

文章编号: 1007-4627(2018)02-0154-05

162.5 MHz 高功率耦合器测试腔体设计

陈龙^{1,2}, 张生虎^{1,†}, 李永明^{1,†}, 蒋天才¹, 王若旭¹, 李春龙¹, 皇世春¹,
谭腾¹, 吴安东^{1,2}, 杨磊^{1,2}, 潘峰^{1,2}, 刘新萌^{1,2}

(1. 中国科学院近代物理研究所, 兰州 730000

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 功率耦合器是粒子加速腔射频功率馈送的关键部件。耦合器在安装至加速腔之前, 必须进行常温高功率测试和锻炼, 以检验加工工艺和设计指标, 提高其射频性能。详细介绍了中国科学院近代物理研究所 ADS 25 MeV 加速器样机 162.5 MHz 耦合器测试平台的改进设计。针对原有接触式测试锻炼方式的不足, 提出非接触式测试锻炼方案。对耦合器测试锻炼过程进行了物理抽象, 采用理论模拟的方法分析测试腔体功率传输。基于分析结果设计了低损耗、宽通带、多用途的非接触式耦合器测试腔体。该腔体可实现 20 kW 测试功率下 60 W 左右的腔体损耗和 15 MHz-3 dB 带宽。

关键词: 耦合器; 测试平台; 常温高功率锻炼; 测试腔体

中图分类号: TL503.2 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11804/NuclPhysRev.35.02.154

1 引言

中国科学院近代物理研究所研制的 ADS 25 MeV 超导直线加速器样机在 162.5 MHz 频段采用 HWR010 型和 HWR015 型半波长超导体加速^[1, 2]。每支超导体腔均需要功率耦合器为其馈送功率。目前 162.5 MHz 功率耦合器最大设计传输功率为行波测试连续波 (CW) 20 kW。耦合器在安装至超导体前必须进行常温高功率测试。其目的为检验加工工艺, 获取耦合物理特性, 常温高功率锻炼^[3, 4]。耦合器常温高功率测试也称为常温高功率锻炼。

图 1 为中国科学院近代物理研究所 162.5 MHz 耦合器高功率测试系统原理图, 主要包括射频功率源系统、测试平台、低电平控制系统以及外围辅助设备。该测试系统一次测试锻炼一对耦合器, 中间采用同轴连接器匹配。测试锻炼基本过程为, 低电平控制系统实时监测测试平台真空和 ARC 状态, 同时对射频功率源输出功率进行调制。当耦合器测试锻炼至设计最大功率 (CW 20 kW) 时, 真空状态良好无 ARC 打火现象即可视为测试锻炼完毕。耦合器测试平台作为子系统之一, 其设计对于耦合器测试至关重要。原有耦合测试平台采用同轴连接器连接一对耦合器。然而实际运行经验表明, 此连接方式存在诸多弊端。

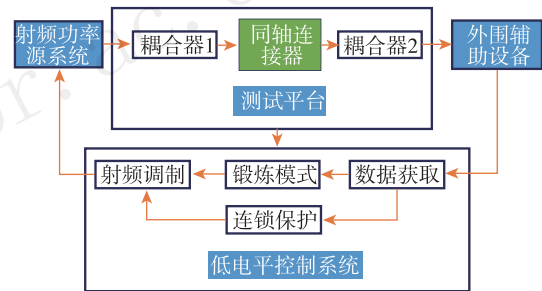


图 1 (在线彩图) 162.5 MHz 耦合器测试系统原理图

(1) 耦合器天线头得不到锻炼。图 2(a) 是 HWR015 耦合器。离线锻炼时耦合器天线头由内导体连接器取代 (见图 2(b))。

(2) 上线前安装天线头易引起耦合器污染。耦合器锻炼完毕, 上线之前需要将内导体连接器更换为天线头。此过程易产生灰尘, 金属屑等污染物。

(3) 装配连接不紧密, 内导体连接处发热严重。采用同轴连接器, 装配难度大, 实际运行中经常出现由于内导体连接不紧密造成锻炼过程中连接处打火, 发热烧蚀 (如图 2(b) 的局部图所示)。

针对上述耦合器测试平台的不足, 提出以非接触式测试腔代替同轴连接器达到测试过程耦合器内导体无接触的目的, 从而解决原有测试平台诸多不足。本文从功率传输角度, 对耦合器高功率测试锻炼进行物理抽象,

收稿日期: 2018-01-19; 修改日期: 2018-03-09

基金项目: 国家重点基础研究发展计划 (2014CB845504); 中国科学院青年创新促进会资助项目 (2017455)

作者简介: 陈龙 (1992-), 男, 湖北随州人, 硕士, 从事核能与核技术工程研究; E-mail: chenlong15@impcas.ac.cn

† 通信作者: 张生虎, E-mail: zhangsh@impcas.ac.cn; 李永明, E-mail: liyongmingcumt@126.com.

依据理论推导和模拟计算结果设计了低损耗、宽频带、多用途的高功率耦合器测试腔体。

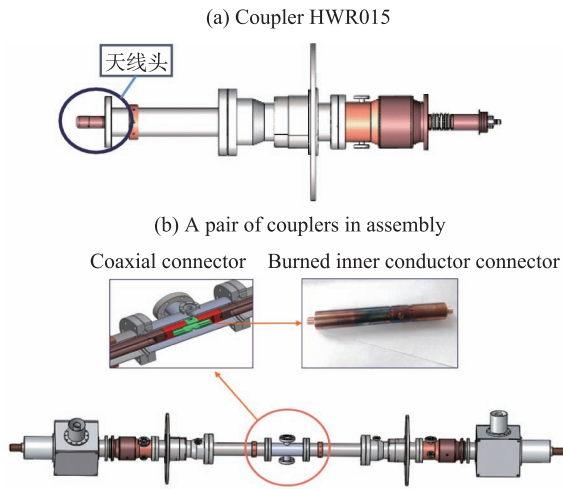


图 2 (在线彩图) HWR015 耦合器 (a) 及其测试平台装配图 (b)

2 测试腔体设计原则

针对非接触式测试腔体设计, 确定了如下设计原则。

(1) 测试腔体尺寸尽可能小。耦合器装配至测试平台后, 高功率锻炼之前必须进行烘烤处理, 测试腔体尺寸越小越利于烘烤, 同时利于工程过程中运输, 且节省加工材料成本。

(2) 测试腔体结构尽可能简单。简单的腔体结构便于加工确保精度。

(3) 高的功率传输效率, 低的腔体功耗 (20 kW 前向功率, 腔体功率损耗 300 W)。耦合器测试锻炼最终目标为 20 kW 连续波, 测试腔体功率传输效率必须进行严格控制, 从而确保两端耦合器锻炼功率几乎一致。测试腔体功耗控制在 300 W 以内可降低腔体冷却设计要求。

(4) 可调谐。测试腔体加工很难做到频率与理论计算完全一致, 同时测试腔体装配, 抽气震颤, 以及腔体温升都可能造成腔体频率偏移, 因此测试腔体必须具备一定的调谐能力从而确保运行时腔体中心频率在 162.5 MHz。

3 测试腔体功率传输分析

3.1 测试腔体功率传输理论推导

高的功率传输效率, 低的腔体功耗是测试腔体设计必须遵循的原则。因此需要对测试腔体功率馈入和功率

提取以及高功率下腔体功率损耗进行深入分析, 以此指导测试腔体设计。

为此, 我们对测试腔体耦合器进行物理抽象, 建立腔体双端口功率耦合模型。图 3 给出腔体双端口功率耦合模型及功率流动示意图。功率通过端口 1 耦合至腔体, 通过端口 2 耦合出。在功率传输过程中部分功率以热能的形式耗散在测试腔体表面, 即图 3 中的 P_c 。端口 1 功率流包括前向功率 P_f , 反射功率 P_{re} 。同时端口 1 和端口 2 均会向腔体外部耦合出功率, 即 P_{e1} 和 P_{e2} 。对于端口 1 来说, 反射波实际上是前向电磁波和耦合出电磁波幅度的叠加, 其功率关系为^[5]

$$P_{re} = (\sqrt{P_f} - \sqrt{P_{e1}})^2 \quad (1)$$

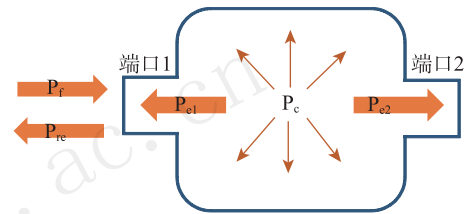


图 3 (在线彩图) 双端口腔体功率耦合模型

而对于腔体来说, 其内部储能 U 的变化始终可表达为

$$\frac{dU}{dt} = P_f - P_{re} - P_c - P_{e2} \quad (2)$$

其中 P_c 表示腔体的功率损耗, 将式 (1) 带入式 (2) 中得到:

$$\frac{dU}{dt} = 2\sqrt{P_f P_{e1}} - P_c - P_{e1} - P_{e2} \quad (3)$$

当腔体中的能量达到动态平衡时, 式 (3) 恒为零。端口耦合出的功率可表示成腔体功率损耗和端口耦合度乘积的关系, 即 $P_e = \beta P_c$ 。将式 (3) 中的 P_{e1} 替换为 $\beta_1 P_c$, P_{e2} 替换为 $\beta_2 P_c$, 其中 β_1 和 β_2 分别是端口 1 和端口 2 的耦合度, 由此得到功率损耗与前向功率和耦合度的关系表达式:

$$P_c = \frac{4P_f \beta_1}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \quad (4)$$

将式 (1) 中 P_{e1} 的替换为 $\beta_1 P_c$, 结合将式 (4) 可得到反射功率与前向功率和耦合度的关系表达式:

$$P_{re} = \frac{(1 - \beta_1 + \beta_2)^2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} P_f \quad (5)$$

同时 $P_{e2} = \beta_2 P_c$, 由此得到 2 端口提取功率:

$$P_{e2} = \frac{4\beta_1 \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} P_f \quad (6)$$

由式 (5) 不难看出, 当 $\beta_1 = 1 + \beta_2$ 时, 反射功率为 0。但是在腔体设计中遵循简化原则将腔体设计为对称端口, 即 $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ 。由此, 式 (4)、式 (5) 和式 (6) 可改写为

$$P_c = \frac{4P_f\beta}{(1+2\beta)^2}, \quad (7)$$

$$P_{re} = \frac{P_f}{(1+2\beta)^2}, \quad (8)$$

$$P_{e2} = \frac{4P_f\beta^2}{(1+2\beta)^2}. \quad (9)$$

可以进一步导出测试腔体的 S 参数 (S_{11} 和 S_{21})。 S_{11} 是从测试腔体 1 端口看去的反射系数, S_{21} 是从 1 端口到 2 端口的传输系数。将式 (8) 和式 (9), 代入 S_{11} 和 S_{21} 的定义式, 可以得到:

$$S_{11} = \sqrt{\frac{P_{re}}{P_f}} = \frac{1}{1+2\beta}, \quad (10)$$

$$S_{21} = \sqrt{\frac{P_{e2}}{P_f}} = \frac{2\beta}{1+2\beta}. \quad (11)$$

3.2 测试腔体功率传输模拟计算

为了验证物理建模和理论推导的正确性, 利用 CST 计算软件对 162.5 MHz 对称双端口腔体进行功率馈入数值计算分析。为保证计算精度选用尺寸较小的四分之一波长腔^[6] (QWR, Quarter Wave Resonator) 作为基本计算模型, 其端口耦合度通过天线伸入腔体长度调节, 耦合度调节范围为 0.37 到 8.18。计算不同端口耦合度下 S_{11} 和 S_{21} , 计算结果如图 4 所示。将图 4(a) 和图 4(b) 中 S 参数峰值取出得到图 5 中虚线曲线。图 5 中实线由式 (10) 和式 (11) 理论计算得到, 可以看出理论推导与模拟计算完全一致, 由此证明双端口功率耦合相关理论推导正确性。由图 5 可以看出, 随着端口耦合度的增加, S_{11} 迅速降低, S_{21} 迅速增加。图 5 反映的是测试腔体通带中心频率点的腔体反射和传输特性, 因此可以得到端口耦合度越大, 通带中心频率点功率传输效率越高, 反射越低的结论。

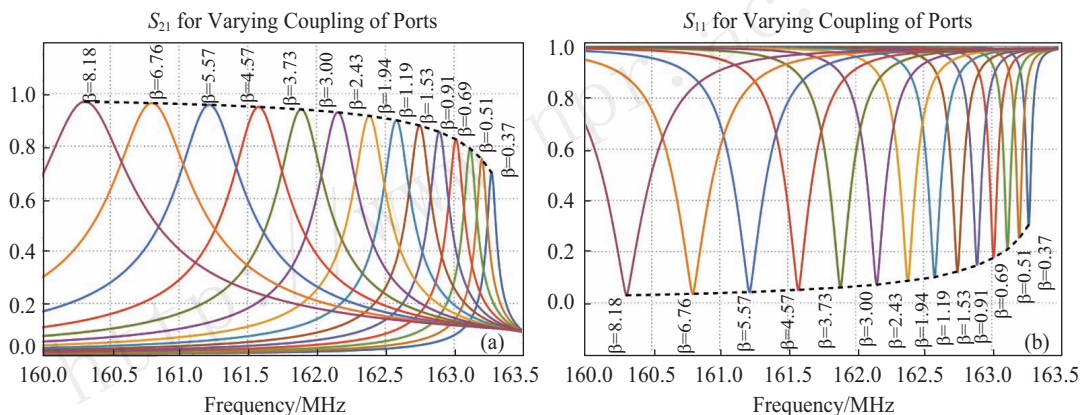


图 4 (在线彩图) 测试腔体在不同端口耦合度下 S 参数模拟计算结果
(a) 不同端口耦合度测试腔体 S_{21} 曲线; (b) 不同端口耦合度测试腔体 S_{11} 曲线。

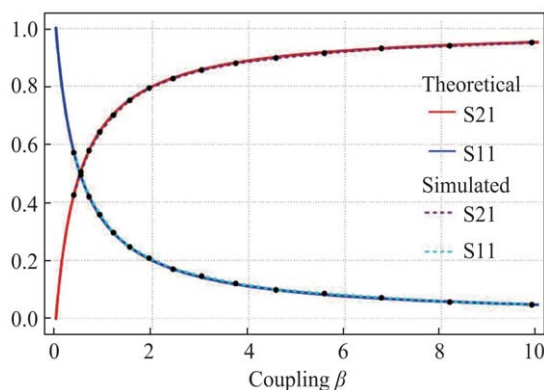


图 5 (在线彩图) 不同端口耦合度测试腔体通带中心频率处 S 参数的理论与模拟结果比较。

目前 HWR010 耦合器和 HWR015 耦合器最大传

输功率行波 CW 20 kW。根据测试腔体设计原则, 腔体功率损耗应控制在 300 W 以内。令式 (7) 和式 (8) 中 $P_f = 20$ kW。由此计算得到当端口耦合度大于 66 腔体功率损耗在 300 W 以内, 此时端口 1 反射功率为 1 W, 可以忽略不计。

4 测试腔体结构设计

HWR010 耦合器和 HWR015 耦合器工作频率为 162.5 MHz。国际上针对较高频率耦合器测试平台采用的 pill box 腔和矩形谐振腔并不在考虑范围之内。一方面是因为低频段测试腔体尺寸巨大。如果 162.5 MHz 耦合器采用 pillbox 型测试腔体, 其横向尺寸接近 1.5 m。另一方面是因为低频段常规腔体结构腔体传

输效率较低, 腔体表面功耗较高。从腔体尺寸考虑, 我们选择 QWR 腔作为测试腔的基本腔型, 如图 6(a) 所示。第 3 节中我们对测试腔体功率传输进行了分析, 得到了 20 kW 前向功率, 功率损耗小于 300 W, 端口耦合度必须大于 66 的结论。当腔体形状固定, 对于电耦合同轴型耦合器来说, 耦合度由天线伸入腔体内长度决定。然而对于 HWR010 耦合器和 HWR015 耦合器来说天线长度相对固定, 因此对于特定腔型耦合度无法调节。HWR010 耦合器和 HWR015 耦合器端部法兰到天线顶端的距离分别是 35 和 42 mm。考虑到腔体壁厚

以及法兰连接, 耦合器伸入腔体内部的长度为 20 mm 左右, 因此通常的腔体结构难以获得 66 以上的高耦合度。为了提高测试腔体端口耦合度, 我们对 QWR 腔内导体进行改造, 在内导体上加上一对边管, 以此增强端口电容耦合。改进后的腔体结构如图 6(b) 所示。考虑到目前有两种耦合器, 测试腔体预留出两种耦合端口, 端口内径分别为 40 和 60 mm。测试腔体最终基本结构如图 6(c) 所示。值得注意的是此设计不仅实现一腔两用, 而且在其中一对端口用作锻炼, 另一对端口可用作调谐, 因此满足设计原则 (4)。

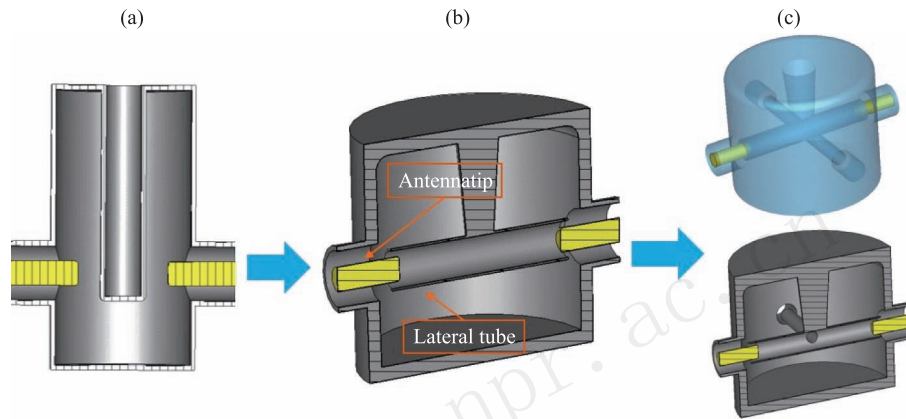


图 6 (在线彩图) 测试腔体结构设计演化

(a) QWR 腔体结构; (b) 边筒式双端口类 QWR 腔体结构; (c) 边筒式四端口类 QWR 腔体结构。

5 测试腔体电磁优化

利用 CST 对第 4 节所设计的测试腔体结构进行电磁优化。优化过程中, 分别针对 HWR010 端口和 HWR015 端口单独建模, 计算其特性, 再考虑四端口模型。计算中发现边管外径越小, 天线插入边管长度越长, 端口耦合度越大。这主要是由于插入越深, 外径越小, 边管与天线头形成的电容越大。但是优化过程中应留出加工和装配余量。HWR015 端口由于天线尺寸更大, 相同边管外径和天线插入边管长度情况下, 天线与边管构成电容更大从而其耦合度更高。因此 HWR015 端口更容易满足设计要求。所以四端口设计中优先考虑 HWR010 端口设计, 确定 HWR010 边管尺寸后, 再考虑 HWR015 端口, 并进行整体优化。

图 7 和图 8 分别给出优化完成的测试腔体在 HWR010 端口锻炼和 HWR015 端口锻炼情况下, 1 W 前向功率时电场和磁场分布结果。表 1 给出两种锻炼情况下腔体相关电磁参数。可以看到 S_{21} 的模拟结果与理论计算值符合较好, 20 kW 锻炼功率下腔体功率损耗均小于设计值 300 W 且端口反射功率远远小于 1 W, 腔体表面峰值场均在可接受范围内 (不超过 MV/m 量

级)。值得注意的是该测试腔体 -3 dB 通带带宽达到 15 MHz, 这使得测试腔体拥有较高的频率偏移容许度。

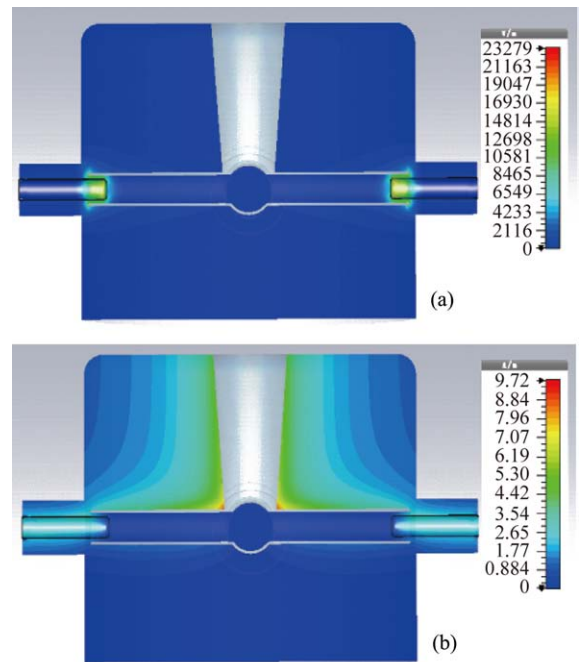


图 7 (在线彩图) HWR010 端口锻炼情况下电磁场模拟结果

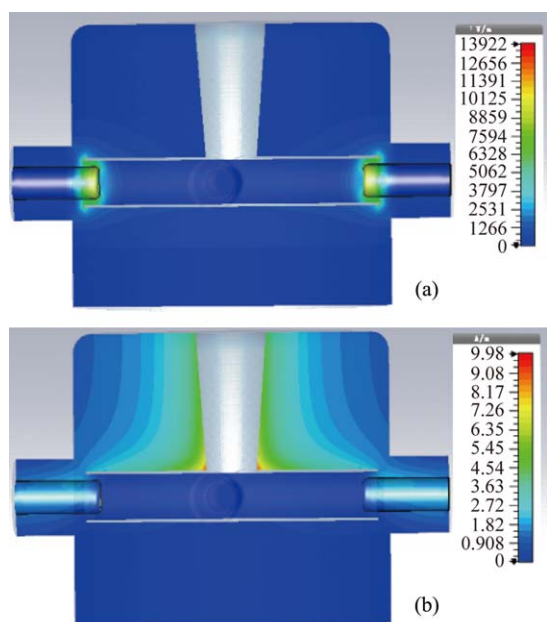


图 8 (在线彩图) HWR015 端口锻炼情况下电磁场模拟结果

表 1 两种端口 20 kW 锻炼情况下腔体相关电磁参数

参数	HWR010 端口	HWR015 端口
β	313.5	361.5
$S_{21}(\text{theo})$	0.998 41	0.998 62
$S_{21}(\text{simu})$	0.998 40	0.998 54
$E_{\text{peak}}@20 \text{ kW}/(\text{MV}/\text{m})$	3.42	1.8
$P_c@20 \text{ kW}/\text{W}$	64	55
$P_{\text{re}}@20 \text{ kW}/\text{W}$	0.05	0.04
$\text{BW}@-3 \text{ dB}/\text{MHz}$	14.7	15.8

6 结论与展望

耦合器测试平台对耦合器锻炼测试至关重要。本文针对中国科学院近代物理研究所原有耦合器测试平台的不足,提出了内导体非接触式测试锻炼方案。建立了耦合器测试锻炼双端口功率耦合模型,采用理论和模拟方法对测试腔体功率传输进行了分析。得到 20 kW 锻炼功率下,300 W 以内的腔体功耗端口耦合度必须大于 66 的结论。设计并优化了内导体非接触式测试腔,实现了 20 kW 锻炼功率下 60 左右的腔体损耗和 15 MHz -3 dB 带宽。接下来将完成测试腔体机械设计、加工和测试,验证设计方案。改进后的测试平台将实现耦合器内导体非接触测试锻炼,进一步确保耦合器上线品质。

参考文献:

- [1] XU Hushan, HE Yuan, LUO P. AAPPs Bulletin, 2015, **25**(3): 30.
- [2] WEN Liangjian, ZHANG Shenghu, LI Yongming, *et al.* China Physics C, 2016, **40**(2): 027004.
- [3] PAN Weimin, HUANG Tongting, MA Qiang, *et al.* China Physics, 2012, **36**(4): 355.
- [4] KAZAKOV S, POLOUBOTKO V, HANNA B M, *et al.* Proceedings of LINAC 2014, Switzerland: 2014: 538.
- [5] PADAMSEE H. RF Superconductivity for Accelerator[M]. New York: Wiley, 1998: 153.
- [6] PADAMSEE H. RF Superconductivity: Science, Technology, and Applications[M]. New York: Wiley, 2009: 26.

Design of a Test Cavity for 162.5 MHz FPC

CHEN Long^{1,2}, ZHANG Shenghu^{1,†}, LI Yongming¹, JIANG Tiancai¹, WANG Ruoxu¹, LI Chunlong¹, HUANG Shichun¹, TAN Teng¹, WU Andong^{1,2}, YANG Lei^{1,2}, PAN Feng^{1,2}, LIU Ximmeng^{1,2}

(1. Institute of Modern Physics, Chinese Academy of Sciences, Lanzhou 730000, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Fundamental power couplers (FPC) are crucial components for feeding RF power to the accelerating cavities. Before being installed on the accelerating cavity, a coupler must be tested and conditioned at room temperature to check its fabrication quality, to verify its design specifications, and improve its RF performance. This paper thoroughly introduced the design of a test stand for the 162.5 MHz coupler of ADS 25 MeV demo facility at IMP, CAS. In order to overcome the shortcomings of the original contacting test method, a non-contacting test scheme was proposed. A physical model was built for the the coupler test and the test cavity power transmission was analyzed theoretically. Based on the analysis results, a low-loss, wide-passband and multi-purpose non-contacting coupler test cavity was designed. With the new test cavity, a power loss of around 60W and a -3 dB bandwidth of 15 MHz at a test power of 20 kW was achieved.

Key words: coupler; test stand; room-temperature conditioning; test cavity

Received date: 19 Jan. 2018; Revised date: 9 Mar. 2018

Foundation item: National Key Basic Research Program of China (973 Program) (2014CB845504); Youth Innovation Promotion Association, CAS (2017455)

† Corresponding author: ZHANG Shenghu, E-mail: zhangsh@impcas.ac.cn; LI Yongming, E-mail: liyongmingcumt@126.com.