）给出了 94 GHz 处的三维电场分布，可以看出，矩形波导中的 TE_{10} 模式经过转换结构后，在圆波导输出端形成具有轴对称特征的 TM_{01} 模式场分布，直观验证了模式转换过程。其整体响应特性如图 3（c）所示，在 88~100 GHz 频带内，输入端口的回波损耗优于 20 dB，TE_{10}-TM_{01} 模式转换系数损耗低，同时，对 TE_{11} 模式及其极化简并模的抑制度均超过 40 dB，完全满足后续径向功率合成器的设计需求。此外，在 85~105GHz 更宽的频率范围内，上述响应依然具有良好的特性，如回波损耗优于 10 dB，TE_{11} 模抑制优于 30 dB 等，均说明该结构具有宽频带内的可靠性。

1.2 径向功率合成/分配器

基于圆波导 TM_{01} 模式的四路径向功率合成/分配电路，采用如图 5 所示的结构。采用多路、多通道对称分配实现，由于分配通道的增加，直接导致阻抗匹配的难度增大。径向功率合成/分配电路拓扑结构在圆波导四周以 90°等角度间隔分配 4 路 WR-10 标准波导，通过 TM_{01}-TE_{10} 模式转换实现分配，同类型的 2 阶金属圆柱（$2r_1\times h_1$, $2r_2\times h_2$）用于实现良好的阻抗匹配，4 路合成/分配电路拓扑结构如图 5（a）所示。虽然在四路入射信号等幅同相的情况下，过渡圆柱腔内理论上仅传输 TM_{0n0} 模，但制造误差与四路间幅度不平衡易激励 TM_{mn0} 模（$m\geqslant1$，$n\geqslant1$）等高阶模，恶化隔离度等性能。

为提升隔离度和抑制加工误差带来的不平衡性，提高器件整体性能，提出在相邻两波导间各插入纵向金属柱（$h_3 \times l_3$）来抑制 TM_{mn0} 模的方法,该结构的有效性已在文献 [13] 中得到验证。为进一步验证金属柱尺寸对隔离度的影响，本文分别对金属柱高度 h_3 和长度 l_3 进行±0.14 mm 参数扫描，结果如图 4 所示。仿真结果表明，在保持其他结构参数不变的情况下，h_3 的变化会明显影响端口间隔离度，而不同 l_3 下隔离度变化较小，说明金属柱高度对端口耦合影响较为显著，长度影响相对较弱。综合考虑后，本设计中采用 h_3=0.65 mm、l_3=1.4 mm 作为纵向金属柱尺寸。

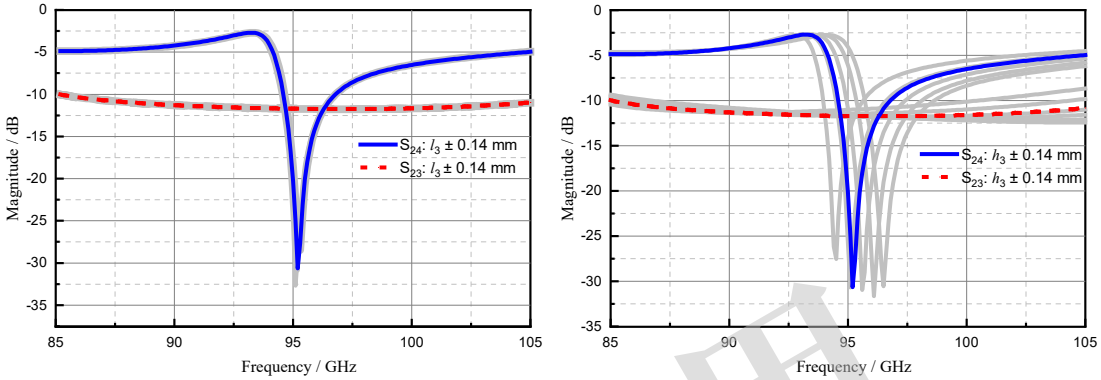


图 4 不同纵向金属柱参数下端口隔离度仿真结果(a) 金属柱长度 l_3 对隔离度的影响；(b) 金属柱高度 h_3 对隔离度的影响

Fig. 4 Simulated port isolation results under different longitudinal metal pillar parameters:(a) Effect of metal pillar length l_3 on isolation;(b) Effect of metal pillar height h_3 on isolation

该拓扑结构中，过渡圆柱腔的最佳半径（R_1）值得讨论，是实现四路径向功率分配网络的关键尺寸，主要取决于分配端口的数量和圆柱腔中振荡模式（TM_{0n0}），N 路径向功率合成器中圆柱腔的最小半径可以根据公式（5）计算获得：

$$R_{min} = a\sqrt{\frac{1}{2(1-\cos(\frac{2\pi}{N}))}} \tag{5}$$

这里将 a=2.54mm，N=4 带入公式中，得到 R_{min}=1.796 mm，但最小半径 R_{min} 一般不能作为过渡圆柱腔的最佳半径（R_1），需要对 R_1 继续优化。此外各 TM_{0n0} 模式（n≥1）达到最佳合成效率在过渡圆柱腔中的所需的半径 R_{0n0} 可由（6）计算获得：

$$R_{0n0} = \frac{cU_{0n}}{2f_0\pi} \tag{6}$$

其中，U_{0n} 为零阶贝塞尔函数的 n 次方根，f_0 为中心频率。当 f_0=94 GHz 时，获得了对应于前四个振荡模式（n=1，2，3，4）所需圆柱腔半径如表 1。而 R_{min}>R_{010}=1.22 mm，说明 n=1 时不能在圆柱腔内达到最佳合成效率。根据最小化原则，圆柱腔的最佳半径应在 R_{020} 附近进行优化，最终优化可得圆柱腔半径 R_1=3.14mm。

表 1 前四个振荡模式所对应的圆柱腔半径大小（mm）

Table 1 Cavity radius corresponding to the first four oscillation modes (mm)

R_{010}	R_{020}	R_{030}	R_{040}
1.22	2.81	4.40	6.00

表 2 径向功率合成器的关键尺寸值（mm）

Table 2 Key dimensions of the radial power combiner (mm)

w_1	w_2	l_1	l_2	l_3	r_0	r_1	r_2	R_0	h	h_1	h_2	h_3
4.05	0.25	1.31	1.12	1.4	1.4	1.51	2.11	3.14	0.61	0.38	0.56	0.65

最后，针对该四路径向功率分配电路进行全波仿真，部分关键尺寸标注见表 2。图 5（b）给出了 94 GHz 处的三维电场分布，可以看出，电磁能量由中心圆波导区域向四个 WR-10 支路对称传输，各支路电场分布基本一致，直观验证了径向功率对称分配的工作过程。优化后的仿真结果如图 5（c）所示，在所需的 88~100 GHz 工作频带内，输入端口回波损耗优于 20 dB，四路径向功率合成/分配电路的各输出端口功率幅度一致性高，功率分配比约-6 dB，均满足整体设计的需求。

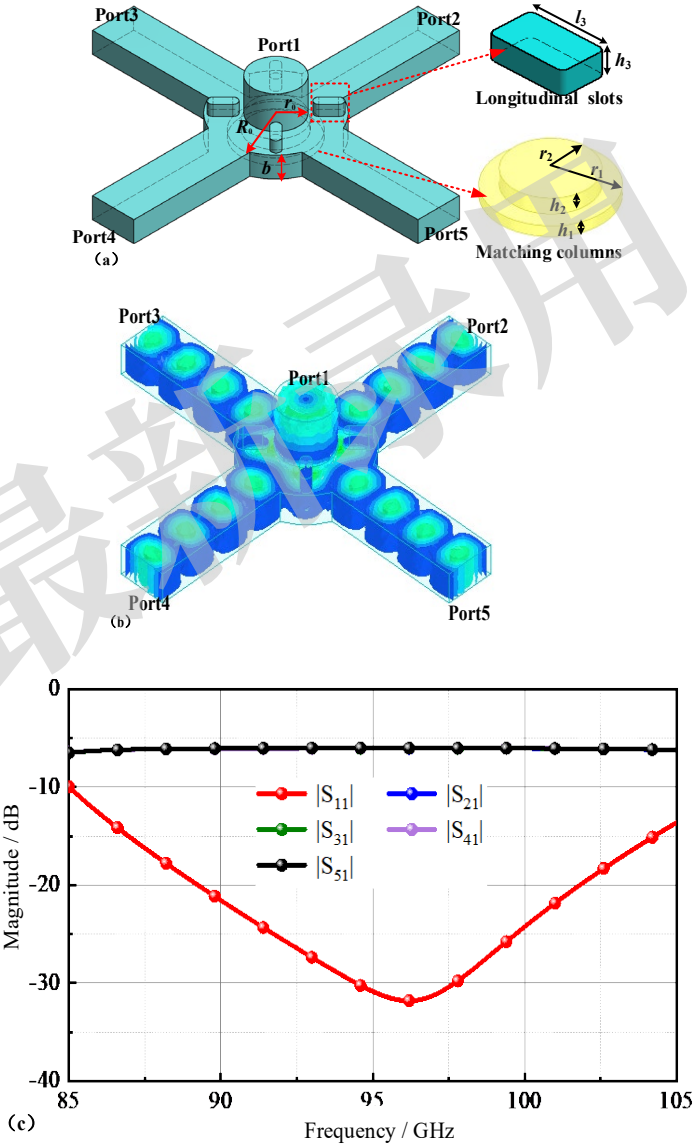


图 5 四路径向功率合成/分配网络(a)腔体结构图；（b）94 GHz 处三维电场分布；（c）S 参数仿真结果

Fig.5 Four-way radial power combining/dividing network (a) Cavity structure diagram; (b) 3-D electric-field distribution at 94 GHz; (c) S-parameter simulation results

1.3 整体拓扑结构

将上述设计的 TE_{10}-TM_{01} 模式转换器和径向功率合成/分配电路组合，即可实现如图 2（a）所示的 W 波段波导型径向功率合成/分配电路总体结构，信号由 Port1 端口馈入，从 Port2-Port5 端口输出，实现功率的 4 路平均分配。其中，在整体电路结构布局的时候，需要模式转换器输入端口与功率分配器呈 45° 夹角（见图 2），如上文所提出的在矩形模式向圆波导 TM_{01} 模式转换过程中，由于加工误差导致的输入信号幅度不平衡问题，过渡圆柱腔内易激励 TM_{mn0} 模等高阶模。这种非对称的 TM_{mn0} 模式在进行径向分配时，将引起输出端口传输系数的幅度不平衡现象。基于圆柱谐振腔的多器件振荡器模式耦合理论，对径向功率合成器中可能存在的电磁场激励模式进行了系统性分析。给出 N 路径向功率合成器的简化的电路模型[16]，如图 6 所示。

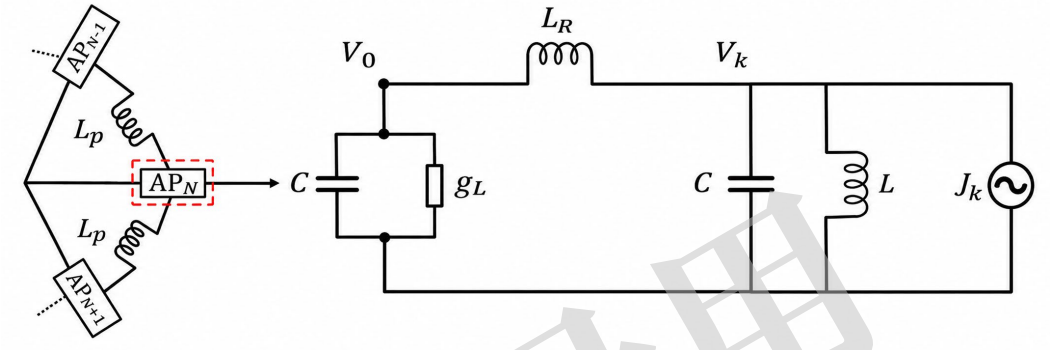


图 6 N 路径向功率合成器的简化的电路模型

Fig.6 Simplified circuit model of an N-way radial power combiner

中心处的电压为 V_0，器件位置处输入的电压为 V_k($1 \leqslant k \leqslant N$)，图 6 中简化电路的方程如公式（7）（8）所示

$$\frac{d^2V_0}{d\tau^2} + \frac{L}{L_R}\sum_{k=1}^{N}(V_0 - V_k) = 0 \tag{7}$$

$$\frac{d^2V_0}{d\tau^2} + \left(1 + \frac{2L}{L_P} + \frac{L}{L_P}\right)V_k - \frac{L}{L_P}(V_{k-1} + V_{k+1}) - \frac{L}{L_R}V_0 = 0 \tag{8}$$

而其中 V_k 的方程如公式(9)，P_{ki} 为简化模式的本征模（本振模式 P_{ki} 为 TM_{mn0} 的各个模式）。

$$V_k = \sum_{i=0}^{N} P_{ki}A_i\cos(\omega_i\tau + \theta_i) \tag{9}$$

模式 i=0 和 1 在器件位置及中心处的归一化幅值分布，可分别与 $TM_{(m,n)}$=(0,1)和(0,2)模式完全一致。模式 i（$2 \leqslant i \leqslant [(N+1)/2]$）的幅值分布，对应于 $TM_{(m,n)}$=(i-1,1)模式；而模式 i=1+N/2 的幅值分布则与 $TM_{(N/2,1)}$模式，本文模式转换为两路合成如图 7（a）所示，将 N=2 带入公式中可以得到 $0 \leqslant i \leqslant 2$，相对于 TM_{01} 的高阶模式为 TM_{020} 与 TM_{110}，相对于 TM_{020} 关于中心对称，TM_{110} 对功率分配的影响更大。如图 7（b）所示，圆波导中的 TM_{110} 模为横磁模，其磁场无纵向分量，电场以轴向分量为主，横截面内呈双瓣对称分布具有极化简并特性。设 TM_{110} 磁场幅度变化方向以模式转换器 Port2 与 Port3 连成的方向成偶对称。设模式转换器双输入端口连成的方向投影在四路径向分配器的方向与四路径向分配器的 Port2 方向的夹角为α，则与其他端口的夹角分别为 Port3(α)=90°-α、Port4(α)=90°+α 和 Port5(α)=180°-α。标准中心对称 TM_{01} 模式可将信号均匀分配至四个端口，而幅度不平衡的 TM_{110} 模式会导致四个端口的输出信号出现差异，从而降低合成效率。

最新录用

当 Port2(α)= Port4(α), Port3(α)= Port5(α)时模式转换器与功率分配器呈α =45° 夹角，与四路径向分配器的端口只会呈现出 45° 与 135° 的两种分配状态，与其他角度相比此时分配状态是最少的，此时传输系数的幅度一致性要明显好于其他布局方式。组合后的响应如图 8 所示，显然在 88~100 GHz 所需的频段内，输入端回波损耗优于 20 dB，四个输出端的功率分配比为-6 dB，隔离度优于 10 dB。

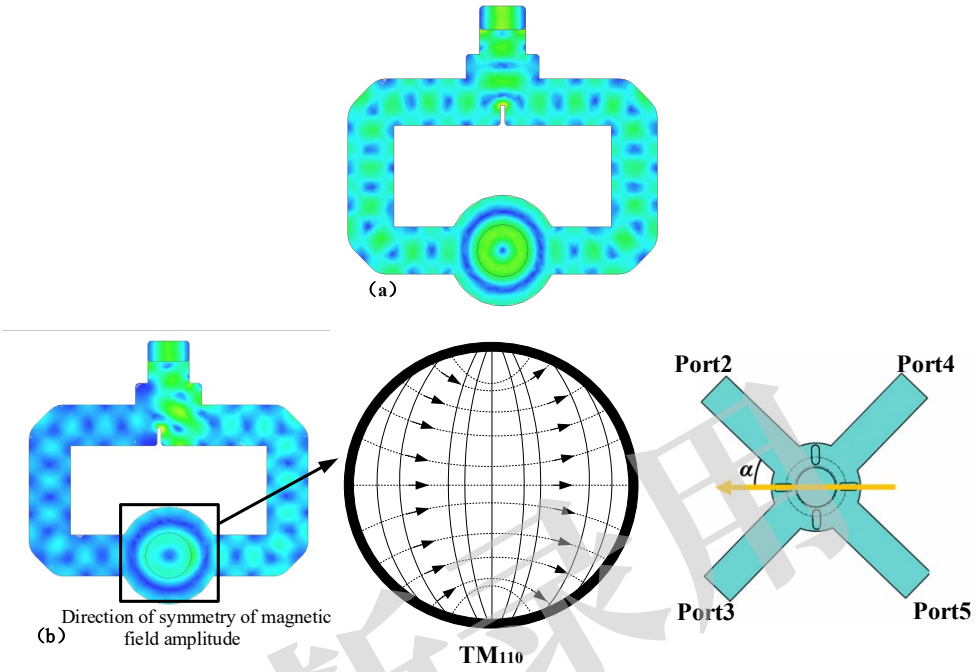


图 7 TM_{01} 模式与 TM_{110} 模式的分布（a）TM_{01} 模式（b）TM_{110} 模式

Fig.7 Field distribution of TM_{01} and TM_{110} modes: (a) TM_{01} mode; (b) TM_{110} mode

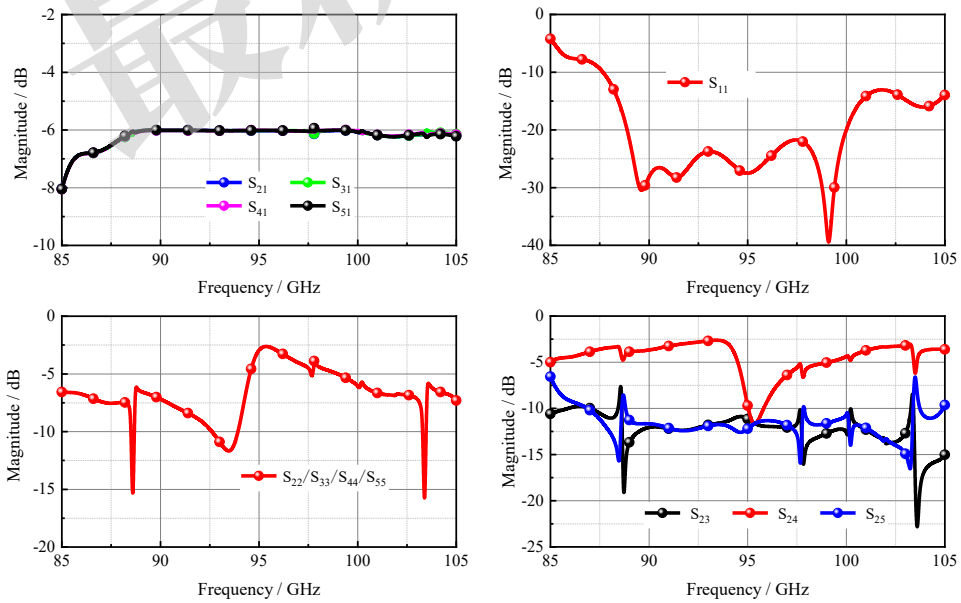


图 8 W 波段径向功率合成/分配电路模块的响应

Fig.8 Response of the W-band radial power combining/dividing circuit module

2 三维堆叠集成技术

2.1 三维堆叠集成设计

为满足空间探测载荷对小型化、高效率和模块化集成的需求，本文采用三维堆叠式结构，将 TE_{10}-TM_{01} 模式转换器、四路径向功率合成/分配网络以及可拆卸多功能模组集成于同一金属模块中。该结构缩短了模式转换与径向合成/分配之间的传输路径，减少了级联连接带来的附加损耗；同时，可拆卸模组为后续功放芯片集成和 8/16 路高阶拓扑扩展提供了结构接口。

为了进一步实现该器件的有效测试验证，需对该器件进行背靠背（BTB）结构集成设计、仿真及制备，因此给出如图 9 所示的 W 波段径向功率合成/分配电路背靠背结构模块的创新型三维堆叠设计，该设计由主体结构模块、过渡波导模块及盖板三部分组成，主要通过销钉和凸台结构实现精确对准与装配，主体结构模块为对称结构中的前三层厚度分别为 2.06 mm、2.94 mm、8 mm。将组成一阶 TE_{10}-TM_{01} 模式转换器的功率分配器共面集成于三维堆叠结构的一层，减少堆叠封装层数来提高功率合成模块效率，再与 4 路圆波导高隔离功分器结构实现，从而实现模型的小型化。第一层和第二层为模式转换腔体，经分析，在模式转换腔体的金属柱匹配部分进行分割，可减小加工误差。此外，由于磁场具有中心旋转对称性，该分割方式对磁场分布的扰动最小，有助于提升合成效率。在第二层侧面各留有三个螺钉孔便于过渡波导模块与电路板（功放模块需要）的装配，将过渡结构放在腔体侧面与传统结构[13]相比，极大的减少结构尺寸，为下文可替换结构奠定基础。第二层与第三层是在四路径向功率合成结构二级金属柱匹配结构处进行分割，分割原理与模式转换腔体同理，第三层设置两个销钉孔用于过渡波导模块的定位。这种布局方式可以极大地减小模块体积，同时传输路径的缩短也会提高整个功率合成/分配模块的转换效率。

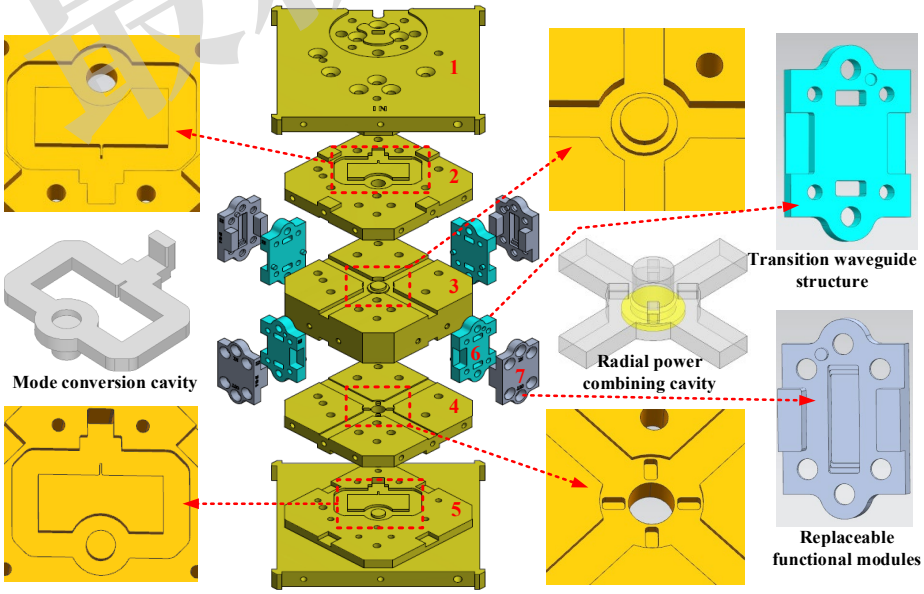


图 9 W 波段径向功率合成/分配电路背靠背结构模块组装结构

Fig.9 Assembly structure of the W-band radial power combining/dividing circuit back-to-back module

2.2 过渡结构可替换性

功率合成器一般应用于放大芯片的合成，传统结构将放大器网络与功率合成器集成一个整体，限制了组合路径与可用路径的灵活性。本文创新的提出一种基于功率合成网络和波导单元结合的可重构方法，波导过渡模块设计一种新型的可替换模块如图 10 所示。模块分为两层，外层是过渡波导的阶梯结构，内层是直波导部分，阶梯结构设计在腔体侧面可替换为集成的放大器芯片，更好地将径向功率合成电路应用于放大芯片的合成，并且合成芯片的数量不受路径的限制，可在一个路径上将多个放大芯片集成为一个整体链接到三维堆叠结构上，从而使得 4 路径向达到 8 路甚至更多路径的放大效果。经过对整体无源结构性能的验证，在确保性能良好的基础上，可以直接将过渡波导模块的外层阶梯结构替换为放大器模块，从而实现功率的放大。该布局可显著缩减模块体积，同时也能够提升功率合成模块的转换效率。

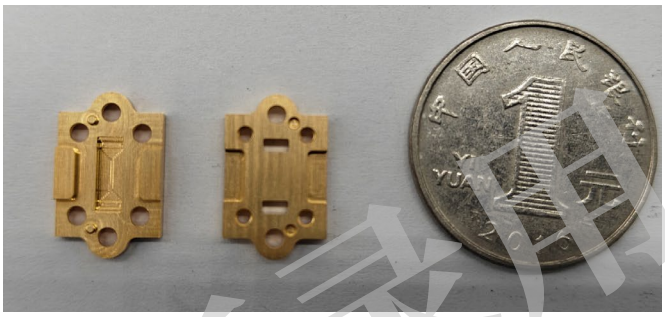


图 10 W 波段径向功率合成/分配电路背靠背结构新型可替换模块

Fig.10 A novel replaceable back-to-back module for the W-band radial power combining/dividing circuit

3 加工、装配与测试

与常规径向功率合成结构相比，本文三维堆叠 BTB 结构将模式转换、径向合成/分配和过渡接口集成于同一金属模块中，缩短了级联传输路径并降低附加损耗；同时，侧向可拆卸多功能模组可根据测试或后续功放芯片集成需求进行替换，提高了接口灵活性和模块可扩展性。多层金属腔体通过销钉、凸台和螺钉结构实现定位与锁紧，有利于保证 W 波段小尺寸波导结构的装配一致性。

采用 CNC 工艺实现图 9 模块的制备，铣削过程中最小钻头尺寸为 0.2 mm，尺寸精度达 ±0.002 mm，金属制品完成后的 5 层结构照片如图 11（c）所示，通过三维堆叠封装后的结构如图 11（b）所示，波导外口面进行了标准 UG-387 法兰处理，便于后续的测试。模块外围尺寸为：$W\times L\times H$=41.5 mm×43.2 mm×26 mm。

针对该 BTB 器件，使用矢量网络分析仪及 W 波段扩展模块进行测试，测试环境如图 11（a）所示。测试前对系统进行 TRL 校准，然后再进行二端口器件的 S 参数测试。实测结果如图 12 所示，在 88~100 GHz 的工作频段内，该 BTB 模块的损耗约为 0.56 dB，由于 BTB 结构由两个相同模块对称级联，折算单模块插入损耗 IL 仅为 0.28 dB，且最差回波损耗约为 14 dB，参考已有径向功率合成器文献中的插入损耗与效率换算关系[13-14]，功率合成/分配效率 η 定义为有效输出功率与输入功率之比，按 $\eta=10^{-IL/10}\times 100\%$计算，得到单模块效率约为 94%。同时与仿真结果进行对比。根据图 12 中的对比结果，该 W 波段径向功率合成/

最新版本

分配电路（BTB）模块实测性能与其仿真结果高度一致，包括精细的插入损耗特性。值得注意的是，模型仿真过程中，将金的电导率（4.1×10^7 S/m）和其表面粗糙度（0.2 μm）代入模型中，以此来尽可能地模拟出包括金属材料不理想、表面电阻、粗糙度、电接触等在制作和测量过程中可能引入的额外损耗。

已有径向功率合成电路在合成效率、结构尺寸及集成度等方面存在较大差异，本文调研总结了W波段相关研究成果，并将本文测试结果与已有波导型径向合成/分配电路性能进行对比，如表 3 所示。考虑到不同文献的工作频率存在差异，直接采用物理尺寸难以客观反映不同结构的紧凑程度，因此采用各文献工作频带中心频率 f_c 对应的自由空间波长 λ_0 对模块最大外包络体积进行归一化，归一化体积定义为 $V_{norm}=V/\lambda_0^3$,其中 V 为模型最大外包络体积。综合对比可见，本文所提出的四路径向功率合成/分配电路在电性能、集成度和模块体积之间取得了较好的平衡。得益于圆波导 TM_{01} 模式径向合成/分配拓扑和三维堆叠集成结构，表现出低损耗和高效率的优势。同时，该结构将 TE_{10} 模式转换器、四路径向功率合成/分配网络以及可拆卸多功能模组集成于同一金属模块中，具有较高的结构集成度和较小的模块体积。测试结果同时验证了 CNC 工艺能够满足五层金属三维堆叠高频结构的加工需求，为后续 W 波段固态器件功率合成及空间探测载荷中的小型化、模块化集成应用奠定了基础。



图 11 径向功率合成/分配电路背靠背结构的（a）实测环境，（b）堆叠封装后的实物照片，（c）五层结构样片

Fig.11 Back-to-back structure of the radial power combining/dividing circuit: (a) Measurement environment, (b) Photograph of the stacked and packaged module, (c) Prototype of the five-layer structure

最新录用

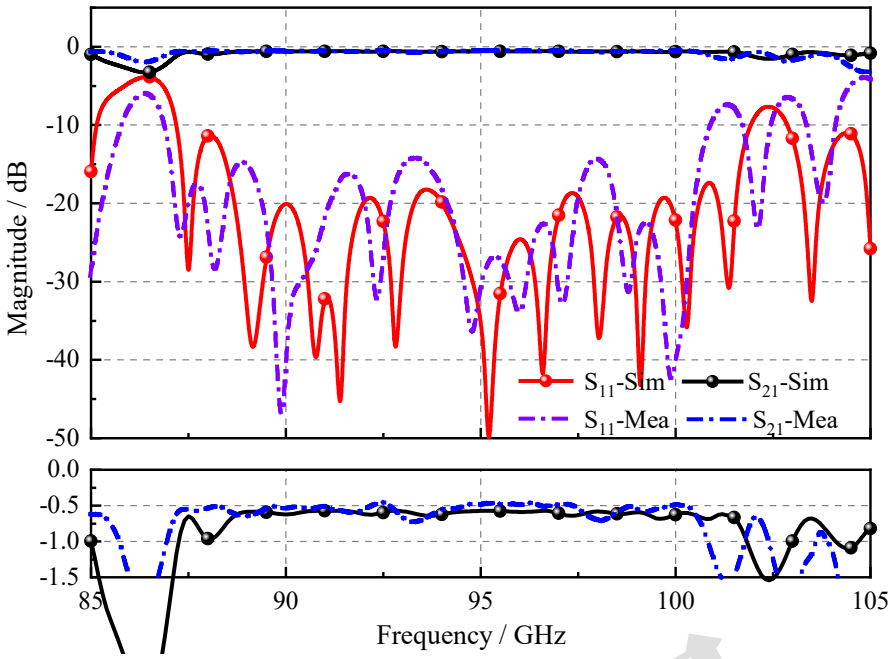


图 12 W 波段功率合成模块（背靠背）测试结果

Fig.12 Test results of the W-band power combining module (back-to-back)

表 3 现有团组研制的波导型径向合成器性能对比表

Table 3 Performance comparison of waveguide radial combiners developed by existing research groups

文献	频率/GHz	分支数量	插损/dB	回损/dB	效率/(%)	模式	集成度	归一化体积
[12]	89~97	4	1.2	18	75.9	TE_{11}	中等	8.14×10^3
[13]	85~100	12	1±0.6	13	89.5	TM_{01}	高	3.89×10^3
[14]	90~100	50	3	13	50	TE_{01}	高	5.38×10^3
本文	88~100	4	0.28	14	94	TM_{01}	高	1.43×10^3

注：归一化体积定义为 $V_{norm}=V/\lambda_0^3$，其中 V 为模型最大外包络体积

4 结 论

本工作基于圆波导的 TM_{01} 模式研制了一款尺寸为 41.5 mm×43.2 mm×26 mm，适用于 88~100GHz 的高效率、高集成四路径向功率合成器。经 BTB 模块验证，获得了单边损耗仅为 0.28 dB，合成/分配效率高达 94%，且最差回波损耗仍优于 14 dB 等一系列高性能。这些结果表明，新型三维堆叠结构实现模块高度集成，其三维堆叠过渡结构可替换为多种放大器或无源结构，从而提高了整体结构的灵活性，具备了可重构性。此外，通过采用不平衡分析方法，获得模式转换器与功率分配器之间的最佳角度，有效抑制了高阶模式对功率分配效率的影响，提高了合成效率。该 W 波段径向功率合成器具有低损耗、高效率、高集成度等性能，能够为功分模块可靠提供功率分配与合成，并为后续太赫兹频段固态功率合成打下关键技术基础。

参 考 文 献

[1] ROMATSCHKE U, DIXON M, BURGHART C, *et al*. Economical and effective upgrades to an airborne cloud radar with a dual pulsing scheme[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2025, **63**: 5107309. DOI: 10.1109/TGRS.2025.3601429

最新录用

[2] YE Han, ZHANG Zijin, DONG Xiaolong, *et al*. Simulation study on the detection signal of atmospheric wind field within clouds using spaceborne W-band Doppler radar[J]. *Chinese Journal of Space Science*, 2025, **45**(2): 340-352 (叶晗, 张子瑾, 董晓龙, 等. 星载 W 波段多普勒雷达云内大气风场探测信号仿真研究[J]. 空间科学学报, 2025, **45**(2): 340-352)

[3] SHI Y R, FENG W J, CAO B L. W-band gap waveguide antenna array: passive/active component gap waveguide transition interface for system integration[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2021, **63**(2): 40-49. DOI: 10.1109/MAP.2019.2943306

[4] YI X, WANG C, HU Z, *et al*. Emerging terahertz integrated systems in silicon[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*: *Regular Papers*, 2021, **68**(9): 3537-3550. DOI: 10.1109/TCSI.2021.3087604

[5] DING J Q, ZHAO Y, GE J X, *et al*. A 90° waveguide hybrid with low amplitude imbalance in full *W*-band[J]. *Journal of Infrared*, *Millimeter*, *and Terahertz Waves*, 2019, **40**(4): 429-434. DOI: 10.1007/s10762-019-00577-1

[6] YI C, LEE H, LEE K J, *et al*. Uniform-field over-mode waveguide for spatial power-combining applications[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, **28**(1): 10-12. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2771475

[7] MA Y B, CAO J, ZHAN M Z. A 220-GHz 110-mW solid-state power combining amplifier based on novel E-plane waveguide magic-T[J]. *Journal of Infrared*, *Millimeter*, *and Terahertz Waves*, 2023, **44**(7/8): 491-502. DOI: 10.1007/s10762-023-00920-7

[8] CHU Q X, KANG Z Y, WU Q S, *et al*. An in-phase output *Ka*-band traveling-wave power divider/combiner using double ridge-waveguide couplers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, **61**(9): 3247-3253. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2273764

[9] LIU G R, ZHANG B, ZHU H L, *et al*. An isolated *H*-plane terahertz waveguide T-junction with corrugated microstrip loads[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2025, **15**(1): 133-136. DOI: 10.1109/TTHZ.2024.3506817

[10] ZHANG F, SONG K J, FAN M Y, *et al*. All-metal-waveguide power divider with high power-combining efficiency[J]. *Journal of Infrared*, *Millimeter*, *and Terahertz Waves*, 2016, **37**(3): 258-266

[11] SONG K J, HE A K, LIU J, *et al*. THz four-way power combiner based on H-T branch circular waveguide mode conversion for high-power THz source[J]. *Journal of Infrared*, *Millimeter*, *and Terahertz Waves*, 2023, **44**(3/4): 220-232. DOI: 10.1007/s10762-023-00911-8

[12] ZHAN J, ZHAN M Z, HE W D. W-band radial power combiner based on circularly polarized TE_{11} mode[C]//Proceedings of the 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium. Guangzhou: IEEE, 2019: 1-3. DOI: 10.1109/IEEE-IWS.2019.8803868

[13] DANG Z, ZHU H F, HUANG J, *et al*. A high-efficiency W-band power combiner based on the TM_{01} mode in a circular waveguide[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022, **70**(4): 2077-2086. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3135410

[14] FAHMI M M, MACDONALD M E, FATHY A E, *et al*. 50-way W-band all waveguide radial combiner design[J]. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2025, **35**(6): 792-795. DOI: 10.1109/LMWT.2025.3554515

[15] DANG Z, ZHANG Y, ZHU H L, *et al*. A low-loss sub-THz radial power divider based on circularly polarized TE_{11} mode[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2025, **15**(3): 487-495. DOI: 10.1109/TTHZ.2025.3541840

[16] FUKUI K, NOGI S, SATO T. Stable power-combining mode operation of a cylindrical cavity multiple-device oscillator[J]. *Electronics and Communications in Japan* (*Part I*: *Communications*), 1987, **70**(2): 85-94

最新录用

作者简介



丁江乔 男， 1987 年出生于江苏省泰兴市, 现为南京信息工程大学电子与信息工程学院副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为亚毫米波/太赫兹器件与技术、固态有源、收发电路、空间探测技术等.

E-mail:jqding@ nuist. edu. cn



杨昊 男, 1991 年出生湖北省武汉市, 现为中国工程物理研究院微太中心助理研究员, 主要研究方向为太赫兹无源传输器件与技术与太赫兹相控阵三维集成技术.

E-mail:yanghao_mtrc@caep.cn

最新录用