

# 基于正交定向耦合器组合的微波功率测量方法

杜百廷, 林宏翔, 黄贵荣, 刘 伟

(中国科学技术大学国家同步辐射实验室, 安徽合肥 230000)

**摘 要:** 定向耦合器广泛应用于微波系统的功率测量. 但定向耦合器的方向隔离度有限, 两个方向的耦合输出信号存在一定程度地串扰, 影响功率测量的准确性. 为了解决这一问题, 本文提出一种正交耦合测量方法. 该方法采用一对相位差为  $90^\circ$  的定向耦合器同时测量功率, 通过对测量结果的计算处理, 可消除方向串扰的影响. 推导了正反向传输功率与正交耦合器组合功率测量值的关系, 分析了正交偏差所产生的误差. 为了确定耦合器的正交状态, 提出了一种准确测量两个定向耦合器之间相位差的方法. 实测表明正交耦合方法可有效提高功率和驻波比测量的准确性.

**关键词:** 微波系统; 微波功率测量; 定向耦合器; 隔离度; 正交

**中图分类号:** TL503.2      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2018)05-1222-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.05.030

## Microwave Power Measurement Method Based on Quadrature Directional Couplers

DU Bai-ting, LIN Hong-xiang, HUANG Gui-rong, LIU Wei

(National Synchrotron Radiation Laboratory, University of Science and Technology, Hefei, Anhui 230000, China)

**Abstract:** Directional coupler is commonly used in the microwave system to measure the forward and backward power. Due to the limited directional isolation of the coupler, the crosstalk existing between the bi-directional coupling output signals will influence the accuracy of power measurement. The quadrature directional coupling method is developed to solve this problem. A pair of directional couplers with a phase difference of  $90^\circ$  are used to measure the coupling output power simultaneously, and the influence of crosstalk can be eliminated effectively by processing the measurement data. The relationship between forward and backward power and the outputs of quadrature couplers is derived, and the error due to the quadrature deviation is analyzed. In order to determine the quadrature situation, the method to measure the phase difference between two couplers is proposed. The experiment shows that the quadrature directional method can improve the accuracy of power and VSWR measurement effectively.

**Key words:** microwave system; microwave power measurement; directional coupler; isolation; quadrature

### 1 引言

作为一种方向信号耦合提取器件, 定向耦合器广泛应用于微波系统的测量与控制. 理想定向耦合器只耦合单向信号, 但实际器件的方向隔离度是有限的, 如常规器件的隔离度在  $20 \sim 30$  dB 之间, 因此两个方向的耦合输出信号存在串扰. 当反向信号很强, 将影响正向功率测量; 反之, 当需要精确测量一个较弱的反向信号从而判断终端匹配状态时, 正向串扰会产生较大影响<sup>[1~3]</sup>. 为了解决定向耦合器的方向隔离度问题, 我们提出了采用正交定向耦合器组合的功率测量方法, 可

有效消除方向串扰的影响, 提高功率测量的准确度. 需要指出的是本文中的正交定向耦合器组合与微波技术中常用的正交定向耦合器有本质区别, 前者是指两个定向耦合器处于相位正交状态, 而后者是指单个定向耦合器的主通道与耦合通道存在相位正交关系. 目前在微波工程技术中普遍采用单个定向耦合器测量微波功率, 其它改进性测量方法尚未见相关研究报道. 本文所提出的正交测量方法具有一定的创新性.

### 2 定向耦合器的测量误差

标准定向耦合器为四端口器件, 其结构如图 1 所

示. 图中端口 1 和 2 分别为正向和反向耦合输出端. 为了表达和推导的方便, 对正反向输入电压和功率进行归一化处理.

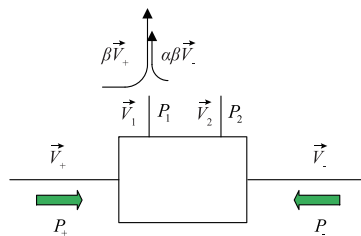


图1 单定向耦合器测量原理示意图

$$\begin{cases} \vec{V}_+ = P_+ = 1 \\ \vec{V}_- = \Gamma \cdot e^{j\varphi} \\ P_- = \Gamma^2 \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $\Gamma$  为电压反射系数,  $\varphi$  为  $\vec{V}_+$  和  $\vec{V}_-$  的相位差.

耦合输出电压与正反向传输电压的关系为:

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = \beta + \alpha\beta\Gamma \cdot e^{j\varphi} \\ \vec{V}_2 = \alpha\beta + \beta\Gamma \cdot e^{j\varphi} \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $\beta$  为电压耦合度, 耦合度常用功率分贝数  $B$  ( $B = 20\lg\beta/\text{dB}$ ) 表示;  $\alpha$  为相对电压隔离度 (又称方向性), 相应的功率分贝数  $A$  为  $20\lg\alpha$ . 有些文献中采用绝对隔离度概念, 即为  $20\lg\alpha\beta$ <sup>[4,5]</sup>.

用耦合度对输出信号归一化 (以下均采用这种处理方式).

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = 1 + \alpha\Gamma \cdot e^{j\varphi} \\ \vec{V}_2 = \alpha + \Gamma \cdot e^{j\varphi} \end{cases} \quad (3)$$

采取上述归一化处理方法后, 电压或功率表达式中的“1”是变量而非数值, 表征正向电压或功率.

以上方程组可以展开为实部和虚部 4 个方程, 而未知变量只有 3 个:  $\Gamma$  和  $\varphi$ . 因此如果能够测量  $V_1$ 、 $V_2$  的幅度和相位, 理论上可以通过求解方程组得到正反向电压或功率.

已有很多微波测量器件或系统可以同时测量微波信号的幅度和相位, 但对耦合输出信号的相位测量很难满足方程组求解的要求<sup>[6]</sup>. 其原因是  $V_1$  和  $V_2$  的相位必须是严格意义上的与正向电压的相位差, 否则它们与反向电压的相位  $\varphi$  不能正确关联, 方程组的实虚部不能正确展开. 而要获得  $V_1$ 、 $V_2$  与正向电压的“绝对”相位差, 必须精确测量定向耦合器的耦合等效参考面 (相位参考基准), 以及各相关器件如测量电缆、接收终端等的插入相移. 其中等效参考面的确定比较困难, 容易产生较大的测量误差; 此外任一组件的变动都需要重新定标相位. 因此这种矢量式测量方法实施难度大且不易取得良好效果.

将式(3)转化为功率标量方程

$$\begin{cases} P_1 = V_1^2 = (1 + \alpha^2\Gamma^2 + 2\alpha\Gamma \cdot \cos\varphi) \\ P_2 = V_2^2 = (\alpha^2 + \Gamma^2 + 2\alpha\Gamma \cdot \cos\varphi) \end{cases} \quad (4)$$

方程数量少于未知量, 无法求解. 目前在基于单个定向耦合器的功率测量方法中, 直接将  $P_1$  表征为正向功率测量值,  $P_2$  为反向功率值. 理想耦合器的隔离度为无限大 ( $\alpha=0$ ), 功率测量无误差. 而实际耦合器的隔离度是有限的, 耦合输出功率中含有另一个方向的功率分量. 由式(4)可得功率测量值与真实值的相对误差

$$\begin{cases} D_+ = \frac{|P_+ - P_1|}{P_+} = |\alpha^2\Gamma^2 + 2\alpha\Gamma\cos(\varphi)| \\ D_- = \frac{|P_- - P_2|}{P_-} = \left| \frac{\alpha^2}{\Gamma^2} + 2\frac{\alpha}{\Gamma}\cos(\varphi) \right| \end{cases} \quad (5)$$

测量误差与  $\alpha$ 、 $\Gamma$  和  $\varphi$  相关. 式(5)中, 绝对值内第一项为隔离度的高阶项, 其贡献较小, 误差主要取决于第二项. 当  $\vec{V}_+$  与  $\vec{V}_-$  同相 ( $\varphi=0$ ) 时误差达到最大; 反相 ( $\varphi=\pi$ ) 时误差也较大; 在正交状态附近误差较小.

当隔离度为 20dB ( $\alpha=0.1$ ), 在全反射 ( $\Gamma=1$ ) 情况下, 正反向功率测量误差因反射相位的不同而产生的变化在 0% 到 20% 之间. 由此可见功率测量存在极大的不确定性, 其准确度取决于反射相位.

在测量较小的反射信号时, 通常关注的是电压驻波比 (VSWR) 的测量精度, 用以判断终端匹配状态. 定向耦合器功率传输通道的真实驻波比  $\rho$  为

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (6)$$

用功率测量值计算得到的驻波比为:

$$\rho' = \frac{\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1} - \sqrt{P_2}} \quad (7)$$

推导表明,  $\vec{V}_+$  与  $\vec{V}_-$  同相时驻波比测量误差最大且主要取决于隔离度.

$$\frac{|\rho - \rho'|_{\max}}{\rho} \approx 2\alpha \quad (8)$$

因此当隔离度为 20dB ~ 30dB, 定向耦合器驻波比测量的最大误差为 20% ~ 6%.

### 3 正交定向耦合方法基本原理

正交定向耦合测量系统如图 2 所示. 该系统包含一对在工作频率下相位差  $\Delta\varphi$  为  $\pm 90^\circ$  (正交) 的定向耦合器. 为了在不同频率下保持定向耦合器组合的正交关系, 可以在定向耦合器之间插入移相器.

首先考虑  $\Delta\varphi$  为任意值的情况, 将第一个耦合器的正向输入信号的电压和功率归一化为 1, 其相位为零, 反向信号的相位为  $\varphi$ , 则在第二个耦合器中, 正向信号的相位为  $-\Delta\varphi$ , 反向为  $\varphi + \Delta\varphi$ , 两者的相位差为  $\varphi + 2\Delta\varphi$ .

4 个耦合端的归一化输出功率为

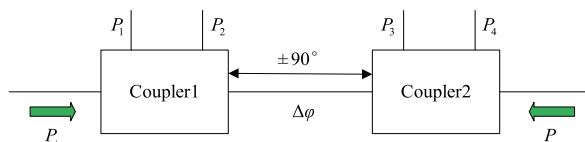


图2 正交定向耦合测量方法示意图

$$\begin{cases} P_1 = 1 + \alpha_1^2 \Gamma^2 + 2\alpha_1 \Gamma \cos(\varphi) \\ P_2 = \alpha_1^2 + \Gamma^2 + 2\alpha_1 \Gamma \cos(\varphi) \\ P_3 = 1 + \alpha_2^2 \Gamma^2 + 2\alpha_2 \Gamma \cos(\varphi + 2\Delta\varphi) \\ P_4 = \alpha_2^2 + \Gamma^2 + 2\alpha_2 \Gamma \cos(\varphi + 2\Delta\varphi) \end{cases} \quad (9)$$

上述方程组中有3个未知变量： $\Gamma$ 和 $\varphi$ 。 $\Delta\varphi$ 为常数变量，可以事先测出。即使 $\Delta\varphi$ 未知，方程组依然可解。

研究表明，如果 $\Delta\varphi$ 为任意值，难以得出简明的正反向功率的解析表达式。一种解决方法是采用数值迭代求方程近似解，目前我们也正在研究可快速收敛的迭代方法。但这种方法适用于离线数据分析，不适用于在线测量和实时数据处理。

如果两个耦合器正交，即 $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$ ，可以得到如下近似解

$$P'_+ \approx \frac{(\alpha_2 P_1 + \alpha_1 P_3)}{(\alpha_2 + \alpha_1)} - \alpha_1 \alpha_2 \frac{(\alpha_2 P_2 + \alpha_1 P_4)}{(\alpha_2 + \alpha_1)} \quad (10)$$

$$P'_- \approx \frac{(\alpha_2 P_2 + \alpha_1 P_4)}{(\alpha_2 + \alpha_1)} - \alpha_1 \alpha_2 \frac{(\alpha_2 P_1 + \alpha_1 P_3)}{(\alpha_2 + \alpha_1)} \quad (11)$$

求解过程中略去了隔离度的高阶项。模拟计算证明，只要隔离度超过20dB ( $\alpha < 0.1$ )，近似解的误差小于0.01%。

从式(10)和(11)中可发现，隔离度高的耦合器的功率测量值对计算结果的影响权重较大。假设第一个耦合器为理想器件 ( $\alpha_1 = 0$ )，第二个为有限隔离器件，则有

$$P'_+ = P_1 \quad P'_- = P_2 \quad (12)$$

第二个耦合器的测量值被“滤除”，也就是说，数据处理过程“自动”降低了隔离度低的测量值（更易产生误差）的权重，提高了计算结果的可靠性和准确性。

#### 4 非理想正交所致误差

正交测量和数据处理方法建立在两个耦合器理想正交的基础上，如果正交有偏差，将导致功率计算结果出现误差。当正交相位偏差较小，功率值的误差约为：

$$\begin{cases} D'_+ \approx \alpha \Gamma |\sin(\varphi) \sin(2\Delta\varphi)| \\ D'_- \approx \frac{\alpha}{\Gamma} |\sin(\varphi) \sin(2\Delta\varphi)| \end{cases} \quad (13)$$

式中， $\alpha$ 取两个耦合器隔离度的平均值，当 $\varphi = \pm \pi/2$ 时，该误差最大。

$$\begin{cases} (D'_+)_{\max} = \alpha \Gamma |\sin(2\Delta\varphi)| \\ (D'_-)_{\max} = \frac{2\alpha}{\Gamma} |\sin(2\Delta\varphi)| \end{cases} \quad (14)$$

图3给出了全反射情况下正反向功率测量误差与正交偏差角度的关系。

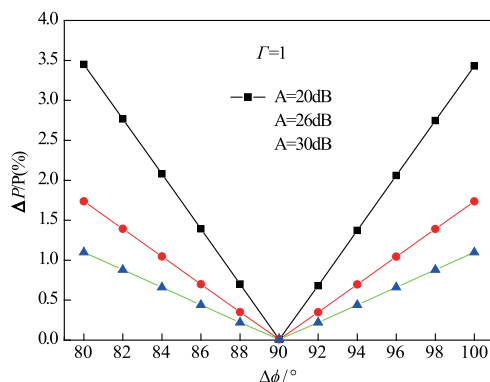


图3 正交偏差所产生的最大功率测量误差

正交偏差对驻波比测量的影响难以直接用公式表达。取隔离度为20dB，驻波比为1.5和5，通过数值计算得到了如图4所示的驻波比最大测量误差与正交偏差的关系。由图可知，当隔离度为20dB，正交偏差在10°以内，驻波比最大测量误差小于3.5%，因此在小驻波比测量中正交耦合方法有较高的精度。

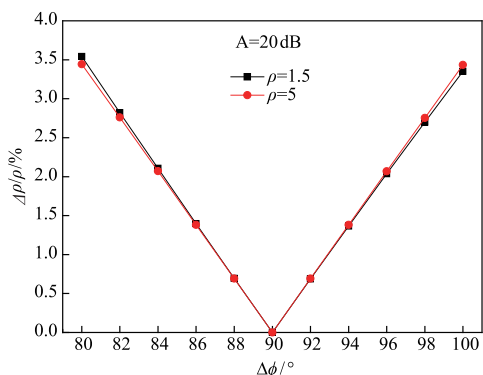


图4 正交偏差所产生的最大驻波比测量误差

#### 5 耦合器相位差的测量

正交定向耦合测量方法建立在两个耦合器相位正交的基础上，因此需要准确测量耦合器之间的相位差，并通过一定的调节措施（如插入移相器）使之尽可能接近正交。

一种简单的相位差测量方法是利用网络分析仪测量耦合输出端1和3与耦合器组合的正向输入端之间的传输相移，然后求其差值<sup>[7]</sup>。但这种方法要求两个耦合器内部传输相移具有一致性，才能在求差值的过程中将其抵消。而即使是同一批次产品，各定向耦合器的端口相移也可能不一致。实测表明，有些高频段的定向耦合器存在较大的相位离散性。

峰值频率检测法可较准确地测定两个定向耦合器之间的电长度。如图5所示，耦合器组合的反向端短路

(或开路),形成全反射;端口 2 和 4 接匹配负载.用网络分析仪依次对端口 1 和 3 的传输系数  $S_{21}$  进行扫频,找到两个相邻峰值所对应的频率,记为  $f_1$  和  $f_2$  (端口 1),  $f_3$  和  $f_4$  (端口 3).

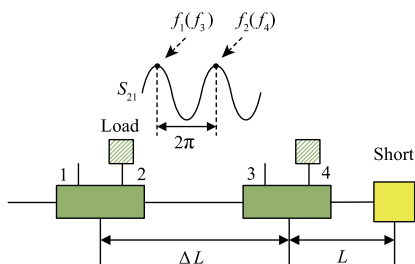


图5 相位差测量装置结构图

$S_{21}$  的峰值表征正反向信号同相耦合,两个相邻峰值间反向信号的相位差为一个周期,它们的频率差值在传输线上的单程相位差为半个周期,由此得到:

$$\begin{cases} \frac{\Delta L + L}{c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_2 - f_1} \\ \frac{L}{c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_4 - f_3} \end{cases} \quad (15)$$

式中,  $\Delta L$  为两个耦合器耦合参考面之间的距离,  $L$  为第 2 个耦合器参考面与终端短路面之间的距离,  $c$  为光速.

任意频率  $f$  所对应的定向耦合器之间的相位差为

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \frac{\Delta L}{c} \cdot f = \pi \cdot f \cdot \left[ \frac{1}{(f_2 - f_1)} - \frac{1}{(f_4 - f_3)} \right] \quad (16)$$

## 6 测量结果

为了验证正交耦合测量方法,构建了一个如图 6 所示的测试系统.图 6 中,“P<sub>+</sub>/P<sub>-</sub> Monitor”为正反向功率监测点,用网络分析仪定标两个定向耦合器的耦合度和隔离度,以及主传输通道驻波比的计算均以该点为基准.定向耦合器的工作频率范围为 150 ~ 300MHz,频段内功率耦合度和隔离度均为 20dB 左右.测得耦合器组合的正交频率为 170MHz,正交偏移约为 5.3°/10MHz,在 250MHz 处偏离了约 45°.

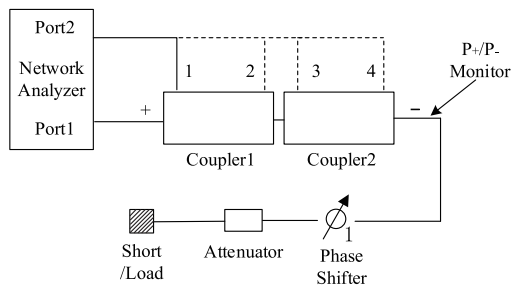


图6 正交耦合测试系统

调整移相器,以 30° (@ 170MHz) 为步长,测量并计

算了 150 ~ 250MHz 频率范围内的入射、反射功率和驻波比,其结果如图 7 ~ 10 所示.在图 7 和图 9 中,横坐标表征反射信号的相位,用相位步进点刻度.

图 7 和图 8 是在接近全反射 ( $\Gamma \sim 0.95$ ) 的情况下,单个和正交耦合器组合的反向功率测量结果,正向功率的测量结果基本相同.由图 7 可知,单个耦合器的测量误差随反射相位的变化为 2% ~ 24%,与理论值 0 ~ 20% 较为吻合;而正交组合的最大误差约为 1%.图 8 为最大测量误差随频率的变化,在正交偏差约 10° (170 ± 20MHz) 的范围内,耦合器组合的最大功率测量误差不超过 2%,与图 3 中 3.5% 的理论值比较一致.

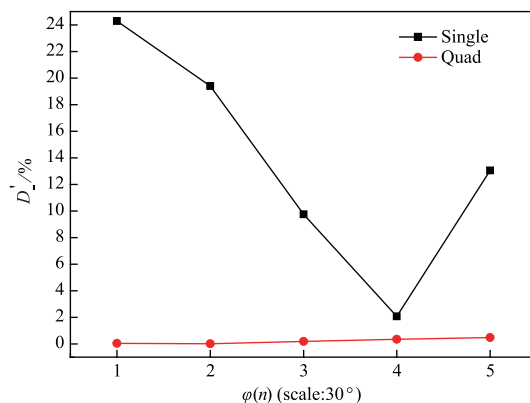


图7 功率测量误差与反射相位的关系 ( $\Gamma=0.95, f=170\text{MHz}$ )

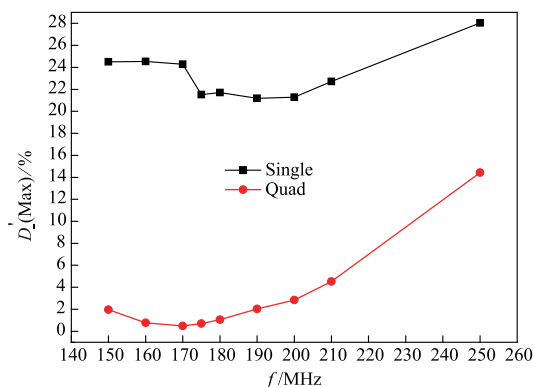
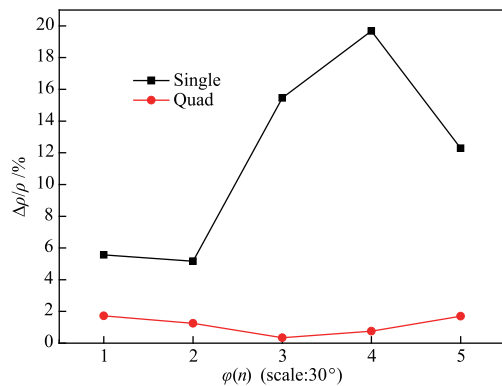
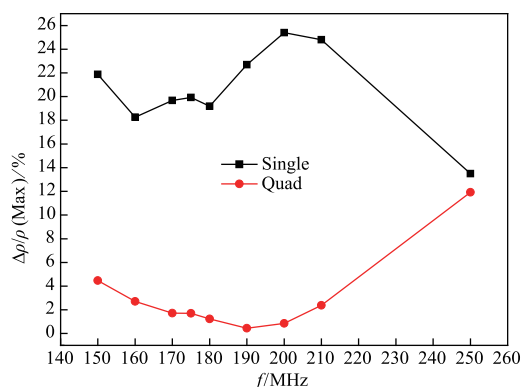


图8 不同频率下的最大驻波比测量误差 ( $\Gamma=0.95$ )

图 9 和图 10 是在实际驻波比为 1.5 的情况下,单个耦合器和正交组合的驻波比测量误差.图 9 表明,在正交情况下驻波比的误差在 2% 以内,而单个耦合器的最大误差接近 20%,与式 (8) 所给出的理论值一致.图 10 则表明,在正交偏差约 10° (170 ± 20MHz) 的范围内,驻波比测量误差小于 5%.

## 7 结论

正交定向耦合方法可以显著的减小定向耦合器方向串扰的影响,提高正反向功率测量的准确性.实测表明,即使耦合器的隔离度较低 (20dB),只要正交相位偏

图9 功率测量误差与反射相位的关系 ( $\rho=1.5, f=170\text{MHz}$ )图10 不同频率下的最大驻波比测量误差 ( $\rho=1.5$ )

差不超过  $10^\circ$ , 大反射下功率测量的准确度可以达到 2%, 小驻波比测量的准确度优于 5%, 满足大多数场合的测量精度要求. 正交耦合方法所具有的精确测量驻波比的优点可以在很多高功率微波系统的测试中发挥作用. 例如, 可用于测定谐振腔在热态下谐振频率的稳定性, 也可用于在线监测一些驻波比很小的微波器件的阻抗特性, 如环行器、衰减器等在高功率下端口匹配状态是否发生改变.

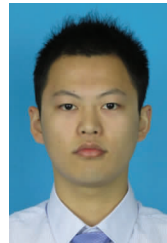
#### 参考文献

- [1] Brush A S. Measurement of microwave power-A review of techniques used for measurement of high-frequency RF power [J]. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, 2007, 10(2): 20-25.
- [2] 葛义蓉. 定向耦合器在微波传输系统中的应用 [J]. 计量技术, 2001, 21(1): 31-32.  
Ge Yirong. Application of directional coupler to microwave transmission system [J]. Metrology & Measurement Technology, 2001, 21(1): 31-32. (in Chinese)
- [3] 吴婷, 等. 任意耦合度集总宽带正交定向耦合器的研究 [J]. 微波学报, 2010, (Z1): 385-388.

WU Ting, et al. Analysis of arbitrary-coupling broad band lumped-element quadrature coupler [J]. Journal of Microwaves, 2010, (Z1): 385-388. (in Chinese)

- [4] 王文祥. 微波工程技术 (第 2 版) [M]. 国防工业出版社, 2014.
- [5] Ishii T K. Handbook of Microwave Technology [M]. USA: Academic Press, 1995.
- [6] Pozar D M. Microwave Engineering [M]. USA: Wiley, 2011.
- [7] 徐丽. 二端口网络分析仪测量多端口器件的方法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(z1): 318-322.  
Xu Li. A multi-port measurement technique using a two-port network analyzer [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2009, 23(z1): 318-322. (in Chinese)

#### 作者简介



**杜百廷** 男, 1994 年 3 月出生于安徽宿州. 2014 年毕业于中国科学技术大学核科学与技术学院. 现为中国科学技术大学国家同步辐射实验室在读硕士研究生. 主要研究方向为加速器高频技术.

E-mail: dbt@mail.ustc.edu.cn



**林宏翔 (通信作者)** 男, 1987 年 1 月出生于福建漳州. 现为中国科学技术大学国家同步辐射实验室副研究员. 主要研究方向为加速器微波高频技术.

E-mail: lhx2010@ustc.edu.cn



**黄贵荣** 男, 1969 年 3 月出生于江西抚州. 1991 年毕业于厦门大学物理系, 现为中国科学技术大学国家同步辐射实验室高级工程师. 主要从事加速器微波高频技术研究.

E-mail: grhuang@ustc.edu.cn



**刘伟** 女, 1992 年 06 月出生于河北, 现为中国科学技术大学国家同步辐射实验室在读博士研究生. 主要研究方向为微波腔式合成技术.

E-mail: yqlw@mail.ustc.edu.cn