

基于 LabVIEW 的高频功率测量系统

郭 亮, 吴为麟*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:在测试高频大功率电源的过程中,针对普通功率表无法测量高频功率的问题,提出了高频功率的测量方法,从理论上估算了测量的误差大小,并利用 LabVIEW 平台和 National Instrument 公司的数据采集仪器,设计了一个高频功率的测量系统。该系统集信号采集、实时波形显示、数据分析处理和数据保存于一身,能测量 40 kHz 以下不同频率、不同波形电信号的功率。实际测量了工作于 20 kHz 左右的高频变压器的空载损耗和负载功率。研究结果表明,所设计的测量系统具有较好的精确度,达到了预期目标。

关键词:高频;功率测量;LabVIEW;变压器;空载损耗

中图分类号:TH86;TM93

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)11-0086-05

High-frequency power measurement system based on LabVIEW

GUO Liang, WU Wei-lin

(School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A problem that high-frequency power can't be measured by ordinary power meter rose during the process of testing high-frequency power supply. Aiming at solving it, a method of measuring high-frequency power was proposed and the measurement error was estimated from theory. What's more, based on LabVIEW platform and National Instrument's high performance data acquisition instrument, a high-frequency power measurement system was designed, which integrated signal acquisition, real-time waveform display and data analysis and processing, and data stored in one. The system is able to work at different frequencies (below 40 kHz), different signal waveforms of power. And it was used to measure no-load loss and load power of a high-frequency transformer working at about 20 kHz. The results indicate that the designed measurement system has good accuracy, to achieve the expected goal.

Key words: high frequency; power measurement; LabVIEW; transformer; no-load loss

0 引 言

在研发高频高压大功率电源的过程中,需要随时掌握谐振电路的电压、电流波形和输出功率,以便判断系统的运行状况。高压大功率电源等效电路图如图 1 所示。

高压大功率电源的关键是高频变压器,准确测量其空载和负载功耗,对于评价变压器的性能和质量、指导变压器的设计和修改,有着重要意义。

然而,高频变压器工作频率在 10 kHz ~ 30 kHz 之间,一般的功率表主要适用于工频测量,无法准确测量高频信号的功率,而且也无法显示电流电压波形。普通示波器虽可以显示波形,却没有计算功率的功能。

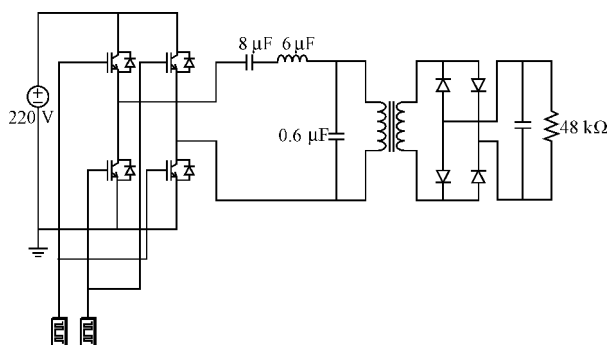


图 1 高压大功率电源等效电路图

为了能进一步分析系统性能,往往还需要保存测量数据。LabVIEW 是目前应用最广、发展最快、功能最强的图形化软件开发集成环境^[2];它采用可视化模块编程方式,大大降低了编程难度,提高了编程效率,被称

为 G 语言;同时具有强大的数据处理、显示和存储的能力。为此,根据现有条件,本研究设计了一个基于 LabVIEW 的高频功率的测量系统。

1 高频功率测量原理

1.1 离散化电流电压测量功率

谐振电路电流电压的典型波形如图 2 所示,逆变器输出的电压是方波,而谐振电流则是准正弦波形。

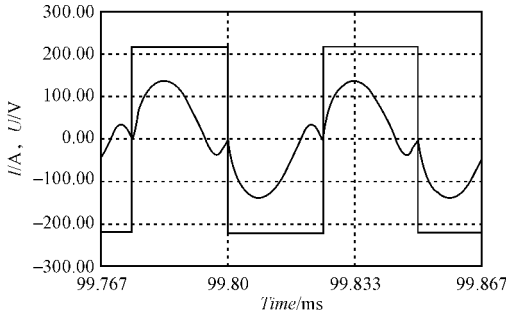


图 2 高频谐振电压电流波形(频率为 20 kHz)

电力系统中,功率的测量是通过功率表来完成的,工频功率表主要有电动系和数字式两类^[1]。电动系功率表依据的是电磁感应原理;数字式功率表先由时间分割乘法器算出瞬时功率,然后利用 A/D 转换得到功率值。这两类功率表主要用于工频(即 50 Hz)的正(余)弦信号,对于如图 2 所示的高频非正弦信号,则无法较精确测量其功率。

考虑先对电流电压进行 A/D 转换,以得到离散化的数字量,再根据有功功率原理,对数字量进行处理。周期信号有功功率就是对电流电压的乘积取周期平均值:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (1)$$

设 A/D 转换在一个周期 T 内采样 M 个点,对离散值作乘法,再求周期平均,得到离散化的功率表达式:

$$P_{\text{采}} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M p(k) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M u(k) \cdot i(k) \quad (2)$$

式(2)是对式(1)的一个离散逼近,存在一定的误差,下面将估算该误差的大小,以判断本方法的可行性。

1.2 功率测量的误差估算

功率测量值的误差主要有两部分:①由于离散化信号引起的误差(记为 δ_1);②电流电压不同时采样引起的误差(记为 δ_2)。本研究采用的 A/D 转换器件是 NI9221,其采样速率为 800 kS/s,不同步采样,即以最高

高速率交替采样电流电压,这会引入一个误差。

为估计误差大小,先建立电流电压的表达式。设 T 为电压周期,由于波形具有对称性,不妨设电流电压的在前 $T/2$ 的时域表达式如下:

$$i(t) = \begin{cases} \sin 2\omega t, & 0 < t < \frac{T}{4} \\ \frac{1}{2} \sin 2\omega t, & \frac{T}{4} < t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (3)$$

$$u(t) = 1, \quad 0 < t < \frac{T}{2} \quad (4)$$

其中 $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$,则功率的理论值为:

$$P_{\text{理论}} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) \cdot i(t) dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{4}} \sin 2\omega t dt + \frac{1}{2} \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} \sin 2\omega t dt \right] = \frac{1}{\omega T} = \frac{1}{2\pi} \quad (5)$$

1.2.1 关于离散化误差 δ_1

A/D 转换本身有精度限制,12 位器件 NI9221 的 A/D 转换误差最大为 $1/2^{12} = 0.025\%$,相对离散化误差,可以忽略。设 $T/2$ 内采样点数为 $2N$,则采样时间间隔为 $T/4N$,根据式(2),由离散的采样值计算有功功率为:

$$P_{\text{采样}} = \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^{2N} u(k) \cdot i(k) = \frac{1}{2N} \left[\sum_{k=1}^N \sin 2\omega \frac{kT}{4N} + \sum_{k=N+1}^{2N} \frac{1}{2} \sin 2\omega \frac{kT}{4N} \right] = \frac{1}{2N} \left[\sum_{k=1}^N \sin \frac{k\pi}{N} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} \sin \frac{(N+k)\pi}{N} \right] = \frac{1}{2N} \cdot \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sin \frac{k\pi}{N} = \frac{1}{4N} \sum_{k=1}^N \sin \frac{k\pi}{N} \quad (6)$$

本研究以 800 kS/s 的速率同时采样 20 kHz 的电流电压信号,单个信号一个周期内被采样 20 个点,半周期 $T/2$ 内采样 10 个,即 $2N = 10$,代入式(6)得:

$$P_{\text{采样}} = \frac{1}{4N} \sum_{k=1}^N \sin \frac{k\pi}{N} = \frac{1}{20} \left(\sin \frac{\pi}{5} + \sin \frac{2\pi}{5} + \cdots + \sin \pi \right) \approx 0.154 \quad (7)$$

由式(5)知: $P_{\text{理论}} = 1/2\pi \approx 0.159$,故离散化误差约为:

$$\delta_1 = \frac{P_{\text{理论}} - P_{\text{采样}}}{P_{\text{理论}}} = 3.1\% \quad (8)$$

1.2.2 不同时采样引起的误差 δ_2

由于不是同步采样,式(2)中相乘的 $u(k)$, $i(k)$ 不是同一时刻的值,而是隔了一个微小时间 t_θ ,这个时间等于采样周期:

$$t_{\theta} = T_s = 1/f_s \quad (9)$$

时间差 t_{θ} 使采样的电压与电流之间比实际多一个相角差为:

$$\theta = 2\pi \cdot t_{\theta}/T = \omega t_{\theta} = 2\pi f/f_s \quad (10)$$

在图形上(如图 2 所示)表现为电流向左平移 t_{θ} , 采样电流电压值对应的模拟表达式变为 $i_1(t)$ 和 $u_1(t)$:

$$i_1(t) = \begin{cases} -\frac{1}{2}\sin 2\omega(t-t_{\theta}), & 0 < t < t_{\theta} \\ \sin 2\omega(t-t_{\theta}), & t_{\theta} \leq t < \frac{T}{4} + t_{\theta} \\ -\frac{1}{2}\sin 2\omega(t-t_{\theta}), & \frac{T}{4} + t_{\theta} \leq t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (11)$$

$$u_1(t) = u(t) = 1, \quad 0 < t < \frac{T}{2} \quad (12)$$

由 $i_1(t)$ 和 $u_1(t)$ 计算出的功率为:

$$P_1 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_1(t) \cdot i_1(t) dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_{\theta}} \frac{1}{2} \sin 2\omega t dt + \int_{t_{\theta}}^{\frac{T}{4}+t_{\theta}} \sin 2\omega t dt + \frac{1}{2} \int_{\frac{T}{4}+t_{\theta}}^{\frac{T}{2}} \sin 2\omega t dt \right] = \frac{1}{2\omega T} \cdot 2\cos \omega t_{\theta} = \frac{\cos \omega t_{\theta}}{2\pi} \quad (13)$$

其相对误差为:

$$\delta_2 = \frac{P_{\text{理论}} - P_1}{P_{\text{理论}}} \quad (14)$$

式(5)、式(9)、式(10)、式(13)代入式(14)得:

$$\delta_2 = 1 - \cos \theta = 1 - \cos (2\pi f/f_s) \quad (15)$$

如果逆变频率为 $f = 20 \text{ kHz}$, 采样频率为 $f_s = 800 \text{ kHz}$, 那么 $f/f_s = 1/40$, 所以角度 $\theta = \pi/20 = 9^\circ$, 代入式(15)得:

$$\delta_2 = 1 - \cos \pi/20 = 1 - 0.988 = 1.2\% \quad (16)$$

当误差直接相加时, 误差最大, 综合以上分析, 最大误差约为:

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 = 3.1\% + 1.2\% = 4.3\% \quad (17)$$

这个误差对于功率测量而言, 是可以接受的, 表明通过离散化电流、电压来测量功率的方法是可行的。

2 测量系统的硬件和软件

2.1 硬件组成

本研究所设计的高频信号测量系统, 由电流电压传感器、数据采集模块、NI cDAQ-9172 底板、USB 接口以及计算机组成。整个测量系统的示意图如图 3 所示。

高频方波电压首先由隔离变压器(图 3 中的①)降压至合适值后取样, 保证测量仪器的安全; 电流传感

器是日本富士电机公司的 CC2D65-2008 (传导比为 200 A/66.7 mA), 具有优良的线性度, 大电流被转化成为一个小电流后再经 100Ω 电阻, 变成电压信号, 然后进行 A/D 转换。A/D 转换由插在 DAQ 板卡上的 NI9221 模块完成, 其主要性能指标如下: 8 通道模拟电压输入, 12 位 A/D 转换精度, 最大采样速率 800 KS/s, 最大输入电压为 $\pm 60 \text{ V}$ 。通过 A/D 转换, 模拟信号转换成数字信号, 然后由 USB 口输入到计算机, 计算机按照 LabVIEW 程序进行分析处理。

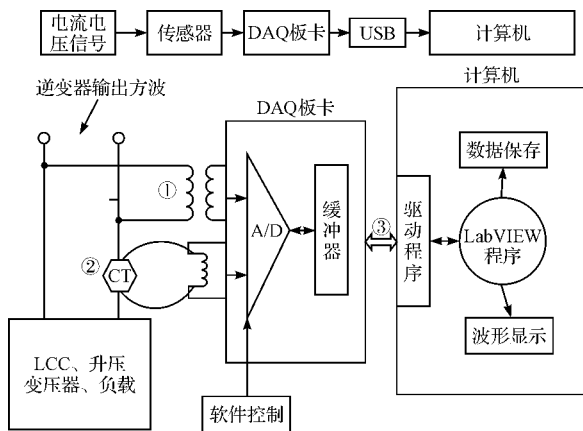


图 3 高频功率测量系统示意图

①—高频隔离变压器 (30 : 1); ②—电流传感器 (200 A/66.7 mA); ③—USB 接口

2.2 程序介绍

基于 LabVIEW 的程序由模块化的 VI 语言组成, 分为前面板和程序框图两个部分, 前面板主要是波形显示、数据输出、参数设置和控制按钮; 程序框图则是所编写的程序语言。LabVIEW 程序的流程图如图 4 所示。

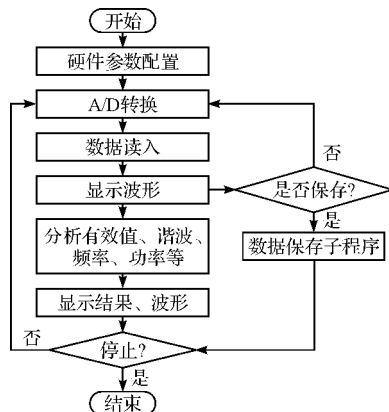


图 4 测量系统程序流程简图

本系统的程序主要功能: ①数据的采集、存储; ②数据的分析处理和结果显示。LabVIEW 可视化的编程特色、丰富强大的数据处理模块, 极大地方便了程序的编写。数据的采集调用了“DAQmx Create Channel.

vi”、“DAQmx timing. vi”、“DAQmx Start Task. vi”、“DAQmx Read. vi”和“DAQmx Clear Task. vi”等 5 个子程序;数据存储应用了“缩放和映射”、“从动态数据转换”两个模块和“Write To Spreadsheet File. vi”子程序。电流电压的分析处理过程是主要通过求平均值与均方根的“Basic Average DC-RMS. vi”,和求谐波、总失

真率、频率等量的“Harmonic Distortion Analyzer. vi”两个数据分析子程序实现。求功率则用的是“Mutiply (乘). vi”和求周期平均的“Basic Average DC-RMS. vi”。“Waveform Graph. vi”则负责波形的显示。程序中还用到了 While 循环结构、公式编辑等功能模块。程序框图的局部如图 5 所示。

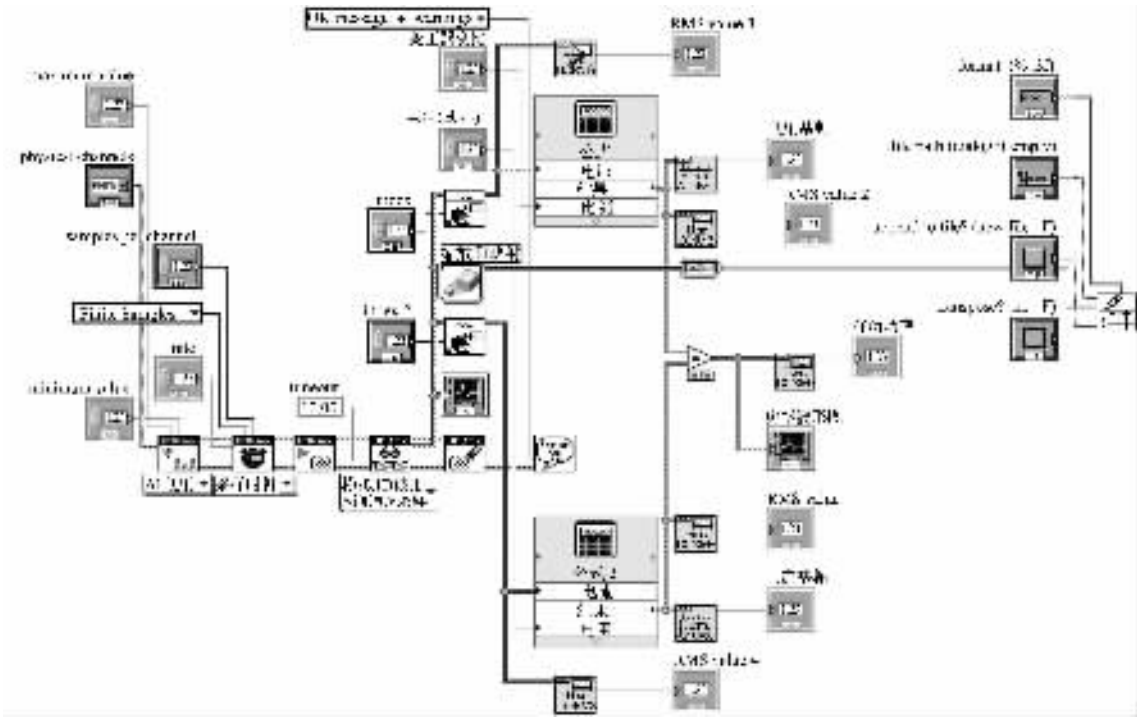


图 5 测量程序框图示意图

3 测量结果分析

3.1 空载实验结果

高频大功率电源系统的控制柜和高压变压器如图 6、图 7 所示。



图 6 高频大功率电源控制柜



图 7 高频大功率变压器

利用测量系统对高频大功率电源变压器的空载损耗进行测量。空载时,高压测开路,逆变器驱动波形占空比约 0.3。为了验证电流电压测量的准确性,本研究用示波器测量电压、电流以相互验证。电流、电压测量波形如图 8 所示,示波器和 LabVIEW 所测值的对比如表 1 所示。

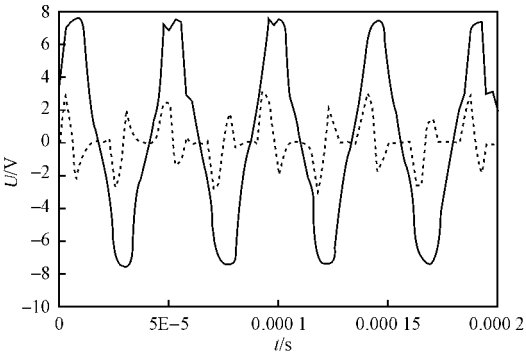


图 8 空载电流电压波形(实线为电压,虚线为电流)

表 1 示波器和 LabVIEW 测量结果对比

测量数据	电流有效值/V	电压有效值/V
LabVIEW	1.37	5.13
示波器	1.32	5.08
相对误差	3.8%	1.0%

注:表中电流电压已按比例转化为小电压。

由表 1 可见,用 LabVIEW 和示波器所测量的电流电压有效值误差比较小。而 LabVIEW 还能显示实时功率的波形和有功功率值,如图 9 所示。测量结果表明,LabVIEW 测量的变压器空载损耗大约为 250 W。

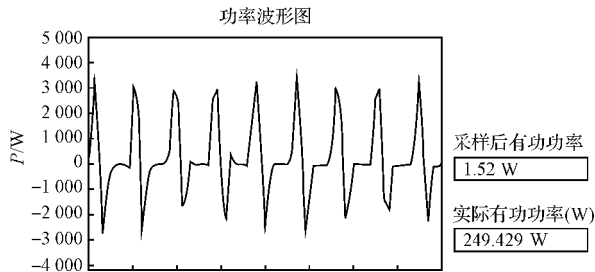


图 9 LabVIEW 所测功率波形和有功功率

3.2 负载实验验证

负载实验电路图如图 1 所示,频率约为 20 kHz,负载电阻 $R_o = 48.43 \text{ k}\Omega$,直流电压提高至 220 V。波形截图如图 10 所示,数据如图 11 所示。从中可知,逆变器输出功率 $P_1 = 14\ 908 \text{ W}$ 、方波电压 $U = 220 \text{ V}$,谐振电流 $I = 97.6 \text{ A}$ 。

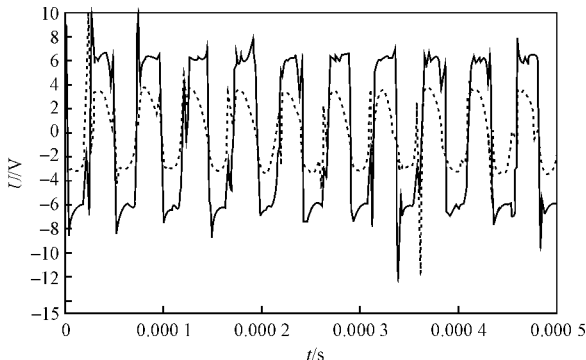


图 10 负载电流电压波形(实线为电压,虚线为电流)

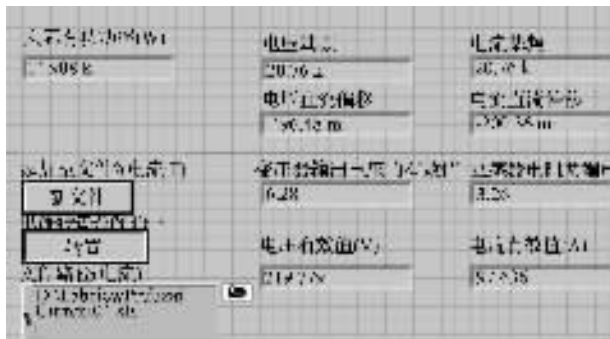


图 11 测量的主要数据

本研究又用电桥法测得谐振电路线路电阻为 $R = 0.02 \text{ }\Omega$,用大电阻分压法测得负载电阻两端直流电压 $U_o = 260.00 \text{ V}$,变压器负载损耗比空载损耗大,暂取为 250 W。电路消耗的总功率为负载功率、线路损耗与变压器损耗三者之和,即:

$$P_2 = I^2 \cdot R + U_o^2 / R_o + 250 = 97.6^2 \cdot 0.02 + 260.00^2 / 48.430 + 250 = 14\ 399 \text{ W} \quad (19)$$

而 LabVIEW 测量值 $P_1 = 14\ 908 \text{ W}$,所以实际功率测量的相对误差为:

$$\delta' = (P_1 - P_2) / P_1 = 3.4\% \quad (20)$$

由于变压器负载损耗无法精确确定,式(16)中用空载损耗代替负载损耗,实际的 P_2 应更大,误差也将更小。对比式(18)与式(20),可见实际测量的误差与理论分析的误差是吻合的,这表明所设计的高频功率测量系统具有足够的准确度。

4 结束语

研究表明,本功率测量系统可以实时显示电流电压波形,并保存测量数据,也能实时显示功率的波形和有功功率,并具有较高的精确度。

本研究不仅适合在工频场合发挥功率测量作用,得到更加精确的结果;其实际运用价值更在于,它为非工频的功率测量提供了一个廉价而现实有效解决方法,由于电力电子技术在大功率领域的广泛应用,大功率系统的开发也逐步增多,在相应的测试中,需要测量的电信号常常是非工频非正弦信号,而专门的高频测量系统结构复杂,价格昂贵,所以本测量系统具有特别的优势。

值得指出的是,本测量系统还可根据需要测量多种电参数;如果使用更高性能的采样器件,可进一步减少误差,提高整个系统的精确度。

参考文献 (References):

- [1] 周启龙. 电工仪表及测量[M]. 北京:中国水利出版社, 2008.
- [2] 杨乐平,李海涛,赵 勇,等. LabVIEW 高级程序设计[M]. 北京:清华大学出版社,2003.
- [3] 钱 伟,傅锋锋,程肇基. 中频电源有功功率测量的研究[J]. 电力电子技术,1995(2):50-53.
- [4] 钱向明. 基于 LabVIEW 的汽车燃油泵输油性测试系统[J]. 机电工程,2009,26(5):41-43.
- [5] MAKKY A-R A M, ABO-ZIED H, ABDELBAR F N, et al. Design of the Instrument Current Transformer for High Frequency High Power Applications[C]//Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East, 2008:230-233.
- [6] AOYAGI M, TANAKA S, KIKUCHI K, et al. Direct High Frequency Measurement Method for Small Diameter Coaxial Cable[C]//Electronics Packaging Technology, 2003 5th Conference(EPTC 2003), 2003:164-167.
- [7] 曾庆立,孟凡斌,杨永东. 高频脉冲数字功率表[J]. 半导体技术,2004,29(1):46-48.
- [8] 龙华伟,翟 超,胡冬青,等. 基于 LabVIEW 的步进电动机扭矩测试系统[J]. 计量学报,2008,29(1):60-64.
- [9] DIMITRAKAKIS G S, TATAKIS E C. Measurement issues related to high frequency sinusoidal excitation of magnetic coils[J]. Microwave Magazine, IEEE, 2005,6(4):94-100.
- [10] 武 桐,司刚全,曹 晖,等. 基于 LabVIEW 的磨机负荷自动测试与分析系统[J]. 数据采集与处理,2006,21(12):189-193.

[编辑:李 辉]