

S波段矩形波导 TE_{10} -圆波导 TM_{01} 模式转换器的研究

雷乐 周振宇 翁明* 林舒 曹猛
(西安交通大学电子与信息学部 西安 710049)

S-band Rectangular Waveguide TE_{10} -Circular Waveguide TM_{01} Mode Converter

LEI Le, ZHOU Zhenyu, WENG Ming*, LIN Shu, CAO Meng

(Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract In order to meet the demand for calibration of circular waveguide couplers for S-band high-power microwave on-line measurements, a high-efficiency S-band rectangular waveguide TE_{10} mode to circular waveguide TM_{01} mode converter is developed in this paper. The mode converter structure is simulated and optimized using CST software, and the performance of the developed mode converter is measured in both the frequency and time domains. The simulation and measurement results in the frequency domain show that the mode converter operates at a center frequency of 2.1 GHz, with $S_{11} < -20$ dB and $S_{21} > -0.1$ dB in the operating bandwidth of 60 MHz. Measurements in both frequency and time domains show that the insertion loss of the mode converter is less than 0.1dB at 2.1 GHz, indicating the high conversion efficiency of the mode converter. With the mode converter developed in this paper as the core and the commercialized waveguide coaxial converter, the circular waveguide TM_{01} mode exciter has been successfully used in the performance calibration of circular waveguide couplers.

Keywords High power microwave, On-line measurement, TM_{01} mode converter, TM_{01} mode exciter

摘要 为满足S波段高功率微波在线测量时对圆波导耦合器进行标定的需求,本文研制了一种高转换效率的S波段矩形波导 TE_{10} 模式转圆波导 TM_{01} 模式的模式转换器。采用CST软件对模式转换器的结构进行了仿真和优化设计,并从频域和时域两方面对所研制的模式转换器的性能进行了测量。频域方面的仿真和测量结果表明,模式转换器的工作中心频点位于2.1 GHz处,在工作带宽60 MHz范围内, $S_{11} < -20$ dB, $S_{21} > -0.1$ dB。时域方面的仿真和测量表明,模式转换器具有较好的脉冲响应,可以应用于脉冲宽度为几十纳秒以上的工作场合。频域和时域两方面的测量都表明,在2.1GHz处,模式转换器的插损小于0.1 dB,表明该模式转换器的转换效率较高。以本文研制的模式转换器为核心,配以商品化的波导同轴转换器后,研制的圆波导 TM_{01} 模式激励器已经成功用于圆波导耦合器的性能标定之中。

关键词 高功率微波 在线测量 TM_{01} 模式转换器 TM_{01} 模式激励器

中图分类号: TN98, TM931 文献标识码: A doi: 10.13922/j.cnki.cjvst.202210014

高功率微波 (HPM) 在线测量是一种有效的 HPM 测量技术,不仅可以对 HPM 系统工作的稳定性进行实时监测,也可以对在线测量系统经过良好标定后对 HPM 的功率与传输模式进行测量^[1-5]。圆波导在线耦合器作为 HPM 在线测量技术中的核心器件^[6-7],其中传输模式多采用横磁波 $01(TM_{01})$ 模式,因此在实际性能标定中需要有能够产生 TM_{01} 模式的激励器以便对耦合器进行标定。并且随着 HPM 技术向不同微波波段的扩展^[8-10],对不同波段的圆波

导 TM_{01} 模式的激励器的需求也越来越迫切。

模式激励器的核心是模式转换器,目前已提出的模式转换器,结构上可以分为直线型和弯折型两大类^[11],直线型模式转换器的优势在于结构紧凑、便于加工;弯折型模式转换器根据弯折类型有直角弯折型和曲线弯折型,具有较大的功率容量。根据工作波段分类,大多数模式转换器均工作在 X 波段^[12-16],少数模式转换器工作在 L 波段^[17]、C 波段^[18]、Ku 波段^[19] 以及 Ka 波段^[20],但是有关 S 波段圆波导

TM₀₁ 模式激励器的报道并不是很多。虽然文献^[21]报道了一种同轴横电磁波 (TEM) 模式转圆波导 TM₀₁ 模式的激励器, 但是这种激励器对于其中的同轴内导体的旋转对称性的要求非常苛刻, 不方便加工和现场标定的使用。

中国科学技术大学崔新红报道了一种高转换效率的 X 波段 TM₀₁ 模式激励器^[22], 本文在此基础上设计研究了一种工作于 S 波段的矩形波导横电波 10(TE₁₀) 模式转圆波导 TM₀₁ 的模式转换器, 并配以商品化的波导同轴转换器(文中简称波同转换), 研制出一种 S 波段的圆波导 TM₀₁ 模式激励器。为满足该 TM₀₁ 模式激励器在窄脉冲状态下工作的需求, 本文采用 CST 仿真软件, 首先在频域方面对 TM₀₁ 模式转换器结构参数进行了仿真优化, 获得了良好传输性能与较高转换效率的 TM₀₁ 模式转换器。其次在时域方面对 TM₀₁ 模式转换器的脉冲工作性能进行了仿真, 证明其可以工作在窄脉冲状态下。最后, 加工得到该模式转换器实物后, 对它进行了频域和时域两方面的测量, 测量结果与仿真具有一致性。研究结果为实现 S 波段高功率微波在线测量提供了有力的技术支持。

1 TM₀₁ 模式转换器的工作原理和基本结构

1.1 TM₀₁ 模式转换器的工作原理

模式转换器工作原理大多是利用波导中的不均匀性来激励出多种模式, 然后通过谐振腔结构来抑制其他多余模式, 进而获得所需要的单一传输模式。本文提出的 S 波段矩形波导 TE₁₀-圆波导 TM₀₁ 模式转换器, 其结构和相应的参量如图 1 所示, 结构包含四个部分, 分别为标准矩形波导、矩形槽、低过

模圆波导、阻抗变换段。其中标准矩形波导分为矩形波导传输段和矩形波导截止段。

该模式转换器中, 当标准矩形波导的输入端口 1 注入 TE₁₀ 模式时, 由于低过模圆波导的底部中心点落在标准矩形波导的中心轴线上, 则在矩形波导与低过模圆波导交界处 TM₀₁ 模式与 TE₁₀ 模式具有相同的电场法向分量和磁场法向分量, 横电波 11(TE₁₁) 模式与 TE₁₀ 模式具有相同磁场切向分量, 故根据耦合波理论, 圆波导中将同时激发出 TM₀₁ 和 TE₁₁ 模式, 同时由于圆波导的低过模性将截止高于 TM₀₁ 的传输模式。因此在低过模圆波导中传输模式为 TE₁₁ 及 TM₀₁。而在标准矩形波导与低过模圆波导交界处的矩形槽的作用在于切断 TE₁₁ 模式的表面电流来抑制 TE₁₁ 模式, 同时不破坏 TM₀₁ 的电场分布。在阻抗变换段中, 实现了从低过模圆波导到目标圆波导(即圆波导耦合器)的变换, 最终模式转换器输出的是 TM₀₁ 模式。

1.2 模式转换器的基本结构参数

由于该模式转换器在实际使用时需要与商品化的波同转换器配合连接, 且其工作频率为 2.1 GHz, 所以选择标准矩形波导型号为 BJ22。根据圆波导的截止与传播区域, 低过模圆波导想要对高于 TM₀₁ 的传输模式进行截止, 则其直径 D 需满足式 (1), 其中 λ 为自由空间波长。在该模式转换器实际使用时, 阻抗变换段第三级是与圆波导耦合器进行直接对接的, 因此第三级的直径 D_3 与 S 波段圆波导耦合器直径一致为 190 mm。

$$1.03D < \lambda < 1.705D \quad (1)$$

2 模式转换器的仿真优化

2.1 仿真优化方案

模式转换器仿真优化设计以良好的传输特性和较高的模式转换效率为目标。将整个模式转换器看作一个二端口器件, 根据二端口网络 S 散射参数定义, 优化设计目标为: 以 2.1 GHz 为工作中心频率点, ± 20 MHz 带宽范围内的 $S_{11} < -20$ dB, 在该带宽内 $S_{21} > -0.1$ dB。利用 CST 微波工作室对模式转换器建立了如图 2 所示的模型, 仿真分析了模式转换器中各项结构参数与模式转换器性能的关系。图 2 中, Port 1 为微波信号输入端口, Port 2 为信号输出端口。

针对优化目标, 利用 CST 中的扫参功能, 首先

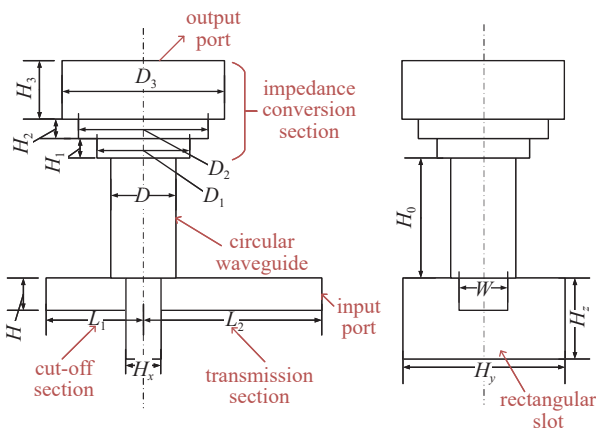


图1 模式转换器结构示意图

Fig. 1 Schematic of the mode converter structure

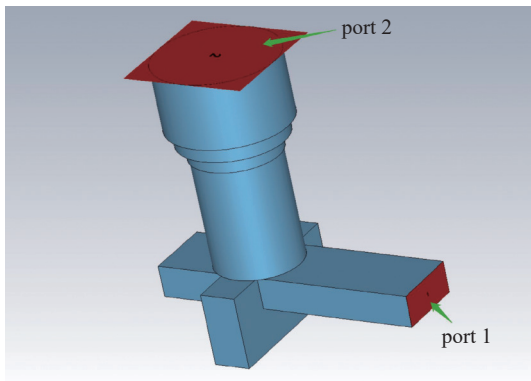


图2 模式转换器 CST 仿真模型

Fig. 2 Mode converter CST simulation model

对模式转换器中低过模圆波导的直径 D 、标准矩形波导传输段长度 L_2 和截止段长度 L_1 、以及矩形槽的长度 H_x 、宽度 H_y 和高度 H_z 这六个参数进行扫参, 得到这些参数对模式转换器 S 参数的影响规律后, 对参数尺寸进行优化选择。在此基础上, 再利用 CST 中的 optimizer 功能对阻抗变换段的第一、二级圆波导的直径 D_1 、 D_2 和高度 H_1 、 H_2 以及第三级圆波导的高度 H_3 进行优化。

2.2 主要结构参数对模式转换器性能的影响

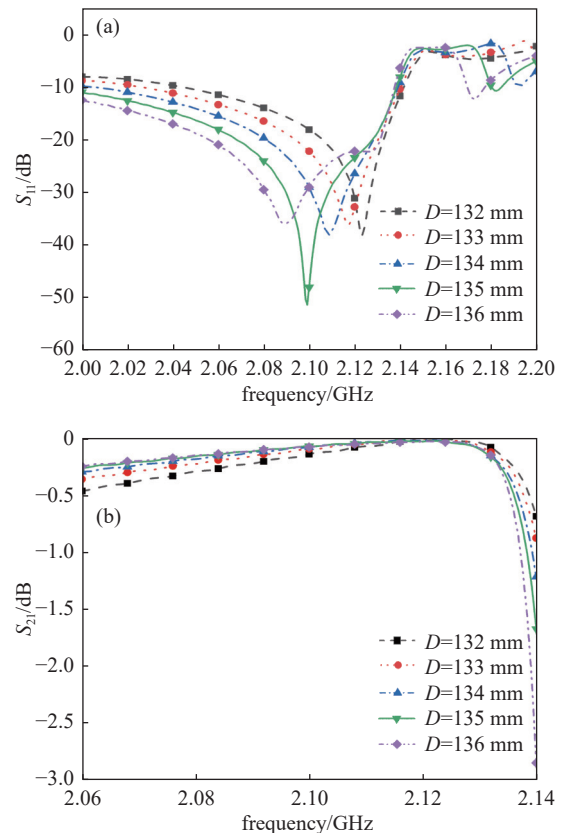
2.2.1 低过模圆波导直径 D

通过对低过模圆波导直径 D 参数进行扫参后, 得到如图 3 所示的结果。由图 3(a) 可见, 随着低过模圆波导直径 D 的增大, 模式转换器工作中心频率点逐渐减小, 当 $D=135$ mm 时, 工作中心频率点为所需的 2.1 GHz, 并且此时工作中心频率点的反射系数 S_{11} 最小。根据图 3(b) 可以看到, 在工作中心频率点 2.1 GHz, ± 40 MHz 内, 低过模圆波导直径 D 的变化对传输系数 S_{21} 的影响较小。

2.2.2 标准矩形波导长度参数

根据图 1 可以看到, 标准矩形波导分为两部分, 分为截止段与传输段。传输段长度 L_2 为从输入端口 Port1 到低过模圆波导中心轴的距离, 截止段长度 L_1 为剩余标准矩形波导的长度。对 L_1 、 L_2 的扫参结果分别如图 4(a)、(b) 所示。

截止段长度 L_1 与模式转换器工作中心频点有关, 根据图 4 可以看到, 随着 L_1 的增大, 工作中心频点逐渐增大, 且中心频点处的反射系数 S_{11} 先增大后减小。当 $L_1=137$ mm 时, 工作中心频点位于 2.1 GHz, 且此时反射系数 S_{11} 最小。传输段长度 L_2 对模式转换器性能并无影响, 这方便后续实验测量中与波同转换对接。

图3 低过模圆波导直径 D 对模式转换器性能影响。(a) D 对反射系数 S_{11} 的影响; (b) D 对传输系数 S_{21} 的影响Fig. 3 Effect of low over-mode circular waveguide diameter D on mode converter performance. (a) D to S_{11} , (b) D to S_{21}

2.2.3 矩形槽参数

矩形槽参数为长度 H_x 、宽度 H_y 及高度 H_z 。对矩形槽参数的扫参结果分别如图 5、图 6 和图 7 所示。可以看出, 随着矩形槽长度 H_x 的增大, 模式转换器的工作中心频率逐渐增大, 并且当 $H_x=55$ mm 时模式转换器在 2.1 GHz 时反射系数 S_{11} 接近 -50 dB, 且工作带宽较宽(以 $S_{11} < -20$ dB 为准)。矩形槽宽度 H_y 与模式转换器的工作带宽有关, 可以看到当 H_y 由 235 mm 增大到 243 mm 时, 工作带宽由 ± 40 MHz 减小到 ± 10 MHz。矩形槽高度 H_z 同时影响模式转换器的工作中心频点与工作带宽, 随着 H_z 的增大, 工作中心频点逐渐减小, 工作带宽也逐渐减小。取 $H_z=124.61$ mm 时, 工作中心频点位于 2.1 GHz, 工作带宽为 ± 30 MHz。

2.3 优化后模式转换器的最终特性

2.3.1 模式转换器的 S 参数指标

依照 2.1 中的仿真优化方案, 最终得到的模式转换器 S 参数指标结果如图 8 所示。可以看出, 模

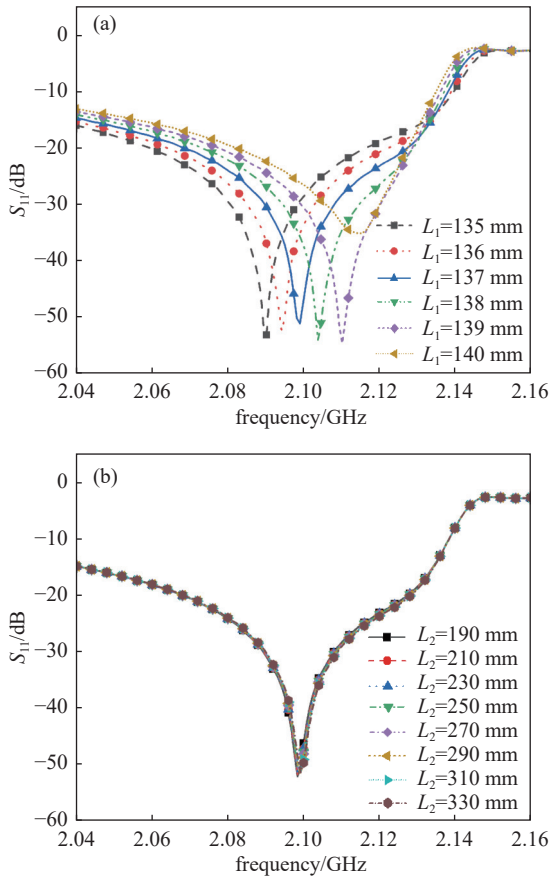


图4 标准矩形波导长度对模式转换器性能的影响。(a) L_1 对反射系数 S_{11} 的影响; (b) L_2 对反射系数 S_{11} 的影响

Fig. 4 Effect of standard rectangular waveguide length on mode converter type performance. (a) L_1 to S_{11} , (b) L_2 to S_{11}

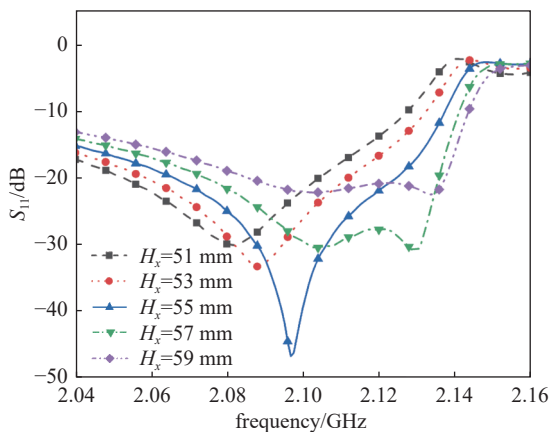


图5 矩形槽长度 H_x 对模式转换器 S_{11} 的影响
Fig. 5 Effect of H_x on mode converter S_{11}

式转换器的中心频率为 2.1 GHz, 且对应于 $S_{11} < -20$ dB 的工作带宽为 60 MHz, 在该带宽范围内的 $S_{21} > -0.1$ dB, 达到设计要求。

模式转换器中 TE_{11} 模式和一些高次模的 S_{21} 仿

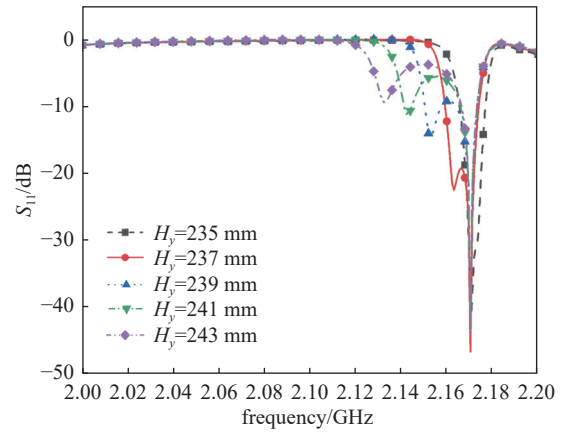


图6 矩形槽宽度 H_y 对模式转换器 S_{11} 的影响
Fig. 6 Effect of H_y on mode converter S_{11}

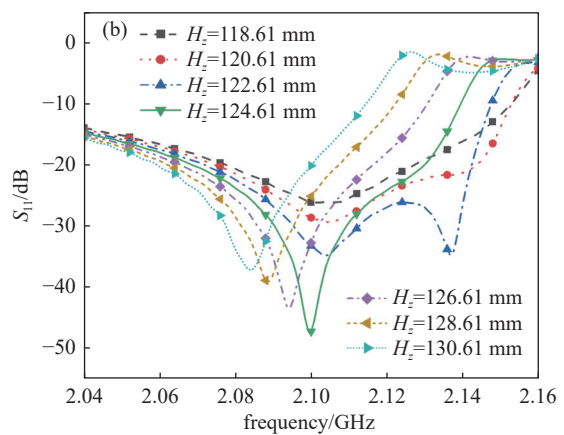
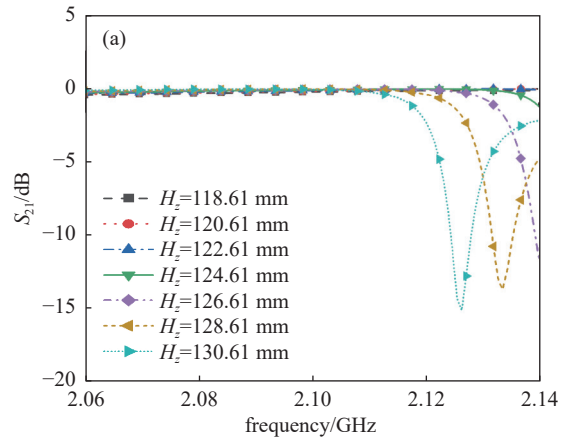


图7 矩形槽高度 H_z 对模式转换器 S 参数的影响。(a) H_z 对传输系数 S_{21} 的影响; (b) H_z 对反射系数 S_{11} 的影响
Fig. 7 Effect of H_z on mode converter S-parameters. (a) H_z to S_{21} , (b) H_z to S_{11}

真情况, 如图 9 所示。可以看出, 对于基模 TE_{11} 的水平极化模式而言, 在中心频点 2.1 GHz 处, $S_{21} \approx -18$ dB, 且在工作带宽内, $S_{21} < -15$ dB; 对于 TE_{11} 的垂直极化模式来说, 在 2.1 GHz \pm 100 MHz 内, $S_{21} < -80$ dB; 这说明基模 TE_{11} 被明显抑制。从图 9 还可以看出,

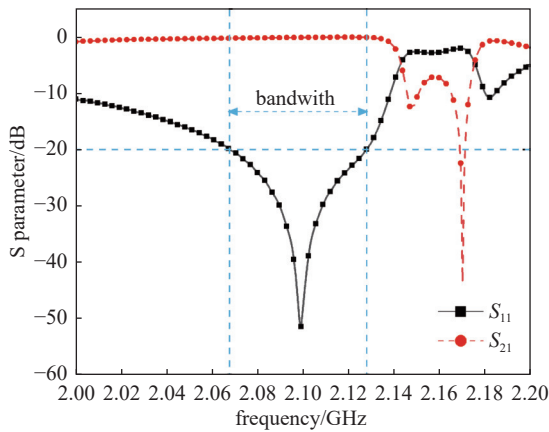


图8 模式转换器 S 参数优化结果

Fig. 8 Mode converter S-parameter optimization results

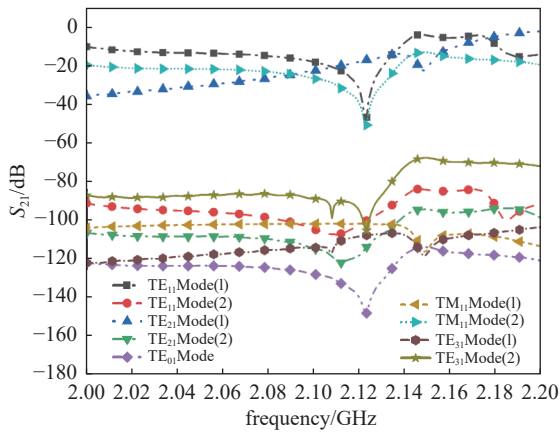


图9 模式转换器中 TE₁₁ 模式和高次模传输情况

Fig. 9 TE₁₁ mode and high sub-mode transmission in the mode converter

在工作带宽范围内,一些高次模的传输系数 S_{21} 也较小。图 8 和图 9 表明,该模式转换器中 TM₀₁ 模式的纯度较高。优化后模式转换内器内的场分布如图 10 所示,可以看到端口 1 的场分布为 TE₁₀ 模式,端口 2 的场分布为 TM₀₁ 模式,并且模式纯度较高,基本实现了模式转换的要求。

2.3.2 模式转换器在脉冲状态下的工作性能

在模式转换器完成 S 参数指标优化后,本文还将关注模式转换器在脉冲信号激励时的工作性能。同样利用 CST 微波工作室仿真,在模式转换器输入端口用 2.1 GHz、脉冲宽度为 1 μ s、幅度为 1 V 以及无上升沿的理想脉冲调制信号进行激励,激励波形如图 11 所示。

图 12 是模式转换器输出端口的信号波形,从图 12 可见,模式转换器并未对信号传输造成太大的影响,脉冲调制信号波形形状并未发生明显的改变,脉冲宽度仍为 1 μ s。由于模式转换器存在插损,所

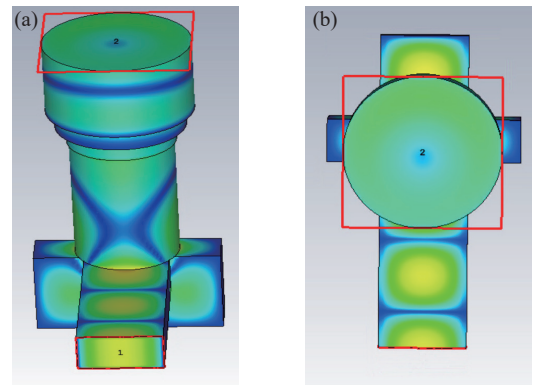


图10 模式转换器模式传输情况。(a) 整体传输情况;(b) 输出端口模式分布

Fig. 10 Mode converter mode transmission. (a) Overall transmission, (b) Output port mode distribution

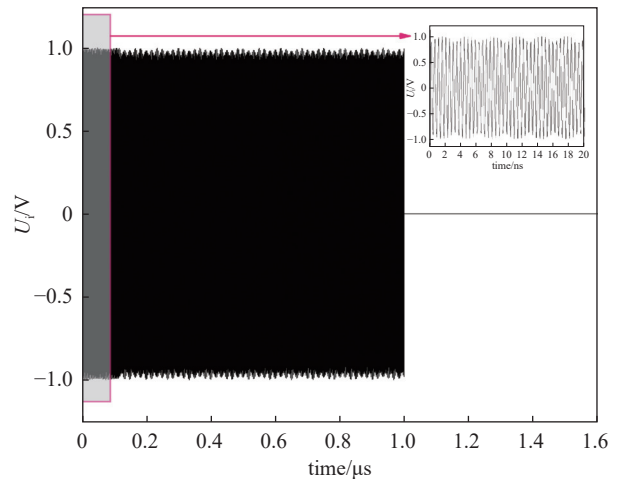


图11 输入端口激励脉冲调制信号

Fig. 11 Input port excitation pulse signal

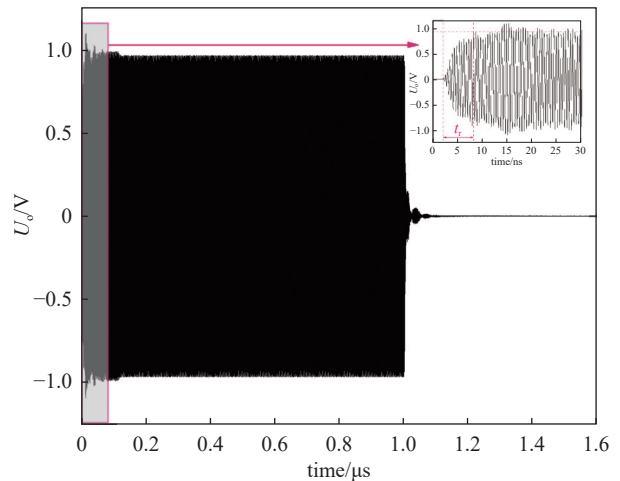


图12 输出端口脉冲信号

Fig. 12 Output port pulse signal

以输出信号幅度有所降低。根据图 12 中输出端口信号上升沿的局部放大图可见,调制脉冲的包络出

现约 6 ns 的上升沿,之后出现明显的平顶。虽然在 1 μ s 后存在略微的拖尾和振荡现象,但总体来看,模式转换器对脉冲调制信号的传输并未造成影响,可以认为模式转换器可以工作在脉宽为几十纳秒的脉冲调制状态中。

3 TM_{01} 模式转换器的实验测量

把模式转换器与商品化的波导同轴转换器连接,就构成了圆波导 TM_{01} 模式激励器。对该激励器的性能从频域和时域两方面进行了测量。频域方面,采用 ROHDE&SCHWARZ ZNB20 矢量网络分析仪对激励器的 S 参数进行测量。时域方面,采用 KEY SIGHT E8257D 微波信号源输出的脉冲调制信号作为激励器的输入信号,采用 LeCory 10-36Zi-A 和 Tektronix MSO64 高速示波器对激励器的输出信号进行测量。

3.1 频域测量

3.1.1 波导同轴转换器的测量

实际实验中,需要将矢量网仪输出的信号转换为能在矩形波导中传输的微波信号,因此在整个实验过程中都会用到波导同轴转换器,此实验中会用到两个波导同轴转换器,均为西安恒达微波电子有限公司的产品,型号为 HD-22WCAN。

首先对两个波导同轴转换的反射系数分别进行测量,测量方法为将两个波导同轴转换器分别与波导匹配负载连接后再利用矢量网仪进行测量。测量结果显示两个波导同轴转换器在 2.1 GHz 处的反射系数大致为 -23.61 dB,说明选用的波导同轴转换器是合适的。其次将两个波导同轴转换器对接后与矢量网仪连接,并进行 S_{21} 的测量,该结果代表这两个波导同轴转换器对接造成的插损,结果表明 $S_{21} \approx -0.206$ dB,因此单个波导同轴转换器造成的插损大约为 0.103 dB。在后续模式转换器插损的测量中,将以此对波导同轴转换器带来的插损进行扣除。

3.1.2 TM_{01} 模式转换器的测量

将两个模式转换器直接对接,并在两端同时连接波导同轴波导转换器,并与矢量网络分析仪连接。连接示意图如图 13 所示,测试现场如图 14 所示。

设置矢量网仪输出功率为 10 dBm,测量频率范围为 2 GHz~2.2 GHz,测量结果如图 15 所示。

从图 15 可以看出,激励器在 2.1 GHz 处反射系

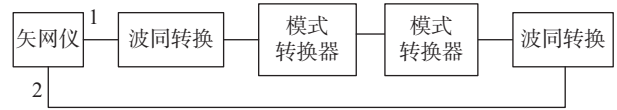


图13 模式转换器测试连接示意图

Fig. 13 Schematic diagram of the mode converter test connection

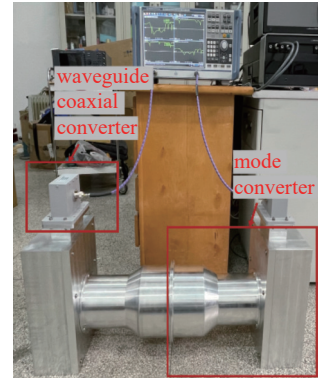


图14 激励器测量现场

Fig. 14 Exciter measurement site

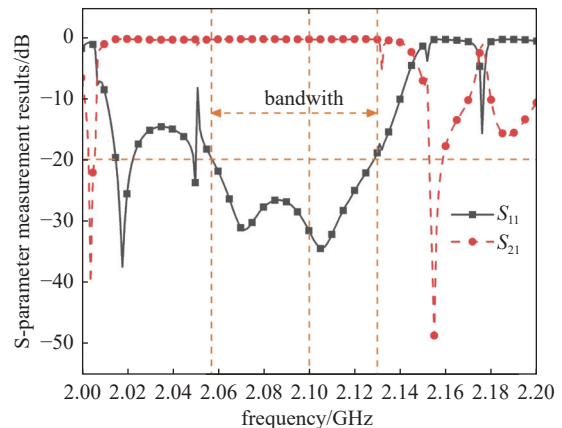


图15 激励器 S 参数测量结果

Fig. 15 Exciter S-parameter measurement results

数 $S_{11} = -31.49$ dB, 传输系数 $S_{21} = -0.373$ dB, 扣除波同转换造成的插损,则单个模式转换器真正的传输系数 $S_{21} = -0.0835$ dB。从图 15 还可以看出,在 2.058 GHz 到 2.128 GHz 频率范围内, $S_{11} < -20$ dB, 扣除波同转换造成的插损后,单个模式转换器的传输系数 $S_{21} > -0.1$ dB,均满足设计目标要求,因此该模式转换器的实际工作带宽为 70 MHz。

3.2 时域测量

激励器的时域测量现场如图 16 所示。设置信号源的频率为 2.1 GHz,分别输出连续正弦波和矩形脉冲调制波形。时域测量分为三步,第一步是直接测量信号源输出的波形信号 U_1 ,如图 16(a) 所示;

第二步是测量通过对接的波导同轴转换器后的信号 U_{bt} , 如图 16(b) 所示; 第三步是测量通过波同转换和模式转换器后的信号 U_o , 如图 16(c) 所示。通过这三步时域测量, 来确定模式转换器能否适用于脉冲工作状态。



图16 模式转换器时域测量系统搭建示意图。(a) 信号源输出波形测量; (b) 经波同转换后的波形测量; (c) 经模式转换器后的波形测量; (d) 测量现场

Fig. 16 Schematic diagram of a mode converter time domain measurement system. (a) Measurement of U_i , (b) measurement of U_{bt} , (c) measurement of U_o , (d) measurement site

3.2.1 激励器的脉冲特性

设置信号源输出功率 P_i 为 0 dBm, 脉冲宽度为 $1 \mu\text{s}$, 用 Tektronix MSO64 高速示波器测得 U_i 、 U_{bt} 、 U_o 的波形分别如图 17、图 18 和图 19 所示。根据示波器测量结果, 信号源输出的脉冲波信号 U_i 上升沿 t_{ri} 为 2.48 ns; 经过波同转换后 U_{bt} 波形形状并未发生改变, 但上升沿 t_{bt} 延长到 4.32 ns; 经过波同转换和模式转换器后 U_o 波形形状也并未发生改变, 但上升沿 t_{ro} 延长到 8.16 ns。

进一步的, 在信号源输出幅度为 0 dBm, 宽度为 100 ns 的脉冲调制信号下, 我们采用更高采样率的 LeCory 10-36Zi-A 高速示波器测量了经过波导同轴转换和模式转换器后的波形 U_o , 测量结果如图 20 所示。从图 20 可以看到, 经过波导同轴转换

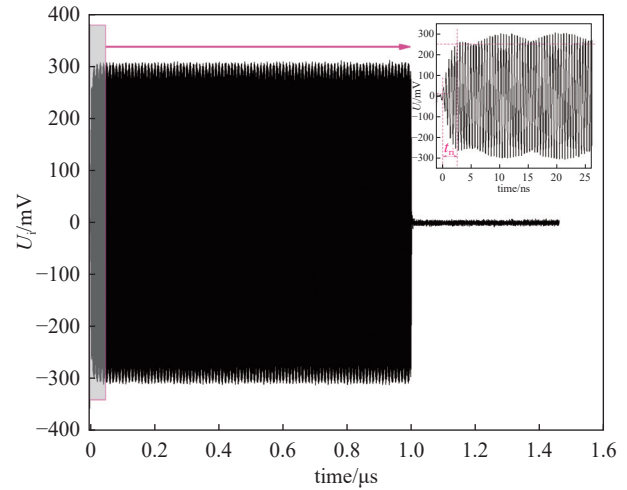


图17 信号源输出波形 U_i

Fig. 17 Output waveform U_i of signal source

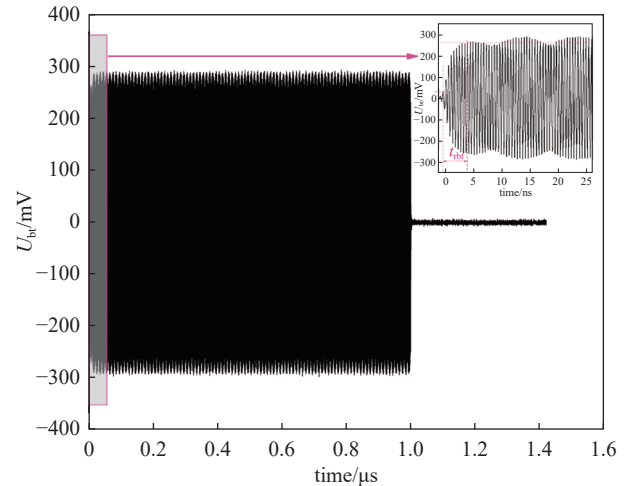


图18 经过波导同轴转换器后的波形测量结果 U_{bt}

Fig. 18 Waveform measurements after waveguide-to-coaxial converter U_{bt}

器和模式转换器后, U_o 波形的上升沿 t_{ro} 延长到 11.25 ns, 在此之后出现平顶。综合图 19 和图 20 的测量表明, 激励器的上升沿大致在 10 ns 附近, 因此可以认为激励器可以应用于脉宽大于几十纳秒的脉冲工作状态之中。

3.2.2 模式转换器的插损测量

本文通过示波器测量得到的信号脉冲幅度, 提出了基于时域信号幅度计算模式转换器插损的方法。设 P_i 为设定的信号源输出功率, A_i 、 A_{bt} 、 A_o 分别代表 U_i 、 U_{bt} 、 U_o 信号的电压幅度。设单根电缆线造成的插损为 IL_i 、单个波导同轴转换器的插损为 IL_{bt} 、单个模式转换器的插损为 IL_o 。设 P_{bt} 为 U_{bt} 信号对应的功率, P_o 为 U_o 信号对应的功率。根据图 16(b)、图 16(c) 的测量示意图, 得到

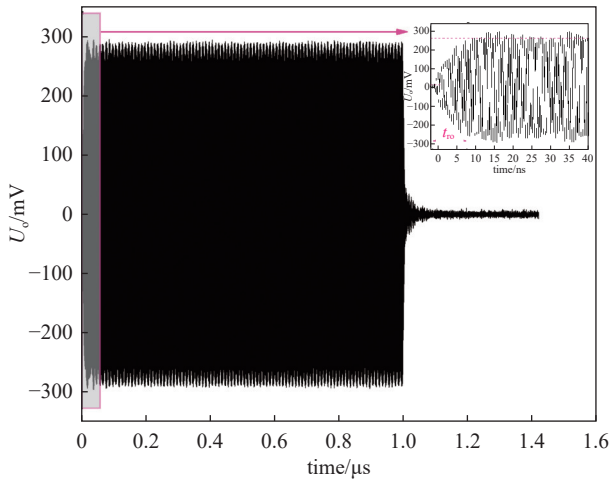


图19 经过波导同轴转换器和模式转换器后的波形测量结果 U_o 。

Fig. 19 Waveform measurements after waveguide-to-coaxial converter and mode converter U_o 。

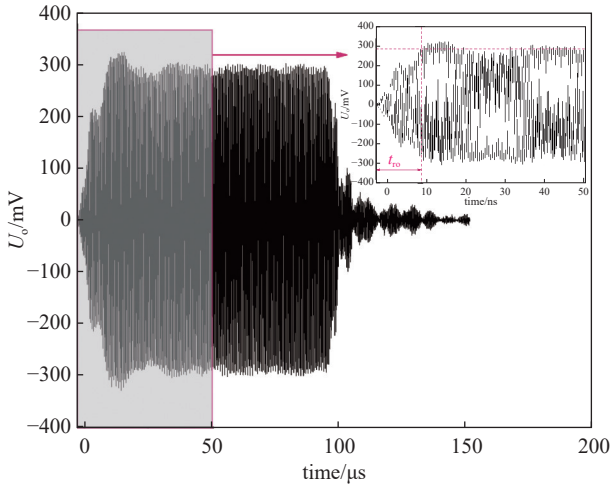


图20 100 ns 脉冲调制信号经过波导同轴转换器和模式转换器后的波形测量结果 U_o 。

Fig. 20 Waveform measurements of 100 ns pulse modulated signal after waveguide coaxial converter and mode converter U_o 。

$$2IL_i + 2IL_{bt} = P_i - P_{bt} \quad (2)$$

$$2IL_i + 2IL_{bt} + 2IL_o = P_i - P_o \quad (3)$$

$$P_{bt} = 10 \lg \left[\frac{\left(\frac{A_{bt}}{1000 \times \sqrt{2}} \right)^2 \times 1000}{50} \right] = 10 \lg \left(\frac{A_{bt}^2}{100000} \right) \quad (4)$$

$$P_o = 10 \lg \left[\frac{\left(\frac{A_o}{1000 \times \sqrt{2}} \right)^2 \times 1000}{50} \right] = 10 \lg \left(\frac{A_o^2}{100000} \right) \quad (5)$$

这里 A_i 、 A_{bt} 、 A_o 的单位为 mV, P_i 、 P_{bt} 、 P_o 的单位为 dBm, IL_i 、 IL_{bt} 、 IL_o 的单位为 dB。通过式 (2)、(3)、(4) 和 (5) 可计算得到

$$IL_o = 10 \lg \left(\frac{A_{bt}}{A_o} \right) \quad (6)$$

在插损测量中, 设置信号源分别发射 2.1 GHz 脉冲信号和 2.1 GHz 连续波信号, 并将信号幅度的测量与插损计算结果总结到表 1 中。

表 1 基于时域信号幅度测量的模式转换器插损的计算结果
Tab. 1 Calculation of mode converter insertion loss based on time domain signal amplitude measurements

信号类型	P_i /dBm	A_{bt} /mV	A_o /mV	IL_o /dB
1μs 脉冲信号	0	277.11	274.59	0.040
1μs 脉冲信号	10	889.74	885.12	0.023
连续波信号	0	287.74	284.19	0.054
连续波信号	10	925.93	913.85	0.057

从表 1 看出, 用时域法测得的单个模式转换器的插损小于 0.06 dB, 与 3.1 中的频域测量结果相比, 两种测量方法测得的模式转换器插损结果具有一致性。结合 3.2.1 中模式转换器的脉冲工作性能, 证明该模式转换器在脉冲信号状态下可以正常工作。

目前, 以本文研制的模式转换器为核心, 配以商品化的波导同轴转换器后, 得到的 TM_{01} 模式激励器已经成功用于 S 波段圆波导耦合器的性能标定之中, 并且耦合度标定结果与耦合器的仿真结果一直, 符合耦合器的设计预期, 为高功率微波在线测量系统搭建提供了可靠的技术支持。

4 结论

为了满足一种用于 S 波段高功率微波在线测量的圆波导耦合器进行标定的需求, 本文提出了一种工作于 S 波段矩形波导 TE_{10} -圆波导 TM_{01} 模式转换器, 并对模式转换器的工作性能进行仿真优化, 且完成加工后进行了频域和时域两种测量。

利用 CST 微波工作室对模式转换器进行建模后, 针对其主要结构参数进行了扫参分析及优化, 得到参数对模式转换器工作性能如工作中心频点、工作带宽等的影响规律, 并结合多参数共同优化算法得到了工作中心频点位于 2.1 GHz、工作带宽 60 MHz 内 $S_{11} < -20$ dB, $S_{21} > -0.1$ dB, 工作性能良好的模式转换器。

配以商品化的波导同轴转换器, 实现了圆波导

TM_{01} 模式激励器。对激励器分别进行了频域和时域测量。频域方面, 实测得到激励器在 2.1 GHz 处反射系数 S_{11} 为 -31.49 dB, 单个模式转换器的插损为 0.0835 dB, 并且工作带宽为从 2.058 GHz 到 2.128 GHz 频率。时域测量从两方面出发, 一方面是对激励器的脉冲信号的上升沿改变进行了测量, 结果为 10 ns 左右; 另一方面是提出了基于信号幅度来计算模式转换器插损的方法, 根据示波器测量信号幅度计算该模式转换器插损小于 0.06 dB。这些测量结果和仿真结果具有一致性。

以本文研制的模式转换器为核心, 配以商品化的波同转换器后, 研制的 TM_{01} 模式激励器已经成功用于 S 波段高功率微波在线测量系统中 TM_{01} 模式圆波导耦合器的性能标定之中, 说明本文研制的模式转换器是成功的, 为高功率微波在线测量系统搭建提供了可靠的技术支持。

参 考 文 献

- [1] Wang W X. Power, frequency and modes measurement of high-power microwave[J]. Vacuum Electronics, 2019(5): 70-88 (王文祥. 高功率微波功率、频率和模式的测量[J]. 真空电子技术, 2019(5): 70-88(in chinese))
- [2] Zhang L G, Tan W B, Li X Z, et al. Mode suppressor applied in Ku-band online measurement system[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2020, 18(01): 112-115 (张立刚, 谭维兵, 李小泽, 等. 模式抑制器在Ku波段在线测量系统中的应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2020, 18(01): 112-115(in chinese))
- [3] Bai Z. Research on the diagnosis methods of the output modes generated by overmoded O-type cerenkov high power microwave source[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2012 (白珍. 过模 O 型 Cerenkov 高功率微波源输出模式诊断方法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2012(in chinese))
- [4] Peng S R. Investigation on diagnosis and conversion transmission techniques of TM_{0n} mixed modes for high-power microwave applications[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016 (彭升人. 高功率微波 TM_{0n} 混合模式诊断与转换发射技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2016(in chinese))
- [5] Zhang Z Q. Circularly polarized radiation techniques for high power microwaves [D]. Xidian University, 2015 (张治强. 高功率微波圆极化辐射技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2015(in chinese))
- [6] Sun J, Hu Y M, Zhang L G, et al. Application of circular waveguide couplers in high power microwave measurement[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014, 26: 063040(in chinese) (孙钧, 胡咏梅, 张立刚, 等. 圆波导定向耦合器在高功率微波测量中的应用[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26: 063040(in chinese)(in chinese))
- [7] Ren J, Weng M, Lei L, et al. Method for identifying TE_{11} mode in TM_{01}/TE_{11} mixed mode system with eight-hole coupler[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2022, 34(9): 5-12 (任杰, 翁明, 雷乐, 等. 用八孔耦合器识别 TM_{01}/TE_{11} 混模中 TE_{11} 模式的方法[J]. 强激光与粒子束, 2022, 34(9): 5-12(in chinese))
- [8] Liu M, Liu X L, Yan F, et al. Miniaturized high power microwave radiation-field measuring antenna at L-band[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2015(4): 125-129 (刘敏, 刘小龙, 晏峰, 等. 小型L波段高功率微波辐射场测量系统接收天线[J]. 强激光与粒子束, 2015(4): 125-129(in chinese))
- [9] Zhu Z B, Wang X L, Wu Q F, et al. Research of S-band high power microwave test bench[J]. Atomic energy science and technology, 2013(1): 133-136 (朱志斌, 王修龙, 吴青峰, 等. S波段高功率微波测试台架的研制[J]. 原子能科学技术, 2013(1): 133-136(in chinese))
- [10] Bai Z. Investigation on Ka-band super overmoded coaxial Cerenkov high power microwave oscillator[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017 (白珍. Ka波段大过模同轴Cerenkov型高功率微波振荡器研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2017(in chinese))
- [11] Cui X H. Study on the novel design method of high-power circular waveguide mode converter[D]. University of Science and Technology of China, 2020 (崔新红. 新型高功率微波圆波导模式转换器设计方法的研究[D]. 中国科学技术大学, 2020(in chinese))
- [12] Zhang H, He Y, Gan L, et al. A new curved circular waveguide high power TE_{11} - TM_{01} mode converter[J]. Journal of Hangzhou Dianzi University(Natural Sciences), 2022, 42(4): 13-18 (张浩, 何云, 干莉, 等. 新型弯折式圆波导高功率 TE_{11} - TM_{01} 模式转换器[J]. 杭州电子科技大学学报(自然科学版), 2022, 42(4): 13-18(in chinese))
- [13] Guo L T, Huang W H, Sun J, et al. Circular waveguide TM_{01} -rectangular waveguide TE_{10} mode converter[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2015(9): 172-176 (郭乐田, 黄文华, 孙钧, 等. 圆波导 TM_{01} -矩形波导 TE_{10} 模式转换器[J]. 强激光与粒子束, 2015(9): 172-176(in chinese))

- [14] Zhang X G, Li S F. Design of a compact circularly polarized TM₀₂-TE₁₁ mode converter[J]. *Journal of Southwest University of Science and Technology*, 2017, 32(1): 92-96 (张信歌, 李少甫. 紧凑型圆极化TM₀₂-TE₁₁模式转换器的设计[J]. *西南科技大学学报*, 2017, 32(1): 92-96(in chinese))
- [15] Wang K, Li T, Li H, et al. A compact dual-band mode converter for high-power microwave applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, PP(99)
- [16] 张晨, 刘强, 杜广星, 等. 紧凑型高功率微波圆波导TM₀₁-TE₁₁模式转换器[C]//. 2021年全国天线年会论文集, 2021: 2123-2125
- [17] Xu G, Zeng R. Compact TE₃₁-TE₁₁high power microwave mode convertor based on long coupling slot[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2017, 29(12): 34-38 (徐刚, 曾荣. 基于长缝耦合的紧凑型TE₃₁-TE₁₁高功率微波模式变换器[J]. *强激光与粒子束*, 2017, 29(12): 34-38(in chinese))
- [18] Zhao L S, Yuan C W, Zhang J D, et al. Design of low over-moded high power microwave rectangular-circular mode onverter[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2011, 23(11): 3087-3090 (赵立山, 袁成卫, 张建德, 等. 低过模高功率微波方圆模式转换器设计[J]. *强激光与粒子束*, 2011, 23(11): 3087-3090(in chinese))
- [19] Liang Y, Liu Q X, Zhang J Q, et al. Design of mode converter using orthogonal circular waveguide[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2018, 30(8): 58-62 (梁源, 刘庆想, 张健穹, 等. 一种直角转弯圆波导模式转换器设计[J]. *强激光与粒子束*, 2018, 30(8): 58-62(in chinese))
- [20] Peng S R, Yuan C W, Shu T, et al. Design of Ka-band high power TM_{0n}-TEM hybrid modes convertor[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016, 28(3): 76-80 (彭升人, 袁成卫, 舒挺, 等. Ka波段高功率微波TM_{0n}-TEM混合模式转换器设计[J]. *强激光与粒子束*, 2016, 28(3): 76-80(in chinese))
- [21] Jin L. Research on wide-band circular waveguide TM₀₁ mode actuator[D]. University of Electronic Science and Technology of China, 2018 (金磊. 宽带圆波导TM₀₁模式激励器研究[D]. 电子科技大学, 2018(in chinese))
- [22] Cui X, Wang G, Jiang T, et al. High-Efficiency, Broadband Converter From A Rectangular Waveguide TE₁₀ Mode to A Circular Waveguide TM₀₁ Mode for Over-moded Device Measurement. *IEEE Access*, Access, IEEE. 2018; 6: 14996-15003