

文章编号: 1001-4322(2008)06-0985-04

采用罗戈夫斯基线圈诊断径向束流*

韩持宗, 刘庆想, 臧杰锋, 林远超

(西南交通大学 理学院, 成都 610031)

摘 要: 罗戈夫斯基线圈具有结构简单、高频特性好等特点而被广泛应用于脉冲电流测量。提出了用两个自积分式罗戈夫斯基线圈诊断径向束流的方法,在此基础上设计了两个用于径向束流诊断的自积分式罗戈夫斯基线圈,对其进行了标定。当标准电流的上升沿为 30 ns 时,罗氏线圈响应时间约为 10 ns;整个系统的测量误差约为 4.7%。从标定结果来看,该系统的频率响应特性和测量精度能够满足 ns 级束流诊断的要求,该方法可以用于径向结构高功率微波器件的束流强度测量。

关键词: 罗戈夫斯基线圈; 自积分; 径向束流; 标定

中图分类号: TM933.1 **文献标识码:** A

径向结构的高功率微波器件具有电子发射面大、空间电荷效应小、空间电荷限制流大、低阻抗等特点,因此易于提高器件的输出功率。束流诊断系统为径向结构器件的调束提供直接的依据,对器件的参数调整、运行状态监测和优化束流品质等方面有着重要的作用^[3]。人们常采用法拉第筒来诊断束流。法拉第筒的测量精度高,但是由于法拉第筒需要拦截电子束而不能实时测量束流;而罗氏线圈是通过电磁感应来测量电流的,不与电子束发生直接电气联系,因此它可以实现实时束流测量。自积分式罗戈夫斯基线圈频率响应好,是测量 ns 级脉冲大电流信号的理想手段,在国内外已被广泛应用。国内报道的罗戈夫斯基线圈大多用来测量轴向脉冲电流或者轴向束流,用作径向束流诊断的较少。本文从罗氏线圈的基本原理出发,详细阐述了用两个自积分式罗氏线圈诊断径向束流的方法,并探讨了该方法的可行性。

1 基本原理

典型的罗氏线圈的结构见图 1,在一个截面小且均匀的非磁性材料介质圆环上均匀密绕线圈,待测电流从圆环中心垂直穿过,通过测量电流在线圈上的感应电动势来测量电流大小。在线圈上串联一个采样电阻,通过示波器观察采样电阻上的电压就可以读出感应电动势大小,进而读出电流大小。其等效电路方程为 $e(t) = (R_a + r)i + Ldi/dt$, 其中 L 与 r 分别为线圈的电感和电阻, R_a 为采样电阻, i 为线圈中的电流, $e(t) = MdI/dt$ 为感应电动势(定义互感系数 $M = \Phi/I$, I 为待测电流)^[6]。当满足条件 $(R_a + r)i \ll Ldi/dt$ ($\omega L \gg (R_a + r)$) 时,就称为自积分式罗氏线圈,此种情况下可得采样电阻 R_a 上的电压

$$U = IMR_a/L \quad (1)$$

此时,采样电阻上的电压与待测电流成线性。由于径向束流在线圈中产生的磁场和轴向电流产生的磁场都垂直于线圈截面,因此就可以用罗氏线圈来诊断径向束流。

径向结构的高功率微波器件中主要包含以下几个电流:阴极杆电流、阴极盘电流以及待测束流(如图 2 所示),其中阴极杆电流和阴极盘电流大小相同,束流小于阴极杆电流。为了诊断出径向束流的大小,本文采用两个线圈来诊断束流,其中线圈 1 离径向电流(包括径向电子束流和阴极圆盘上的径向电流)较远,因此线圈 1 上的感应电动势可以认为只是阴极杆电流在线圈中产生的,而线圈 2 上的感应电动势则是阴极杆电流和径向电流共同产生的。用线圈 2 中总的感应电动势减去阴极杆和阴极盘电流在线圈 2 中产生的感应电动势即可得到束流在线圈 2 中产生的感应电动势,进而根据线性关系既可得束流的大小。

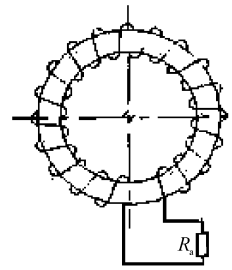


Fig. 1 Basic configuration of Rogowski coil
图 1 罗氏线圈基本结构

* 收稿日期:2008-02-01; 修订日期:2008-05-11
作者简介:韩持宗(1979—),男,硕士研究生,湖北荆门人,主要从事微波器件研究;hc21979@163.com。

2 径向束流与罗氏线圈参数的关系

器件各部分的尺寸如图2所示,线圈中感应电动势的大小与互感系数的关系为

$$e(t) = M dI/dt \quad (2)$$

因此就需要计算各个部分电流和束流与线圈的互感系数。

2.1 阴极杆电流与两个线圈的互感系数

有限长线电流的磁感应强度的计算模型如图3所示: l 为线电流长度, h 为空间点离电流的距离, r 为空间点到线电流任意一点的距离。根据毕奥-萨伐定律可以求得有限长的电流产生的磁感应强度

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} (\cos\phi_1 - \cos\phi_2) \quad (3)$$

$$M = \frac{NBS}{I} = \frac{\mu_0 NS}{4\pi} (\cos\phi_1 - \cos\phi_2) \quad (4)$$

式中: N 为线圈匝数; S 为线圈截面面积。由式(4)可得,阴极杆与线圈1的互感系数为

$$M_1 = \frac{\mu_0 NS}{4\pi} \left[\frac{l-d}{\sqrt{(l-d)^2 + R_1^2}} + \frac{d}{\sqrt{d^2 + R_1^2}} \right] \quad (5)$$

阴极杆与线圈2的互感系数为

$$M'_1 = \frac{\mu_0 NS}{4\pi} \left[\frac{l-h}{\sqrt{(l-h)^2 + R_2^2}} + \frac{h}{\sqrt{h^2 + R_2^2}} \right] \quad (6)$$

2.2 阴极盘电流和径向束流与两个线圈的互感系数

径向束流的磁感应强度计算模型如图4所示。图中束流平面为OBC平面, O 点为圆心。 A 为空间点, D 是空间点 A 在束流平面的投影。 OC 为束流的任意一个半径。 h_a 为 A 点到任意半径 OC 的距离, α 为电流圆心角。

根据式(3)可得则 OC 段电流在 A 点产生的磁感应强度为

$$B = \frac{\mu_0 I_0}{8\pi^2 h} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\alpha (\cos\phi_{a1} - \cos\phi_{a2})}{1 + \cot^2\phi_1 \sin^2\alpha} d\alpha \quad (7)$$

$\phi_{a1}, \phi_{a2}, \phi_1$ 以及 ϕ_2 的关系由图4给出。

$$M = \frac{\mu_0 NS}{8\pi^2 h} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\alpha (\cos\phi_{a1} - \cos\phi_{a2})}{1 + \cot^2\phi_1 \sin^2\alpha} d\alpha \quad (8)$$

通过式(8)可以分别求出阴极盘和束流与线圈的互感系数。

根据图4中的参数可得阴极盘与线圈1的互感系数为

$$M_2 = \frac{\mu_0 NS}{8\pi^2 d} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\alpha (\cos\phi_{a1} - \cos\phi_{a2})}{1 + \cot^2\phi_1 \sin^2\alpha} d\alpha \quad (9)$$

阴极盘与线圈2的互感系数为

$$M'_2 = \frac{\mu_0 NS}{8\pi^2 h} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\alpha (\cos\phi_{a1} - \cos\phi_{a2})}{1 + \cot^2\phi_1 \sin^2\alpha} d\alpha \quad (10)$$

同样可得束流与线圈1的互感系数为

$$M_3 = \frac{\mu_0 NS}{8\pi^2 d} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\alpha (\cos\phi_{a2} - \cos\phi'_{a2})}{1 + \cot^2\phi_1 \sin^2\alpha} d\alpha \quad (11)$$

束流与线圈2的互感系数为

$$M'_3 = \frac{\mu_0 NS}{8\pi^2 h} \int_0^{2\pi} \frac{\cos\alpha (\cos\phi_{a2} - \cos\phi'_{a2})}{1 + \cot^2\phi_1 \sin^2\alpha} d\alpha \quad (12)$$

假定阴极杆和阴极盘的电流为 I_1 ,束流大小为 I_2 ;线圈1的采样电阻大小为 R_{a1} ,电感为 L_1 ;线圈2的采样电阻大小为 R_{a2} ,电感为 L_2 ,根据式(1)和式(2)可得线圈1和线圈2上的感应电动势:

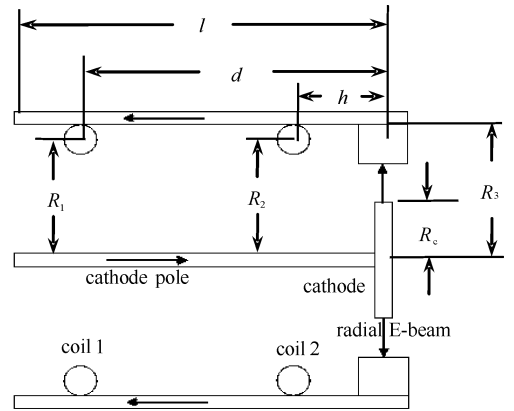


Fig. 2 Section configuration of radial structure

图2 径向器件截面示意图

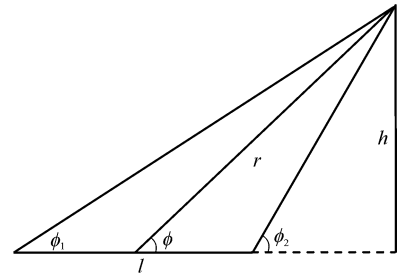


Fig. 3 Calculation model for magnetic induction of finite current structure

图3 有限长度电流结构的磁感应强度计算模型

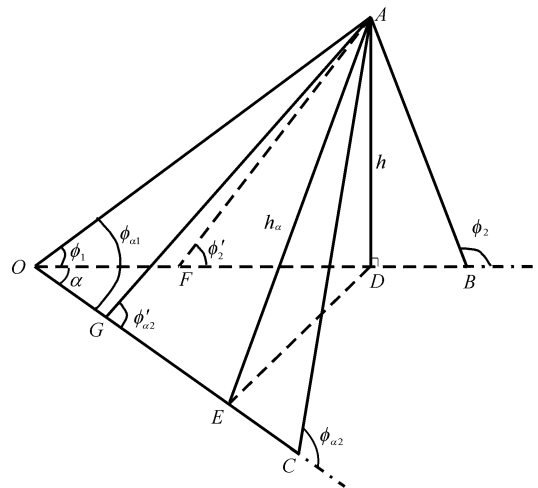


Fig. 4 Calculation model for magnetic induction of radial current structure

图4 径向电流结构的磁感应强度计算模型

$$U_1 = \frac{(M_1 + M_2)R_{a1}}{L_1} I_1 + \frac{M_3 R_{a1}}{L_1} I_2 \quad (13)$$

$$U_2 = \frac{(M'_1 + M'_2)R_{a2}}{L_2} I_1 + \frac{M'_3 R_{a2}}{L_2} I_2 \quad (14)$$

由于 I_1 与 I_2 为同一个数量级, 当 $M_1 \gg (M_2 + M_3)$ 时, 式(13)可以改为

$$U_1 = \frac{M_1 R_{a1}}{L_1} I_1 \quad (15)$$

根据式(14)和式(15)即可得束流的大小

$$I_2 = \frac{L_2}{M'_3 R_{a2}} \left(U_2 - \frac{M'_1 + M'_2}{M_1} \frac{L_1 R_{a2}}{L_2 R_{a1}} U_1 \right) \quad (16)$$

3 线圈的位置和参数

各位置参数如下: 阴极杆的长度 $l = 36$ cm, 线圈 1 的中心半径 $R_1 = 13$ cm, 线圈 1 离束流平面的距离 $d = 20$ cm, 阴极盘的半径 $R_c = 10$ cm, 线圈 2 的中心半径 $R_2 = 13$ cm, 径向器件的半径 $R_3 = 17.2$ cm, 线圈 2 的中心离束流的距离 $h = 4$ cm。

线圈参数: 两个线圈都采用相同的参数。用直径 $\phi = 0.55$ mm 的漆包线绕在截面直径 $\phi = 16$ mm 的绝缘管上, 测得其电感 $L_1 = L_2 = 7 \times 10^{-4}$ H, 采样电阻选取为 $R_{a1} = R_{a2} = 50 \Omega$ 。假定待测束流脉宽为 200 ns, 满足条件 $L/(R_a + r) = 1.4 \times 10^{-5}$ s > 200 ns, 因此能满足自积分条件。

在上述结构下, 由式(5), (9), (11)并通过数值计算可得: $M_1 \approx 41(M_2 + M_3)$, 因此线圈 1 上的感应电动势可以由式(15)计算得到。根据式(5)和(15)以及线圈的参数计算可得

$$U_1 = \frac{M_1 R_{a1}}{L_2} I_1 = 2.68 \times 10^{-2} I_1 \quad (17)$$

根据式(6), (10), (12)和(14)以及线圈的参数计算可得:

$$U_2 = \frac{(M'_1 + M'_2)R_{a2}}{L_2} I_1 + \frac{M'_3 R_{a2}}{L_2} I_2 = 2.31 \times 10^{-2} I_1 + 0.68 \times 10^{-2} I_2 \quad (18)$$

式中: U_1, U_2 的单位为 V; I_1, I_2 的单位为 A。根据式(17)、式(18)可得

$$I_2 = 1.47 \times 10^2 (U_2 - 0.86U_1) \quad (19)$$

4 线圈标定

采用小的标准电流信号进行标定, 同时用金属盘上的传导电流来代替束流(PIC 软件仿真结果表明标定时能用传导电流代替束流), 标定采用的电流信号的脉宽为 150 ns, 幅值为 5~10 A。由于此时 $I_1 = I_2$, 采用不同幅值的电流时, U_1, U_2 的值如表 1 所示。其中电流幅值为 7.4 A 时的标定结果如图 5 所示。从图中可以看出: (1) 准脉冲电流信号的脉宽约为 180 ns, 上升沿和下降沿约 30 ns; 线圈能有效地恢复标准信号的波形, 得到的信号的上升沿和下降沿约为 40 ns, 因此本文设计的测量系统的响应时间为 10 ns。(2) 在平顶期间, 线圈测得的信号叠加有一个振荡, 这个振荡而且很难避免直接影响到测量系统的精度, 主要原因是线圈阻抗和采样电阻阻抗不匹配以及采样电阻电感的影响, 可以通过数字信号处理技术将其滤除^[3,6]。

表 1 线圈 1 和线圈 2 上的感应电动势

Table 1 Calibrated inductive electromotive force in coil 1 and coil 2

samples	I/A	U_1/mA	U_2/mA
No. 1	9.7	260	285
No. 2	7.4	200	220
No. 3	7.2	195	215
No. 4	6.1	165	185
No. 5	4.7	125	140

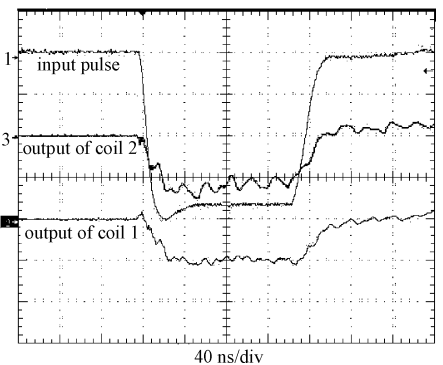


Fig. 5 Output of calibration current

图 5 标定电流输出波形

采用线性拟合得到 U_1 与 I_1 的关系为

$$U_1 = 2.69 \times 10^{-2} I_1 \quad (20)$$

U_2 与 I_2 的关系为

$$U_2 = 2.965 \times 10^{-2} I_2 \quad (21)$$

根据式(18),(20),(21)可得 U_1 、 U_2 和 I_2 的关系为

$$I_2 = 1.53 \times 10^2 (U_2 - 0.86U_1) \quad (22)$$

这一结果与理论计算结果有 4.7% 的误差。

产生误差的原因主要有读数误差、线圈截面的均匀程度、线圈的密绕程度。其中读数误差可以通过多次读数进行拟合来减小,后两者可以通过选取截面更均匀的介质环并密绕来改善。

5 结 论

本文提出了用两个自积分式罗氏线圈诊断径向束流的方法,并通过标定对该方法的可行性进行了验证。从标定结果可以看出:当标准电流的上升沿为 30 ns 时,罗氏线圈响应时间约为 10 ns,整个系统的测量误差约为 4.7%。因此用两个罗氏线圈诊断径向束流的方法能够满足径向束流诊断的要求。

参考文献:

- [1] 李少甫,丁武.一种新的高功率微波折叠式谐振腔径向速调管振荡器[J]. 强激光与粒子束,2003,**15**(9):903-913. (Li S F, Ding W. A high power microwave radial klystron oscillator with foldaway concentric circular cylinder resonant cavity. *High Power Laser and Particle Beams*,2003,**15**(9):909-913)
- [2] 李少甫,丁武,杨中海.新型高功率虚阴极径向反射速调管振荡器[J]. 强激光与粒子束,2005,**17**(11):1725-1729. (Li S F, Ding W, Yang Z H. High power radial reflex klystron oscillator with virtual cathode. *High Power Laser and Particle Beams*,2005,**17**(11): 1725-1729)
- [3] 张桂成,郑建华. HIRFL束流诊断系统软件设计[J]. 核电子与探测技术 1999,**19**(4):287-291. (Zhang G X, Zheng J H. The software design of HIRFL beam diagnostic system. *Nuclear Electronics and Detection technology*,1999,**19**(4):287-291)
- [4] 何津云,朱长春.罗柯夫斯基线圈频率响应特性的测量方法[J]. 强激光与粒子束,1992,**4**(2):233-238. (He J Y, Zhu C C. Rogowski coil frequency response measurement. *High Power Laser and Particle Beams*,1992,**4**(2):233-238)
- [5] Pellinen D G, Capua M S D, Stephen E, et al. Rogowski coil for measuring fast, high-level pulsed current[J]. *Rev Sci Instrum*,1980,**51**(11): 1535-1540.
- [6] 王珏,张适昌,严萍,等.用自积分式罗氏线圈测量纳秒级高压脉冲电流[J]. 强激光与粒子束,2004,**16**(3):399-403. (Wang J, Zhang S C, Yan P, et al. Self-integrating Rogowski coil for nanosecond current measurement. *High Power Laser and Particle Beams*,2004,**16**(3):399-403)

Measurement of radial beam current by double Rogowski coils

HAN Chi-zong, LIU Qing-xiang, ZANG Jie-feng, LIN Yuan-chao

(School of Science, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Rogowski coil is used quite widely in measuring pulse current for its simple structure and good response in high frequency. In this paper, principle of using two self-integral Rogowski coils for radial electronic beam current measurement is analysed, and the Rogowski coils are calibrated by standard current. The calibrated results show that the diagnostic system could get the signal with response time less than 10ns and error about 4.7% when the rising edge of the standard current is 30ns and the system can meet the requirements of nanosecond beam measurement. Therefore, it can be used for measuring the intensity of a radial electronic beam radiated by high-power microwave devices.

Key words: Rogowski coil; Self-integral; Radial electronic beam current; Calibration