

圆波导 TM_{01} 模式转换器中 TE_{11} 和 TE_{21} 模式对圆波导耦合器耦合度的影响

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

Effect of the TE_{11} and TE_{21} Modes in the Circular Waveguide TM_{01} Mode Converter on the Coupling Degree of the Circular Waveguide Coupler

CHEN Jiahui, ZHOU Zhenyu, WENG Ming*, CAO Meng
(Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract In order to accurately measure the coupling degree of the circular waveguide coupler, the influence of TE_{11} and TE_{21} modes on the coupling degree of the circular waveguide TM_{01} mode converter is studied in this paper. According to the characteristics of TM_{01} , TE_{11} and TE_{21} mode field distribution in a circular waveguide, the influence of TE_{11} or TE_{21} mode content on coupling degree dispersion is studied by CST simulation. The influence of the relative angle between two mode converters on the mode in the coupler and the coupling degree dispersion is studied by simulation and experimental measurement. The results show that the dispersion of coupling degree increases with the increase of TE_{11} or TE_{21} mode content in couplers. When the coupling degree is measured with a rectangular TE_{10} to circular waveguide TM_{01} mode converter, the dispersion is large, and a small amount of TE_{21} mode will appear in the coupler when the relative angle between the two mode converters is 0° or 180° , while a small amount of TE_{11} mode will appear in the coupler when the relative angle is 90° or 270° . When the coupling degree is measured by the coaxial TEM to circular waveguide TM_{01} mode converter, there is almost no TE_{11} mode and TE_{21} mode in the coupler, and the coupling degree is less dispersed. Comparing the simulation and experiment results of two different types of circular waveguide TM_{01} mode converters in coupling degree measurement, it is concluded that using the average coupling degree can better eliminate the coupling degree dispersion and reflect the real coupling degree of couplers. The research provides a new test method and basis for accurately calibrating the coupling degree of couplers.

Keywords Coupler, Mode converter, Circular waveguide, Average coupling degree

摘要 为了准确地测量出圆波导耦合器的耦合度,文章研究了圆波导 TM_{01} 模式转换器中 TE_{11} 和 TE_{21} 模式对耦合度的影响。依据圆波导中 TM_{01} 、 TE_{11} 和 TE_{21} 模式场分布的特点,用 CST 仿真研究了 TE_{11} 或 TE_{21} 模式的含量对耦合度分散性的影响。采用仿真和实验测量,对测量过程中两个模式转换器之间的相对角度对耦合器中出现的模式以及耦合度分散性的影响进行了研究。结果表明,随着耦合器中 TE_{11} 或 TE_{21} 模式含量的增加,耦合度的分散性也随之增加;用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测量耦合度时分散性较大,并且当两个模式转换器之间的相对角度为 0° 或 180° 时,耦合器中会出现少量的 TE_{21} 模式,而相对角度为 90° 或 270° 时耦合器中会出现少量的 TE_{11} 模式;用同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测量耦合度时,耦合器中几乎不含有 TE_{11} 模式和 TE_{21} 模式,且耦合度的分散性较小;对比两种不同类型的圆波导 TM_{01} 模式转换器在耦合度测量中的仿真与实验结果,文章认为采用平均耦合度可以较好地消除耦合度分散性,更能反映耦合器的真实耦合度。该研究工作为准确标定耦合器耦合度提供了新的测试方法与依据。

关键词 耦合器 模式转换器 圆波导 平均耦合度

中图分类号: TN98; TM931

文献标识码: A

doi: 10.13922/j.cnki.cjvst.202401023

耦合器是高功率微波 (High-Power Microwave, HPM) 在线测量中的核心部件^[1-2], 它把波导中传输的高功率微波耦合出极小的一部分, 用于在线实时监测 HPM 源的工作状态并同时测量 HPM 的功率^[3-8]。由于 HPM 一般输出的是圆波导 TM_{01} 模式的微波^[9-11], 因此 HPM 在线测量中往往使用圆波导耦合器, 并且耦合器工作于 TM_{01} 模式下。为了实现在线测量的目的, 在 HPM 在线测量之前, 对耦合器的耦合度进行准确的测量是非常关键的。由于在耦合器耦合度的测量过程中, 必须配备相应的模式转换器, 因此, 圆波导 TM_{01} 模式转换器是测量圆波导耦合器耦合度的关键部件。常见的圆波导 TM_{01} 模式转换器有矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式^[12-14] 和同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式^[15-19] 两种形式, 它们具有 TM_{01} 模式转换效率高的特点, 被广泛应用于耦合器耦合度的测量之中。在耦合度的测量方法中, 一般采用背靠背的方法^[20-23], 即将耦合器接入到两个完全相同的模式转换器之间, 并将耦合器看成一个三端口器件, 用矢量网络分析仪测量其散射参量进而获得耦合度。

理想的圆波导 TM_{01} 模式转换器输出的是纯 TM_{01} 模式, TM_{01} 的场分布是圆周对称的, 因此用背靠背方法测量出的耦合器耦合度的分布也是圆周对称分布的。众所周知, 在圆波导中, 基模是 TE_{11} 模式, 紧邻它的高次模式是 TM_{01} 模式和 TE_{21} 模式^[24], 因此圆波导 TM_{01} 模式转换器中最容易出现的其它模式是 TE_{11} 模式和 TE_{21} 模式^[4]。由于 TE_{11} 模式和 TE_{21} 模式的场分布并不是圆周对称的, 因此, 这两种模式的混入必然对圆波导耦合器的耦合度分布产生影响。虽然上述两种模式转换器在设计时采用了矩形槽结构和低过模圆波导等技术对 TE_{11} 模式和 TE_{21} 模式进行了抑制^[12-14, 19], 但是由于不可能完全将这两种模式抑制掉, 因此 TM_{01} 模式转换器中仍然或多或少地会存在少量的 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式, 这两种模式及其含量是如何对耦合器耦合度产生影响的, 背靠背测试过程中模式转换器之间的相对角度是否会对耦合器中的模式产生影响, 以及如何消除 TE_{11} 和 TE_{21} 模式对耦合器耦合度的影响等都尚未见到相关的研究报道。

因此, 本课题组在长期研究模式转换器和圆波

导耦合器的基础上, 采用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器和同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器对圆波导耦合器耦合度进行了对比研究, 对于耦合器中混入的少量 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式对耦合度的分散性的影响开展深入研究, 并提出用平均耦合度代表耦合器实际耦合度的思路, 实现了对耦合器耦合度的准确测量。

1 圆波导耦合器与耦合度

1.1 圆波导耦合器的结构

本文采用的是圆波导八孔耦合器, 其结构示意图如图 1 所示。其中, 八个耦合孔沿圆波导的角向均匀分布于圆波导外壁上。当微波从输入端进入耦合器后, 绝大部分微波功率从输出端输出, 极少量微波功率通过耦合孔处的截止波导和电探针耦合出来。由文献 [4, 25-26] 可知, 经电探针耦合出来的功率与耦合孔处圆波导内壁的径向电场、耦合孔的结构以及探针的位置等因素相关。

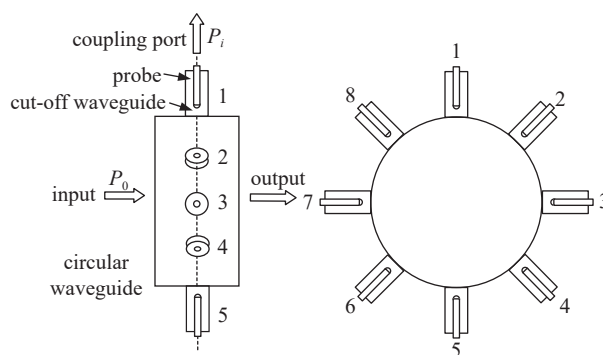


图1 圆波导八孔耦合器结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the circular waveguide eight-hole coupler structure

若 P_0 为圆波导耦合器的输入功率, P_i 为第 i 个耦合孔的耦合输出功率, 那么, 每个耦合孔的耦合度 C_i 可以表示为

$$C_i = 10 \lg \frac{P_i}{P_0} \quad (1)$$

若八个耦合孔中, 最大的耦合度为 $C_{\max}$, 最小的耦合度为 $C_{\min}$, 那么可以用它们的差值 ΔC 表示耦合度的分散性。

$$\Delta C = C_{\max} - C_{\min} \quad (2)$$

1.2 微波模式对耦合度的影响

1.2.1 圆波导中 TM_{01} 、 TE_{11} 和 TE_{21} 模式的场分布

图2给出了圆波导中 TM_{01} 、 TE_{11} 和 TE_{21} 模式的场分布示意图,可以看出, TM_{01} 模式的电场在圆波导中沿角向均匀分布, TE_{11} 模式的电场在圆波导中以极化方向呈对称分布, TE_{21} 模式的电场在圆波导中呈对向相等的对称分布。

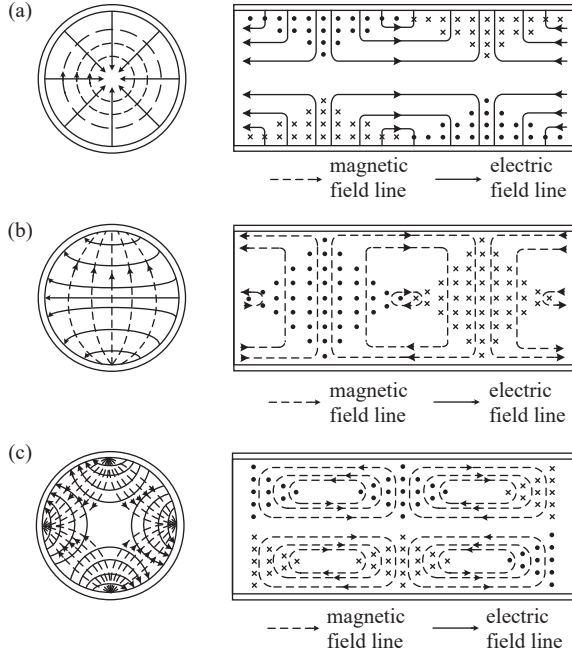


图2 圆波导中模式的场分布。(a) TM_{01} 模式场分布, (b) TE_{11} 模式场分布, (c) TE_{21} 模式场分布

Fig. 2 Field distribution of modes in a circular waveguide. (a) TM_{01} mode field distribution, (b) TE_{11} mode field distribution, (c) TE_{21} mode field distribution

1.2.2 圆波导内壁上的径向电场在各耦合孔处的关系

设 $E_{TM_{01,i}}$ 、 $E_{TE_{11,i}}$ 和 $E_{TE_{21,i}}$ 分别为 TM_{01} 、 TE_{11} 和 TE_{21} 模式在第 i 个耦合孔处的径向电场幅度。结合图1和图2,可以看出,当耦合器中只存在 TM_{01} 模式时,相应于每个耦合孔处的径向电场是相同的,因此在本文中各个 $E_{TM_{01,i}}$ 统一用 $E_{TM_{01}}$ 表示。

当耦合器中只存在 TE_{11} 模式时,对向孔处的径向电场值相等但方向相反,即

$$\begin{cases} E_{TE_{11,1}} = -E_{TE_{11,5}} \\ E_{TE_{11,2}} = -E_{TE_{11,6}} \\ E_{TE_{11,3}} = -E_{TE_{11,7}} \\ E_{TE_{11,4}} = -E_{TE_{11,8}} \end{cases} \quad (3)$$

当耦合器中只存在 TE_{21} 模式时,对向孔处的径

向电场不仅大小相等而且方向也相同,但相隔一个孔处的径向电场大小相等而方向相反,即

$$\begin{cases} E_{TE_{21,1}} = E_{TE_{21,5}} = -E_{TE_{21,3}} \\ E_{TE_{21,2}} = E_{TE_{21,6}} = -E_{TE_{21,4}} \\ E_{TE_{21,3}} = E_{TE_{21,7}} = -E_{TE_{21,5}} \\ E_{TE_{21,4}} = E_{TE_{21,8}} = -E_{TE_{21,6}} \end{cases} \quad (4)$$

1.2.3 各耦合孔耦合度的关系

当耦合器中只存在单个模式时,同样结合图1和图2,不难看出在八个耦合孔的结构完全相同的情况下,对于 TM_{01} 模式,八个耦合孔的耦合度是相等的,因此在本文中各个耦合孔在 TM_{01} 模式时的耦合度 $C_{TM_{01,i}}$ 统一用 $C_{TM_{01}}$ 表示。对于 TE_{11} 模式,对向孔的耦合度是相等的;对于 TE_{21} 模式,不仅对向孔的耦合度是相等的,同时相隔一个孔的耦合度也是相等的。即

$$\begin{cases} C_{TE_{11,1}} = C_{TE_{11,5}} \\ C_{TE_{11,2}} = C_{TE_{11,6}} \\ C_{TE_{11,3}} = C_{TE_{11,7}} \\ C_{TE_{11,4}} = C_{TE_{11,8}} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} C_{TE_{21,1}} = C_{TE_{21,3}} = C_{TE_{21,5}} = C_{TE_{21,7}} \\ C_{TE_{21,2}} = C_{TE_{21,4}} = C_{TE_{21,6}} = C_{TE_{21,8}} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $C_{TE_{11,i}}$ 和 $C_{TE_{21,i}}$ 分别代表第 i 个耦合孔在 TE_{11} 和 TE_{21} 模式时的耦合度。

1.2.4 耦合孔的输出功率与平均耦合度

从1.2.2和1.2.3的叙述中可以看出,当耦合器中只有 TM_{01} 模式时,由于各个孔的耦合度相等,且各耦合孔处的径向电场也相等,因此八个孔的耦合输出功率也是相同的。

当耦合器中不仅存在 TM_{01} 模式,同时还存在 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式时,设 φ_{01} 、 φ_{11} 和 φ_{21} 分别为 TM_{01} 、 TE_{11} 和 TE_{21} 模式的相位,则 TM_{01} 、 TE_{11} 和 TE_{21} 模式在耦合孔处的径向电场 E_{01} 、 E_{11} 和 E_{21} 可以分别表示为

$$\begin{cases} E_{01} = E_{TM_{01}} \sin(\varphi_{01}) \\ E_{11} = E_{TE_{11}} \sin(\varphi_{11}) \\ E_{21} = E_{TE_{21}} \sin(\varphi_{21}) \end{cases} \quad (7)$$

在 TE_{11} 模式单独与 TM_{01} 模式混合时,该混合模式的径向电场 E_{1101} 为

$$\begin{aligned} E_{1101} &= E_{11} + E_{01} \\ &= E_{TE_{11}} \sin(\varphi_{11}) + E_{TM_{01}} \sin(\varphi_{01}) \end{aligned} \quad (8)$$

在 TE_{21} 模式单独与 TM_{01} 模式混合时,该混合模式的径向电场 E_{2101} 为

$$\begin{aligned} E_{2101} &= E_{21} + E_{01} \\ &= E_{TE21} \sin(\varphi_{21}) + E_{TM01} \sin(\varphi_{01}) \end{aligned} \quad (9)$$

上述两种混合模式的径向电场也可以表示为模式幅度和相位的正弦函数, 即

$$E_{1101} = EM_{11} \sin(E_{TM01}, \varphi_{01}, E_{TE11}, \varphi_{11}) \quad (10)$$

$$E_{2101} = EM_{21} \sin(E_{TM01}, \varphi_{01}, E_{TE21}, \varphi_{21}) \quad (11)$$

其中, 混合电场的幅度 EM_{11} 和 EM_{21} 为

$$\begin{aligned} EM_{11}^2 &= E_{TM01}^2 + E_{TE11}^2 + \\ &2E_{TM01}E_{TE11} \cos(\varphi_{01} - \varphi_{11}) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} EM_{21}^2 &= E_{TM01}^2 + E_{TE21}^2 + \\ &2E_{TM01}E_{TE21} \cos(\varphi_{01} - \varphi_{21}) \end{aligned} \quad (13)$$

考虑了各耦合孔的耦合度后, 从各耦合孔输出的混合有 TE_{11} 模式的功率 P_{i11} , 以及混合有 TE_{21} 模式的功率 P_{i21} ($i=1, 2, \dots, 8$) 分别如式 (14)、式 (15) 所示。

$$\begin{aligned} P_{i11} &= C_{TM01}^2 E_{TM01}^2 + C_{TE11,i}^2 E_{TE11,i}^2 + \\ &2C_{TM01}C_{TE11,i}E_{TM01}E_{TE11,i} \cos(\varphi_{01} - \varphi_{11}) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} P_{i21} &= C_{TM01}^2 E_{TM01}^2 + C_{TE21,i}^2 E_{TE21,i}^2 + \\ &2C_{TM01}C_{TE21,i}E_{TM01}E_{TE21,i} \cos(\varphi_{01} - \varphi_{21}) \end{aligned} \quad (15)$$

由此可见, 由于与 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式对应的每个耦合孔的耦合度是不一定相同的, 同时各个耦合孔处的径向电场也不尽一致, 因此在耦合器中混有 TE_{11} 或 TE_{21} 模式时, 由各耦合孔输出的功率是有分散性的, 其分散性不仅与模式的种类有关, 也与 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式在耦合器总输入功率中的功率占比有关。

按照式 (14) 和式 (15) 计算出八个孔的平均输出功率, 即式 (16) 和式 (17)。其中 $\bar{P}_{11}$ 和 $\bar{P}_{21}$ 分别表示 TM_{01} 模式中混有 TE_{11} 模式时的平均功率, 以及 TM_{01} 模式中混有 TE_{21} 模式时的平均功率。

$$\bar{P}_{11} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 P_{i11} \quad (16)$$

$$\bar{P}_{21} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 P_{i21} \quad (17)$$

因此将式 (3)、式 (5) 代入式 (14), 将式 (4)、式 (6) 代入式 (15) 后, 可以发现, 八个孔的平均输出功率与各模式间的相位差无关, 该结论为分析混合模式对耦合度的影响提供了极大便利。

此处定义 TE_{11} 模式单独与 TM_{01} 模式混合时耦合器对应的平均耦合度为 $\bar{C}_{11}$, TE_{21} 模式单独与 TM_{01} 模式混合时耦合器对应的平均耦合度为 $\bar{C}_{21}$,

即式 (18) 与式 (19)。

$$\bar{C}_{11} = 10 \lg \frac{\bar{P}_{11}}{P_0} \quad (18)$$

$$\bar{C}_{21} = 10 \lg \frac{\bar{P}_{21}}{P_0} \quad (19)$$

由于 TE_{11} 或 TE_{21} 模式的场分布具有图 2 中所示对称性, 因此, 用平均耦合度代表耦合器的耦合度, 可以在一定程度上消除各耦合孔耦合度的分散性, 进而得出耦合器实际的耦合度。

2 模式对耦合度影响的仿真研究

本文采用 3D 仿真软件 CST MICROWAVE STUDIO 仿真分析模式对耦合度的影响。仿真时设置耦合器的工作频率为 2.1 GHz, 圆波导内部的材料为真空, 探针的材料为理想导体 (Perfect Electric Conductor, PEC), 边界条件设置为理想边界条件。

2.1 TM_{01} 模式对耦合度的影响

当耦合器输入端输入纯 TM_{01} 模式时, 耦合器八个孔的耦合度仿真结果如图 3 所示。图中序号 1、2、 $\dots$ 、8 表示均匀分布在圆波导上的八个不同位置的耦合孔, 从中心辐射出的轴线代表不同的耦合度。可以看出八个孔的耦合度大小几乎完全是相等的, 约为 -76.07 dB。

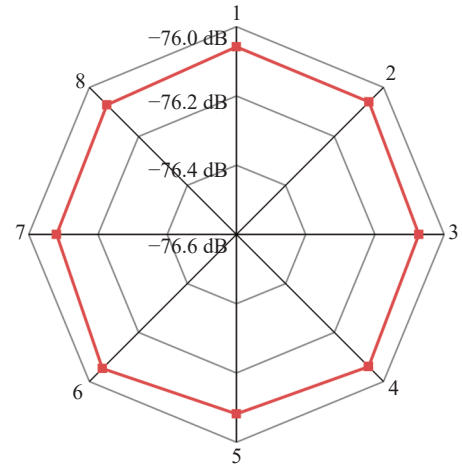


图3 TM_{01} 模式下耦合器的耦合度

Fig. 3 Coupling degree of coupler in TM_{01} mode

2.2 TE_{11} 和 TM_{01} 同时存在时对耦合度的影响

仿真时, 在耦合器的输入端输入 TM_{01} 模式和一定含量的 TE_{11} 模式, TE_{11} 的含量指的是 TE_{11} 模式的功率占耦合器总输入功率的百分比, 并且设定 TE_{11} 模式的极化角度为 0° , 即 1 号孔与 5 号孔的连

线方向为极化方向。如 1.2.4 所述,由于平均耦合度与各模式之间的相位差无关,因此,设 TE_{11} 模式与 TM_{01} 模式的相位差为 0° 。在这种情况下,耦合度的仿真结果如图 4 所示。

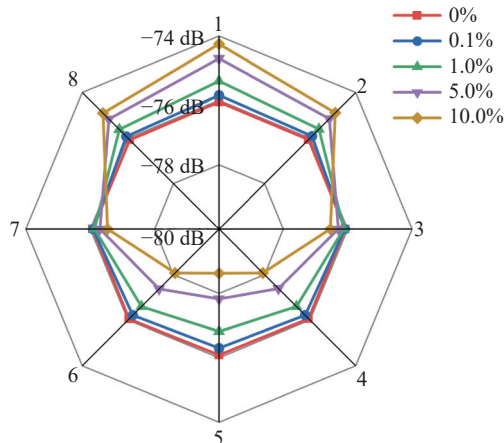


图4 TE_{11} 的含量对耦合度的影响

Fig. 4 Effect of the TE_{11} content on the coupling degree

可以看出,当含有 TE_{11} 模式时,1号耦合孔耦合度最大,5号耦合孔耦合度最小,且其它孔耦合度沿极化方向对称分布。结合 TE_{11} 模式的场分布对称性和式(3)、式(5)和式(14)可以求得 TE_{11} 和 TM_{01} 模式混合时各个孔耦合出的功率大小符合式(20)所示的关系,所以各个孔所对应的耦合度分布规律如图 4 所示。

$$\begin{cases} P_1 > P_2 > P_3 > P_4 > P_5 \\ P_2 = P_8 \\ P_3 = P_7 \\ P_4 = P_6 \end{cases} \quad (20)$$

表 1 给出了 TM_{01} 模式中混有 TE_{11} 模式的情况下,耦合度的分散性 ΔC 和平均耦合度 $\bar{C}_{11}$ 随 TE_{11} 模式含量的变化情况。可以看出,耦合器平均耦合度和耦合度的分散性都与 TE_{11} 模式的含量有关,随着 TE_{11} 模式含量的增大,平均耦合度减小,耦合度的分散性也逐渐增大。

表 1 TE_{11} 的含量对 ΔC 与 $\bar{C}_{11}$ 的影响

Tab. 1 Effect of TE_{11} content on ΔC and $\bar{C}_{11}$

含量	0%	0.1%	1%	5%	10%
$\Delta C/\text{dB}$	0.03	0.46	1.42	3.13	4.38
$\bar{C}_{11}/\text{dB}$	-76.07	-76.07	-76.08	-76.13	-76.20

2.3 TE_{21} 和 TM_{01} 同时存在时对耦合度的影响

同样地,在耦合器的输入端输入 TM_{01} 模式和

一定含量的 TE_{21} 模式,并且设定 TE_{21} 模式的极化角度为 0° ,即设定径向电场最大的孔为 1 号孔与 5 号孔,两个孔的连线方向为极化方向, TE_{21} 模式与 TM_{01} 模式的相位差为 0° ,耦合度的仿真结果如图 5 所示。

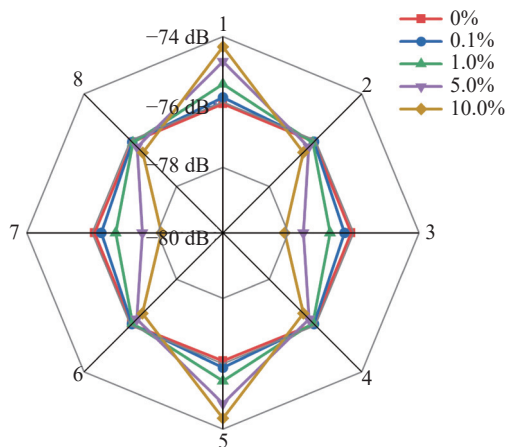


图5 TE_{21} 的含量对耦合度的影响

Fig. 5 Effect of the TE_{21} content on the coupling degree

可以看出,当含有 TE_{21} 模式时,1号和5号耦合孔的耦合度最大,3号和7号耦合孔的耦合度最小,其它耦合孔耦合度也沿垂直方向(即1号孔与5号孔的连线方向)对称分布,并且随着 TE_{21} 含量的逐渐增加,耦合孔耦合度的分散性也越来越大。同样地,这是因为在 TE_{21} 与 TM_{01} 模式混合时,由 TE_{21} 模式的场分布对称性和式(4)、式(6)和式(15)可以求出各个孔输出功率大小满足式(21)所示的关系,所以耦合器八个孔耦合度呈现图 5 所示的关系。

$$\begin{cases} P_1 > P_2 > P_3 \\ P_1 = P_5 \\ P_2 = P_4 = P_6 = P_8 \\ P_3 = P_7 \end{cases} \quad (21)$$

同样地,表 2 给出了 TM_{01} 模式中单独混有 TE_{21} 模式的情况下,耦合度的分散性 ΔC 和平均耦合度 $\bar{C}_{21}$ 随 TE_{21} 模式含量的变化情况。可以看出,耦合器平均耦合度和耦合度的分散性都与 TE_{21} 模式的含量有关,随着 TE_{21} 模式含量的增大,平均耦

表 2 TE_{21} 的含量对 ΔC 与 $\bar{C}_{21}$ 的影响

Tab. 2 Effect of TE_{21} content on ΔC and $\bar{C}_{21}$

含量	0%	0.1%	1%	5%	10%
$\Delta C/\text{dB}$	0.03	0.42	1.27	2.77	3.80
$\bar{C}_{21}/\text{dB}$	-76.07	-76.07	-76.08	-76.11	-76.15

合度减小, 八个耦合孔之间的耦合度分散性也逐渐增大。

之所以产生 2.2 和 2.3 所述的不同耦合孔间耦合度存在差异的现象, 是因为 TE_{11} 和 TE_{21} 模式的电场与 TM_{01} 模式的电场叠加后, 不同耦合孔处的径向场强大小分布出现差异。此外由于 TE_{11} 和 TE_{21} 模式的电场分布具有极化方向, 所以叠加后的电场也呈现出极化方向, 耦合度的大小也与极化方向相关, 模式含量越高, 各耦合孔处的场强分布差异就越大, 各个耦合孔之间耦合度的分散性也越大。

但是同时也从表 1 和表 2 看到, 当 TE_{11} 或者 TE_{21} 含量低于 10% 时, 含 TE_{11} 模式的平均耦合度与纯 TM_{01} 模式时的耦合度最多相差 0.13 dB, 含 TE_{21} 模式的平均耦合度与纯 TM_{01} 模式时的耦合度最多相差 0.08 dB, 说明平均耦合度在一定程度上抵消了耦合度的分散性, 且平均耦合度更加接近耦合器的耦合度仿真值。

3 模式转换器对耦合度影响的仿真分析

3.1 矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器对耦合度的影响

本文采用背靠背方法测量耦合度, 测试方法示意图如图 6 所示, 即将耦合器放在两个相同的模式转换器中间, 模式转换器 1 以及耦合孔分别与矢网仪连接, 而模式转换器 2 与匹配负载连接。为了研究模式转换器中少量的 TE_{11} 模式和 TE_{21} 模式对耦合器耦合度的影响, 本文采用矩形波导 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器对耦合器耦合度的影响进行仿真研究。

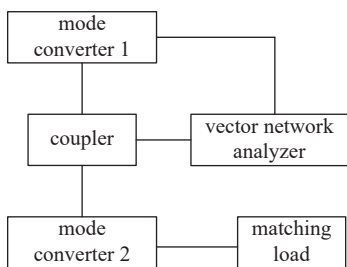


图6 耦合器耦合度测试示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the coupler coupling degree test

该模式转换器主要利用矩形 E-T 波导结构来实现模式的转换。以 S 波段矩形波导 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器为例^[14], 该模式转换器的基模 TE_{11} 和高次模 TE_{21} 模式的传输系数分别为 -18 dB

和 -20 dB, 说明该模式转换器输出的模式中含有少量的 TE_{11} 和 TE_{21} 模式。

仿真模型如图 7 所示。以两个模式转换器中的矩形波导的朝向与 1 号耦合孔朝向相同时为基准 0° , 且在固定模式转换器 1 以及耦合器不动的情况下, 旋转模式转换器 2。当模式转换器 2 分别旋转 0° 、 90° 、 180° 和 270° 时, 通过仿真计算出的八个孔的耦合度如图 8 所示。当模式转换器 2 旋转不同的角度后, 八个孔的耦合度的大小和分布情况都发生了变化。将仿真结果与图 4 和图 5 对比可以看出, 第二个模式转换器旋转 0° 和 180° 时, 耦合器里面出现了 TE_{21} 模式, 极化方向均在 1 号孔与 5 号孔的连线方向。当第二个模式转换器旋转 90° 和 270° 时, 耦合器里面出现了 TE_{11} 模式, 极化方向分别位于 2 号孔与 6 号孔的连线方向、4 号孔与 8 号孔的连线方向。由此, 可以看出, 当使用该模式转换器对耦合器的耦合度进行测量时, 两个模式转换器之间的相对角度会影响耦合器中模式的类型和极化方向, 进而影响到耦合器中每个孔耦合度的值。

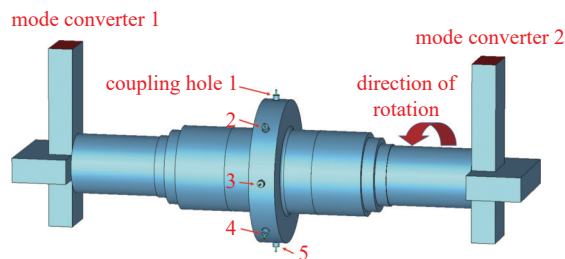


图7 矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测试耦合器耦合度的仿真模型

Fig. 7 Simulation model of rectangular TE_{10} -circular waveguide TM_{01} mode converter

出现这种现象的原因除了与模式转换器中本身含有少量的 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式外, 也在背靠背测试方法中 TE_{11} 模式或 TE_{21} 模式在模式转换器之间的反射有关。因此, 背靠背的测试方法会影响耦合器中的模式和模式的极化方向, 进而也对耦合度产生影响。

表 3 是模式转换器 2 在不同旋转角度下仿真得到的耦合度分散性与平均耦合度 $\bar{C}$ 。虽然耦合度的分散性较大, 但是在不同旋转角度下平均耦合度的分散性并不大, 且平均耦合度均与耦合器中输入纯 TM_{01} 模式时的耦合度差别也不大, 说明平均耦合度在一定程度上抵消了耦合度的分散性, 所以, 在实

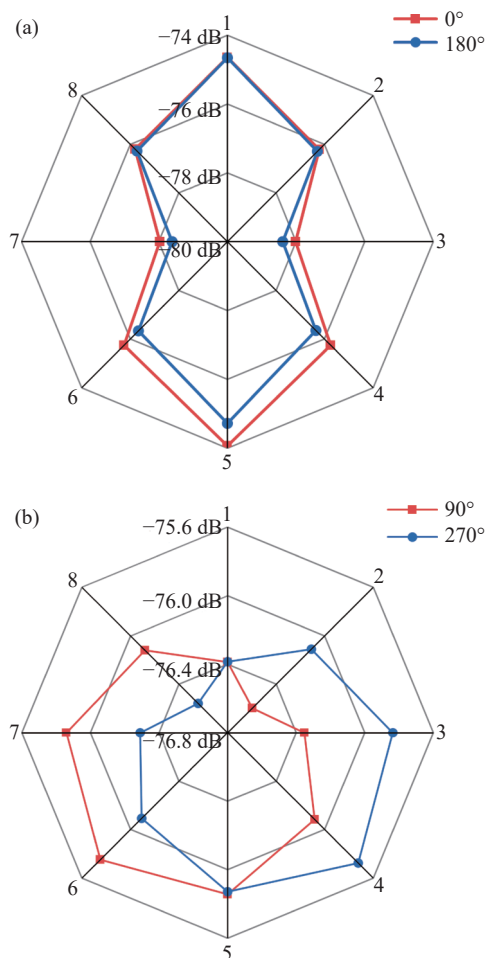


图8 模式转换器旋转角度对耦合度的影响。(a) 模式转换器旋转 0°和 180°时耦合度仿真结果, (b) 模式转换器旋转 90°和 270°时耦合度仿真结果

Fig. 8 Effect of the mode converter rotation angle on the coupling degree. (a) Simulation results of 0° and 180° rotation of the mode converter, (b) simulation results of 90° and 270° rotation of the mode converter

表 3 模式转换器在不同旋转角度下的 ΔC 与 $\bar{C}$

Tab. 3 Mode converter of ΔC and $\bar{C}$ at different rotation angles

旋转角度	0°	90°	180°	270°
$\Delta C/\text{dB}$	3.97	0.85	3.73	0.83
$\bar{C}/\text{dB}$	-75.89	-76.12	-76.23	-76.10

际中对耦合器进行耦合度测量时, 平均耦合度更加接近耦合器的真实耦合度。

3.2 同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器对耦合度的影响

本课题组之前也设计了一种同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式的模式转换器^[19], 对应的基模 TE_{11} 和 TM_{01} 以上的高次模式的传输系数都低于 -50 dB。

图 9 给出了使用该模式转换器时耦合度的仿真模型。

图 10 给出了用该模式转换器仿真得到的耦合度结果, 从仿真结果可以看出, 使用该模式转换器激励该耦合器时, 无论模式转换器 2 旋转多少度, 八个耦合孔的耦合度几乎相等, 并且耦合度分布没有明显的极化方向, 耦合度分散性 ΔC 最大不超过 0.046 dB, 说明耦合器中除了 TM_{01} 模式外, 几乎不含有其它模式, 说明该模式转换器中 TM_{01} 模式的纯度更高。

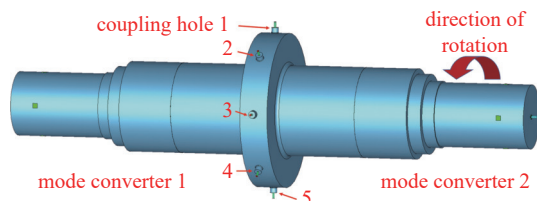


图9 同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测试耦合器耦合度的仿真模型

Fig. 9 Simulation model of coaxial TEM-circular waveguide TM_{01} mode converter

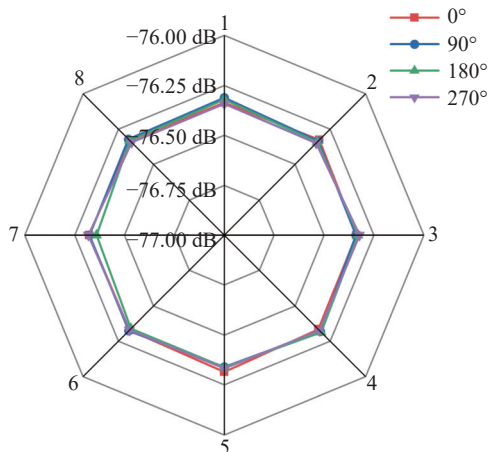


图10 耦合器仿真结果

Fig. 10 Results of the coupler simulation

对比 3.1 和 3.2 的仿真结果可以看出, 虽然用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器得到的耦合度比用同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器得到的耦合度分散性大很多, 但是两者得到的平均耦合度基本一致, 说明用平均耦合度较好地抵消了由于 TE_{11} 或 TE_{21} 模式带来的耦合度分散性, 平均耦合度更加接近实际耦合度。

4 耦合度的实验测量

本文分别采用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转

换器和同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测量了耦合器的耦合度。实验中矢量网络分析仪的型号为 R&S ZNB20, 输出功率设定为 10 dBm, 现场测试图如图 11 所示。

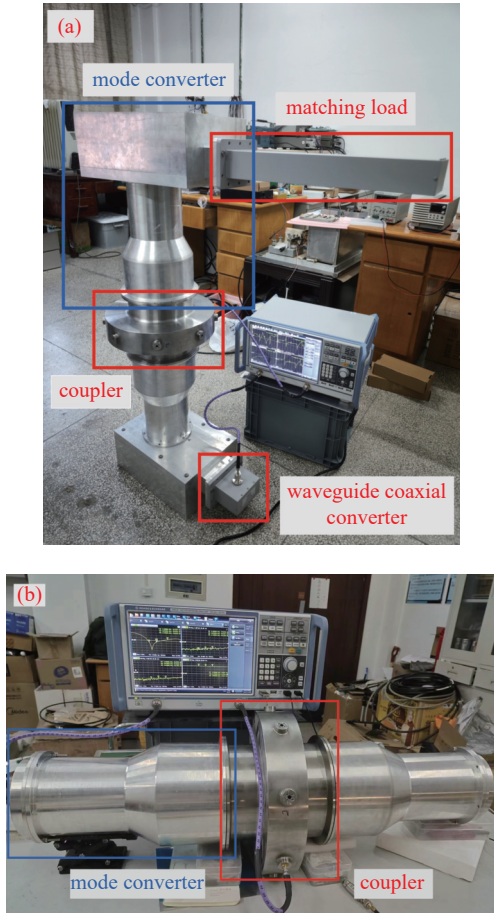


图11 耦合器耦合度现场测试图。(a) 用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测量耦合度, (b) 用同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测量耦合度

Fig. 11 Field test diagram of coupler coupling degree. (a) Measurement of coupling degree with rectangular TE_{10} to circular waveguide TM_{01} mode converter, (b) measurement of coupling degree with coaxial TEM to circular waveguide TM_{01} mode converter

4.1 用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测量耦合度

使用矩形波导 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器对耦合器的耦合度进行了测量, 测量时所用的波导同轴转换器和波导匹配负载的型号分别为 HD-22WCAN 和 HD-22WL1.03。图 12 给出了耦合度的测试结果, 而表 4 给出了耦合度的分散性 ΔC 和平均耦合度 $\bar{C}$ 的测试结果。根据测试结果可以看出,

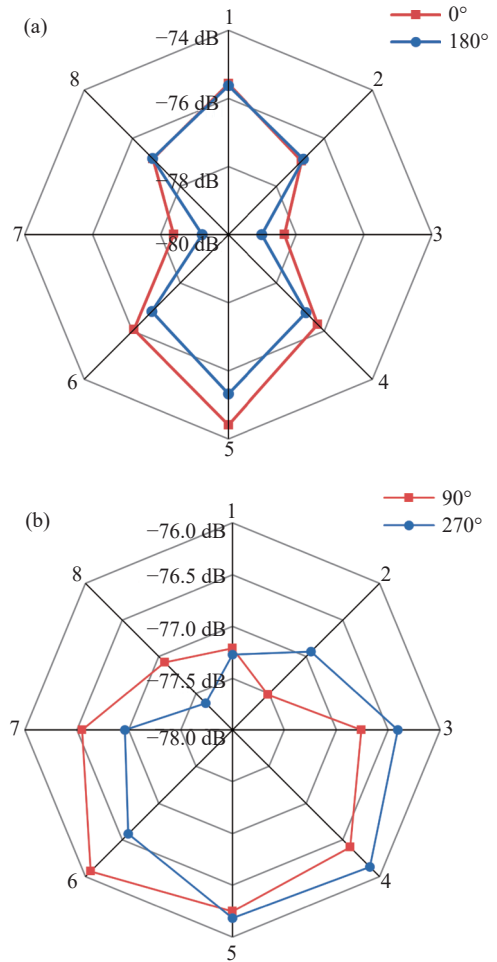


图12 耦合度测试结果。(a) 模式转换器旋转 0° 和 180° 测试结果, (b) 模式转换器旋转 90° 和 270° 测试结果

Fig. 12 Coupling degree test results. (a) Test results of 0° and 180° rotation of the mode converter, (b) test results of 90° and 270° rotation of the mode converter

表 4 用矩形 TE_{10} 转圆波导 TM_{01} 模式转换器测得的 ΔC 与 $\bar{C}$
Tab. 4 ΔC and $\bar{C}$ measured with the rectangular TE_{10} -circular waveguide TM_{01} mode converter

旋转角度	0°	90°	180°	270°
$\Delta C/\text{dB}$	3.97	1.50	3.91	1.45
$\bar{C}/\text{dB}$	-76.42	-76.73	-76.87	-76.70

耦合度的分布情况与仿真一致, 即, 在模式转换器 2 旋转角度为 0° 和 180° 时, 耦合度的分布情况符合耦合器内含有 TE_{21} 模式的情况, 且对应的 ΔC 分别达到 3.97 dB 和 3.91 dB。在模式转换器 2 旋转角度为 90° 和 270° 时, 耦合度的分布情况符合耦合器内含有 TE_{11} 模式的情况, 且对应的 ΔC 分别达到 1.50 dB 和 1.45 dB。虽然八个耦合孔之间的耦合度存在着较大的分散性, 但是模式转换器 2 在不同旋

转角度下,平均耦合度大约在-76.87 dB~-76.42 dB 之间,说明平均耦合度的分散性远远小于耦合度的分散性。若扣除波导同转换器以及模式转换器的插入损耗共 0.18 dB^[14]后,耦合器平均耦合度的分布大致在-76.69 dB~-76.24 dB 之间,平均值为-76.50 dB,与耦合器中输入纯 TM₀₁ 模式时的耦合度仿真值接近。

4.2 用同轴 TEM 转圆波导 TM₀₁ 模式转换器测量耦合器的耦合度

采用同轴 TEM 转圆波导 TM₀₁ 模式转换器测量了耦合器的耦合度,测试结果如图 13 所示。根据测试结果可以看出,模式转换器 2 在不同的旋转角度下,耦合度的分散性 ΔC 均比较小,反映出各个孔的耦合度基本相近。平均耦合度分布在-76.68 dB~-76.62 dB 之间,扣除模式转换器的插入损耗 0.18 dB^[19]后,平均耦合度实际分布在-76.50 dB~-76.44 dB 之间,平均值为-76.47 dB,也与耦合器中输入纯 TM₀₁ 模式时的耦合度仿真值接近。由于八个孔耦合度的大小基本是一样的,并且八个孔耦合度的大小分布也不具有一定的极化方向,因此可以认为该模式转换器输出的 TM₀₁ 模式纯度很高,几乎不含有其它模式。因此,可以认为使用同轴 TEM 转圆波导 TM₀₁ 模式转换器能够在背靠背测试方法中对该耦合器进行准确地测量。

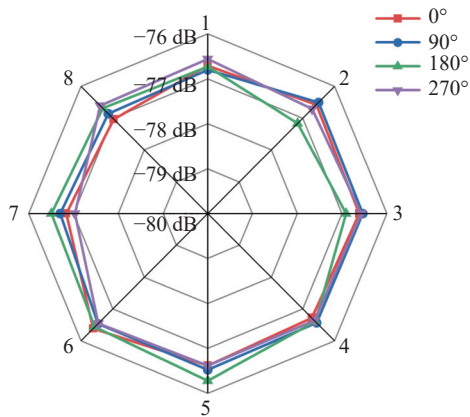


图13 耦合度测试结果

Fig. 13 Coupling degree test results

比较表 4 和表 5 的实验结果,可以看出,用两种模式转换器测量出的平均耦合度基本一致,差别并不是很大,说明用平均耦合度表示耦合器的实际耦合度是可行的。

实际模式转换器和耦合器的加工精度、测量过

表 5 用同轴 TEM 转圆波导 TM₀₁ 模式转换器测得的 ΔC 与 $\bar{C}$
Tab.5 ΔC and $\bar{C}$ measured with the coaxial TEM-circular waveguide TM₀₁ mode converter

旋转角度	0°	90°	180°	270°
ΔC/dB	0.65	0.36	0.88	0.49
$\bar{C}$ /dB	-76.68	-76.62	-76.66	-76.65

程中各部件的安装精度以及商用匹配负载和转接头的使用等因素,很难与仿真模型一致,导致了耦合器耦合度的测量结果与图 3 的仿真结果之间有一些小的差别。

5 结论

本文采用两种不同类型的圆波导 TM₀₁ 模式转换器,对圆波导八孔耦合器中少量的 TE₁₁ 模式和 TE₂₁ 模式对耦合度分散性的影响进行了 CST 仿真和实验研究,研究工作为准确标定耦合器耦合度提供了新的测试方法与依据。

(1) 仿真结果表明,随着耦合器中 TE₁₁ 或 TE₂₁ 模式含量的增加,耦合器耦合度的分散性也随之增加。

(2) 仿真和实验结果都表明,在背靠背的测试方法中,用矩形 TE₁₀ 转圆波导 TM₀₁ 模式转换器测量耦合器耦合度时,若模式转换器本身含有少量的 TE₁₁ 模式或 TE₂₁ 模式的话,模式转换器之间的相对角度为 0°或 180°时,耦合器中会出现少量的 TE₂₁ 模式,而相对角度为 90°或 270°时耦合器中会出现少量的 TE₁₁ 模式,并且耦合度的分散性较大。

(3) 仿真和实验结果都表明,同轴 TEM 转圆波导 TM₀₁ 模式转换器中 TE₁₁ 模式或 TE₂₁ 模式的含量更少,用它测量耦合器耦合度时,耦合孔耦合度的分散性较小,能够很好的实现对耦合器耦合度的测量。

(4) 对比两种不同类型的圆波导 TM₀₁ 模式转换器在耦合器耦合度测量中的仿真和实验结果都表明,采用平均耦合度可以较好地消除 TE₁₁ 和 TE₂₁ 模式带来的耦合度分散性,更能反映耦合器的真实耦合度。

参 考 文 献

[1] 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(06): 192-195 (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(06): 192–195(in Chinese))
- [2] Zhang L G, Song Z M, Li X Z, et al. Design of a broad band circular waveguide coupler at X-band[J]. *Modern Applied Physics*, 2015, 6(02): 98–101 (张立刚, 宋志敏, 李小泽, 等. X 波段宽带圆波导耦合器设计[J]. *现代应用物理*, 2015, 6(02): 98–101(in Chinese))
- [3] Wang W X, Gong Y B, Yu G F, et al. Mode discriminator based on mode-selective coupling[J]. [IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques](#), 2003, 51(1): 55–63
- [4] 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))
- [5] 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))
- [6] 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: 国防科学技术大学, 2012(in Chinese))
- [7] Wang W X, Xu M S, Yu G F. Mode analysis and distinction of waveguide system[J]. *Vacuum Electronics*, 1993(01): 1–6 (王文祥, 徐梅生, 余国芬. 波导系统模式的分析与鉴别[J]. *真空电子技术*, 1993(01): 1–6(in Chinese))
- [8] 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))
- [9] Zhang Z Q. Circularly polarized radiation techniques for high-power microwaves[D]. Xi'an: Xidian University, 2014 (张治强. 高功率微波圆极化辐射技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014(in Chinese))
- [10] Li X M, Li X Q, Liu Q X, et al. High power overmode 90° bent waveguide for circular TM_{01} and coaxial TEM mode transmission[J]. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2017(60): 189–196
- [11] Chen Y, Shu T, Zheng S Y. Error analysis of radiation directivity of TE_{11} main mode of circular waveguide[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2006(03): 431–434 (陈宇, 舒挺, 郑世勇. 圆波导 TE_{11} 主模辐射方向性系数的误差分析[J]. *强激光与粒子束*, 2006(03): 431–434(in Chinese))
- [12] Cui X H. Study on the novel design method of high-power circular waveguide mode converter[D]. Hefei: 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]. 合肥: 中国科学技术大学, 2020(in Chinese))
- [13] Cui X H, Wang G, Jiang T Y, et al. High-efficiency, broadband converter from a rectangular waveguide TE_{10} mode to a circular waveguide TM_{01} mode for overmoded device measurement[J]. [IEEE Access](#), 2018, 6: 14996–15003
- [14] Lei L, Zhou Z Y, Weng M, et al. S-band rectangular waveguide TE_{10} -circular waveguide TM_{01} mode converter[J]. *Chinese Journal of Vacuum Science and Technology*, 2023, 43(06): 537–546 (雷乐, 周振宇, 翁明, 等. S 波段矩形波导 TE_{10} -圆波导 TM_{01} 模式转换器的研究[J]. *真空科学与技术学报*, 2023, 43(06): 537–546(in Chinese))
- [15] Bykov D N, Bykov N M, Klimov A I, et al. A wideband converter of the main mode of the coaxial line into the lowest symmetric mode of a circular waveguide[J]. [Instrum Exp Tech](#), 2008, 51: 724–728
- [16] Patel S, Jaiswal R, Singh R, et al. Design and development of mode launcher for TM_{01} mode in circular waveguide in S-band[C]//2017 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 279–282
- [17] Kumar J, Singh R, Anitha V P. Prototype TM_{01} mode launcher by using Pagoda-shaped geometry in circular waveguide for microwave plasma interaction experiments at SYMPLE[J]. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2019, 29(12): e21957
- [18] Chittora A, Singh S, Sharma A, et al. Design of wideband coaxial-TEM to circular waveguide TM_{01} mode transducer[C]//2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 1–4
- [19] Zhou Z Y, Chen J H, Weng M, et al. Research of mode converter from coaxial transverse electromagnetic wave

- to circular waveguide TM_{01} [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(11): 171–180, 205 (周振宇, 陈家辉, 翁明, 等. 同轴横电磁波转圆波导横磁波 01 模式的转换器研究 [J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(11): 171–180, 205(in Chinese))
- [20] Mozharovskiy A, Churkin S, Arterenko A, et al. Wide-band probe-type waveguide-to-microstrip transition for 28 GHz applications[C]//2018 48th European Microwave Conference (EuMC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 113–116
- [21] Cui X H, Liu X L, Wang G, et al. Analysis method of circular waveguide TM_{01} mode converter on the basis of microwave network[C]//2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 1–4
- [22] Xia L, Li J L, Ji Z, et al. An in-line coaxial-to-circular waveguide transition at X band[J]. Journal of Electrical Engineering, 2020, 71(01): 55–59
- [23] Xu Y, Mao Y, Luo Y, et al. A W-band rectangular waveguide TE_{10} to circular waveguide TE_{02} mode converter[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(6): 3023–3029
- [24] Wang W X. Microwave engineering technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2009 (王文祥. 微波工程技术 [M]. 国防工业出版社, 2009(in Chinese))
- [25] Cao Y B, Sun J, Zhang L J, et al. A high power capacity coupler for HPM measurement[J]. Modern Applied Physics, 2016, 7(01): 31–34 (曹亦兵, 孙钧, 张黎军, 等. 一种高功率容量 HPM 耦合测量装置 [J]. 现代应用物理, 2016, 7(01): 31–34(in Chinese))
- [26] 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(09): 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(09): 5–12(in Chinese))